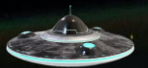
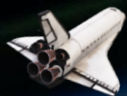


ნუგზახ ღომიძე ხესპი ღომიძე

ხადროფიზიკა



ნუგზარ დომიძე, ხესპი დომიძე

რადიოფიზიკა

ბათუმის შოთა რუსთაველის სახელმწიფო უნივერსიტეტი
2022

**ედვინება ჩემს მშობლებს
ხესპი დომიძეს და ლუიზა აფხაზავას**

თქვენი წვლილი შეუფასებელია

UDC(უაკ)621.39(075.8)
დ-796

რედაქტორები:

ომარ ნაკაშიძე, ფიზიკა-მათემატიკის მეცნიერებათა კანდიდატი, ბსუ-ს ასოცირებული პროფესორი
იზოლდა ჯაბნიძე, ფიზიკა-მათემატიკის მეცნიერებათა კანდიდატი, ბსუ-ს ასოცირებული პროფესორი
ლალი კალანდაძე, ფიზიკა-მათემატიკის მეცნიერებათა კანდიდატი, ბსუ-ს ასოცირებული პროფესორი

ტექნიკური რედაქტორი:

ზებურ სურმანიძე, ფიზიკა-მათემატიკის მეცნიერებათა კანდიდატი, ბსუ-ს ასოცირებული პროფესორი
ამირან ფუტყარაძე, პრაქტიკოს-სპეციალისტი (რადიოფიზიკოსი)

გრაფიკული დიზაინი:

ანა სურმანიძე

კომპიუტერული უზრუნველყოფა:

ლუკა დომიძე, ივანე ჯავახიშვილის თბილისის სახელმწიფო უნივერსიტეტის, ფიზიკის სპეციალობის სტუდენტი
ელდარ მსხალაძე, ბათუმის სახელმწიფო საზღვაო აკადემია, ასისტენტი
ელუარდ ანანიძე, გამომცემლობა „ბათუმის შოთა რუსთაველის სახელმწიფო უნივერსიტეტი“-ს წამყვანი სპეციალისტი

რეცენზენტები:

ზურაბ ჯიბუტი - ფიზიკა-მათემატიკის მეცნიერებათა დოქტორი, აგრარული უნივერსიტეტის პროფესორი, მიკრო და ნანო ელექტრონიკის ინსტიტუტის ლაბორატორიის ხელმძღვანელი
ჟუჟუნა დიასამიძე - ფიზიკა-მათემატიკის მეცნიერებათა დოქტორი, ბსუ-ს ემერიტუს-პროფესორი

ადიარება:

სახელმძღვანელოდ ადიარებულია ბსუ-ს საგამომცემლო საბჭოს მიერ (ოქმი №3, 11.06.2022).

ISBN 978-9941-488-57-3

მხარდაჭერა:

**სახელმძღვანელო გამოიცა შოთა რუსთაველის ეროვნული სამეცნიერო ფონდის
მხარდაჭერით [გრანტის ნომერი SP-2-21-583]**

სელმძღვანელი: პროფ. ნუგზარ ღომიძე

კოორდინატორი: ფიზიკის დოქტორი მირანდა ხაჯიშვილი

Acknowledgment:

**This work was supported by Shota Rustaveli National Science Foundation of Georgia (SNRSFG)
[grant number: SP-2-21-583]**

Project manager: Prof. Nugzar Gomidze

Coordinator: Doctor of Physics Miranda Khajishvili



წინასიტყვაობა

თანამედროვე მეცნიერულ-ტექნიკური პროგრესის პირობებში, ადამიანს შეეხება აქვს რადიო-ელექტრონული მოწყობილობების ფართო სპექტრთან, უფრო მეტიც, გარკვეულ წილად, ისინი ცივილიზაციის დონესაც განსაზღვრავენ. ზოგიერთი რადიო-ელექტრონული მოწყობილობა, რომელიც არც თუ ისე დიდი ხნის წინათ ადამიანისათვის ფუფუნების საგანს წარმოადგენდა, დღეს უკვე თამამად შეიძლება ითქვას, რომ აუცილებლობაა და ჩვენი ცხოვრების განუყოფელ ნაწილს შეადგენს. დღეს უკვე ჩვენს დედამიწას გარს აკრავს 300-ზე მეტი ხელოვნური თანამგზავრი, ვინ მოთვლის რამდენი ფიჭური კავშირგაბმულობის სადგური, აგრეთვე სხვადასხვა დანიშნულების და ტექნოლოგიის მიმღებ-გადამცემი მოწყობილობა. ისინი კომპლექსურად ქმნიან გლობალურ საკომუნიკაციო სივრცეს და არა მხოლოდ ინფორმაციის გაცვლის მიზნით. მეცნიერთა წინაშე ახალი გამოწვევებია გააერთიანონ კავშირის ყველა სახე (თანამგზავრული კავშირი, ინტერნეტი, დედამიწისეული რადიოკავშირი და სხვა) და შექმნან მათი მართვის ერთიანი უსაფრთხო სისტემა, სტანდარტი – პროტოკოლი. სწორედ ამ საკითხების ფიზიკურ საფუძვლებს ეხება მოცემული სახელმძღვანელო.

სახელმძღვანელო მიზნად ისახავს ხელი შეუწყოს სტუდენტებს და დაინტერესებულ პირებს, განავრცონ თავიანთი ცოდნა და განავითარონ პრაქტიკულად რეალიზებადი პროექტების სახით იმ საკითხების ირგვლივ, რასაც ავტორთა მოსაზრებით თანამედროვე რადიოფიზიკა ითვალისწინებს. იგი შედგენილია საბაკალავრო და სამაგისტრო საფეხურის სტუდენტებისათვის, რათა მიიღონ ფუნდამენტური და სპეციფიკური ტექნიკური, საბაზო განათლება. აუდიტორული მუშაობისას მსმენელები შეძლებენ განმტკიცონ მიღებული ცოდნა რეალური და სიმულაციური ლაბორატორიული პრაქტიკუმით.

სახელმძღვანელო მოიცავს ბსუ-ს „ფიზიკის“ საბაკალავრო საგანმანათლებლო პროგრამის „რადიოფიზიკის საფუძვლები“ და „უკაბელო კავშირის სისტემები“ სილაბუსების საკითხებს, გარდა ამისა ნაწილობრივ მოიცავს „ფიზიკის“ სამაგისტრო საგანმანათლებლო პროგრამის სილაბუსების „ელექტრონული რხევები“ და „სტატისტიკური რადიოფიზიკა“ საკითხებს. მასში წარმოდგენილია მხოლოდ თეორიული მასალა და ცალკეულ საკითხებში ინტეგრირებული პრაქტიკული (ლაბორატორიული) ამოცანები.

სახელმძღვანელო შედგენილია ავტორთა მიერ მრავალწლიანი სააუდიტორიო მუშაობისას შემუშავებული სალექციო მასალების საფუძველზე. მასში ასახულია რადიოფიზიკასა და უსადენო კავშირის სისტემებში მოწინავე სამეცნიერო სიახლეები, მათ შორის ავტორთა წვლილი, რაც გამოიხატება რიგი საკითხების ავტორისეულ ინტეპრეტაციასა და ანალიზში.

ავტორები მადლობას უხდის რედაქტორებს ომარ ნაკაშიძეს, იზოლდა ჯაბინძეს, ლალი კალანდაძეს, ტექნიკურ რედაქტორს ზებურ სურმანიძეს გამოთქმული საქმიანი შენიშვნებისა და მოსაზრებებისათვის. მიაჩნიათ, რომ მათ მიერ გაწეული შრომატევადი საქმიანობა სამაგალითოა და დასაფასებელია. ავტორები მადლობას უხდის, აგრეთვე, კომპიუტერული და ტექნიკური მხარდაჭერის ჯგუფს დახმარებისათვის.

ავტორები გამოთქამენ მზადყოფნას გაითვალისწინოთ მკითხველთა მხრიდან ყველა შენიშვნა და მოსაზრება, რომელიც შეძლებისდაგვარად გათვალისწინებული იქნება სახელმძღვანელოს მომდევნო ბეჭდურ თუ ელექტრონულ გამოცემებში.

სარჩევი

სარჩევი.....	- 5 -
თავი I. რადიოფიზიკის საგანი.....	- 9 -
§1. რას შეისწავლის რადიოფიზიკა?	- 9 -
§2. ისტორია რადიოს გამოგონების შესახებ.....	- 10 -
§3. შეტყობინება. შეტყობინების სიგნალი. ძირითადი ცნებები	- 15 -
§4. კავშირის არხის სტრუქტურული სქემა.....	- 18 -
თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი	- 21 -
§5. სიგნალების და მათი მახასიათებლების კლასიფიკაცია.....	- 21 -
§6. დეტერმინირებული სიგნალების ანალიზი. სიგნალის გაშლა ფურიეს მწკრივად	- 23 -
§7. დეტერმინირებული სიგნალების სპექტრული და ენერგეტიკული მახასიათებლები	- 27 -
ენერგია	- 30 -
სიგნალის ეფექტური ხანგრძლივობა და სპექტრის ეფექტური სიგანე	- 31 -
სპექტრის წარმოდგენა ლოგარითმულ მასშტაბში.....	- 32 -
გიბსის ეფექტი - სიგნალის აღდგენის სიზუსტე	- 33 -
ავტოკორელაციური ფუნქცია და ენერგეტიკული სპექტრი.....	- 33 -
§8. შემთხვევითი სიგნალების ანალიზი	- 34 -
§9. სტაციონარული შემთხვევითი სიგნალები.....	- 36 -
თეთრი ხმაური.....	- 36 -
ჰარმონიული რხევები შემთხვევითი ფაზით	- 37 -
ნორმალური შემთხვევითი პროცესი (გაუსის განაწილება)	- 39 -
ვიწროზოლოვანი შემთხვევითი პროცესი.....	- 40 -
თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები	- 41 -
§10. რადიოტექნიკური წრედების კლასიფიკაცია	- 41 -
§11. წრედების აქტიური და პასიური ელემენტები	- 42 -
ელექტრული წრედების პასიური ელემენტები	- 42 -
რეზისტორული ელემენტი - წინაღობა.....	- 42 -
ინდუქციური ელემენტი - ინდუქციურობა	- 44 -
ტევადური ელემენტი - ტევადობა.....	- 45 -
ელექტრული წრედების აქტიური ელემენტები	- 46 -
§12. თავისუფალი რხევები LRC რხევით კონტურში	- 47 -
§13. იძულებითი რხევები LRC რხევით კონტურში	- 52 -
§14. წრფივი ოთხპოლუსა. ოთხპოლუსას მახასიათებელი	- 56 -
§15. მიმდევრობითი რხევითი კონტური	- 58 -
§16. პარალელური რხევითი კონტური	- 60 -
§17. ფილტრები	- 63 -
დაბალი სიხშირის RC ფილტრები.....	- 64 -
დაბალი სიხშირის LC-ფილტრები.....	- 65 -
მაღალი სიხშირის LC-ფილტრები	- 66 -
ზოლური ფილტრები	- 67 -
ზემაღალი სიხშირის ფილტრები.....	- 68 -
თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები	- 69 -
§18. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემის სახეები. კავშირის კოეფიციენტი	- 69 -
§19. შეკავშირებული რხევითი კონტურის რეზონანსული მახასიათებლები.....	- 77 -
პირველი კერძო რეზონანსი.....	- 77 -

მეორე კერძო რეზონანსი.....	- 77 -
სრული რეზონანსი	- 78 -
ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებელი (ასმ).....	- 80 -
კავშირის სიხშირე.....	- 83 -
თავი V. ანალოგური სიგნალების მოდულაცია	- 86 -
§21. ამპლიტუდა-მოდულირებული სიგნალი	- 86 -
§22. სიხშირე-მოდულირებული სიგნალი.....	- 91 -
§23. ფაზა-მოდულირებული სიგნალი	- 93 -
§24. იმპულსური მოდულაცია	- 94 -
ამპლიტუდა-იმპულსური მოდულაცია (PAM – Pulse Amplitude Modulation)	- 94 -
განივ-იმპულსური მოდულაცია (PWM – Pulse Wide Modulation).....	- 95 -
დროით-იმპულსური მოდულაცია (PDM – Pulse Density Modulation ან PTM – Pulse Time Modulation)	- 95 -
თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები	- 97 -
§25. დამუხტული ნაწილაკი ელექტრომაგნიტურ ველში	- 97 -
§26. ელექტრონული ემისია	- 99 -
§27. დიოდი და ტრიოდი	- 101 -
§28. ტეტროდი და პენტოდი. მაგნეტრონი	- 109 -
თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები.....	- 113 -
§29. ნახევარგამტართა ელექტროგამტარობა.....	- 113 -
§30. ელექტრონულ-ხვრელური გადასვლა (P – N გადასვლა)	- 117 -
§32. ტრანზისტორი. ბიპოლარული ტრანზისტორი	- 125 -
§33. საველე ანუ არხული ტრანზისტორი	- 129 -
§34. ტირისტორი	- 132 -
§35. ტრანზისტორის მუშაობის დინამიკური რეჟიმი	- 133 -
თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები	- 136 -
§36. გამმართველები.....	- 136 -
§37. დაბვის სტაბილიზატორები.....	- 142 -
§38. გამაძლიერებლის ძირითადი ტიპები და მათი მახასიათებლები	- 145 -
§39. გამაძლიერებელი ელექტრულ მილაკზე	- 150 -
§40. აპერიოდული (რეზისტორული) დაბვის გამაძლიერებელი (ტრანზისტორული გამაძლიერებელი)	- 151 -
§41. მრავალკასკადიანი ტრანზისტორული გამაძლიერებელი.....	- 153 -
§42. სიგნალების გენერატორები.....	- 154 -
§43. ოპერაციული და პარამეტრული გამაძლიერებლები (გენერატორები)	- 159 -
ოპერაციული გამაძლიერებელი (გენერატორი).....	- 159 -
პარამეტრული გამაძლიერებელი (გენერატორი)	- 161 -
თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები	- 165 -
§44. Y , H და Z პარამეტრები.....	- 165 -
§45. ტრანზისტორის ეკვივალენტური სქემები და მისი პარამეტრების სისტემა.....	- 168 -
§46. გამაძლიერებლის ეკვივალენტური სქემები	- 171 -
თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრეები	- 178 -
§47. გადამცემი ხაზები	- 178 -
§48. ტალღგამტარი გამზომი ხაზი	- 182 -
§49. მდგარი ტალღები. მდგარი ტალღების მახასიათებლები.....	- 190 -
მდგარი ტალღის მინიმუმის წერტილების განსაზღვრა	- 190 -
ტალღის სიგრძის განსაზღვრა გამზომ ხაზში.....	- 192 -
დატვირთვის სრული წინაღობა	- 193 -
წრიული დიაგრამა (სმიტის დიაგრამა)	- 194 -

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები.....	- 198 -
§50. ოპტიკური გამოსახულების გადაცემისა და მიღების პრინციპები	- 198 -
§51. ფერადი ხედვის არსი	- 199 -
§52. გამოსახულების გაშლა	- 199 -
§53. ტელეგამოსახულების ძირითადი პარამეტრები.....	- 201 -
§54. ვიდეოკონი. ოპტიკური გამოსახულების გარდაქმნა ვიდეოსიგნალად	- 202 -
§55. ელექტრონული პროექტორი.....	- 206 -
§56. კინესკოპი. თხევადკრისტალური მონიტორები	- 210 -
თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები.....	- 216 -
§57. ანალოგური და ციფრული სიგნალები.....	- 216 -
§58. ანალოგური სიგნალის ციფრულ ფორმატში წარმოდგენის მეთოდები.....	- 218 -
§59. ციფრული მოდულაცია	- 222 -
მონაცემთა კოდირება, თანავარსკვლავედის დიაგრამა	- 223 -
QPSK-კვადრატული ფაზის მოდულატორი	- 225 -
ASCII კოდების ანალოგური მოდულაცია	- 229 -
§60. ლოგიკური ელემენტები და ლოგიკური წრედები	- 230 -
§62. რეგისტრი	- 237 -
§63. ინტეგრალური ტექნიკა	- 239 -
თავი XIII. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი.....	- 242 -
§64. რადიოტალღების სპექტრი	- 242 -
§65. ატმოსფეროს შემადგენლობა.....	- 244 -
§66. იონოსფეროდან ტალღების არეკვლის მექანიზმი	- 246 -
§67. მიწის და ცის ტალღები. „მკვდარი ზონა“	- 247 -
§68. გაბნევის ეფექტური განივკვეთი	- 249 -
§69. ელექტრომაგნიტური ველის ანალიზი გამბნევი გამტარი სფეროს ზედაპირზე	- 252 -
თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში.....	- 257 -
§70. ანტენები. ანტენების ძირითადი მახასიათებლები	- 257 -
§71. ანტენების კლასიფიკაცია	- 260 -
საბაზო სადგურის ანტენები.....	- 264 -
მიმართული ანტენები	- 264 -
მობილური (მოძრავი) ანტენები.....	- 264 -
პორტატული ანტენები	- 264 -
ჭკვიანი (Smart) ანტენები	- 265 -
§72. წრფივი ვიბრატორი	- 266 -
ელემენტარული ვიბრატორის ველის დაძაბულობა და მოქმედი სიგრძე	- 267 -
ელემენტარული ვიბრატორის მიმართულების დიაგრამა.....	- 268 -
ასიმეტრიული ვიბრატორი	- 270 -
ვიბრატორთა სისტემები	- 273 -
ეფექტური სიმძლავრე	- 275 -
§73. ანტენური კომპონენტები	- 276 -
დუპლექსორი (Duplexer).....	- 277 -
კომბაინერი (Combiner)	- 278 -
მულტიშემკრები (Multicoupler).....	- 278 -
თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები.....	- 279 -
§74. მრავალმომხმარებლიანი სისტემები	- 279 -
არხის სიხშირული დაყოფის მეთოდი - Frequency Division Multiple Access (FDMA).....	- 279 -
არხის დროითი დაყოფის მეთოდი - Time Division Multiple Access (TDMA).....	- 279 -
არხის კოდური დაყოფის მეთოდი Code Division Multiple Access (CDMA).....	- 280 -
§75. სიმპლექსური და დუპლექსური რადიოკავშირი	- 280 -

§76. კავშირის უსაფრთხოება. აბონენტთა იდენტიფიკაცია	- 284 -
ციფრული Squelch-სისტემები (DCS - Digital-Coded Squelch)	- 286 -
კოდური Squelch-სისტემები (DTMF- Dual-Tone Multi-Frequency)	- 287 -
დისპეტჩერული სისტემები	- 288 -
კავშირი რეტრანსლიატორის გამოყენებით	- 289 -
საერთო სარგებლობის სატელეფონო ქსელში ჩართვა	- 290 -
მრავალზონიანი სისტემები – დიდი ფართობის მომცველი სისტემები	- 290 -
§78. პეიჯერული სისტემები	- 292 -
§79. მოკლე ტექსტური შეტყობინების სისტემები (SMS - SHORT MESSAGING SYSTEMS)	- 292 -
§80. უსადენო კავშირგაბმულობის თაობები	- 293 -
1G - პირველი თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები	- 293 -
2G - მეორე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები	- 294 -
2.5G - ორნახევარი თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები	- 295 -
3G - მესამე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები	- 295 -
3.5G - სამნახევარი თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები	- 295 -
4G - მეოთხე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები	- 296 -
5G - მეხუთე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები	- 296 -
6G - მეექვსე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები	- 296 -
§81. უსადენო კავშირის სისტემა MMDS	- 297 -
§82. უსადენო კავშირის სისტემა LMDS	- 299 -
§83. უსადენო ფართოზოლოვანი კავშირის სტანდარტი 802	- 300 -
პროტოკოლი	- 303 -
ფართოზოლიანი სერვისი	- 303 -
MAC-დონე	- 304 -
ფიზიკური დონე	- 304 -
§84. უსადენო კავშირის ოპტიკური არხები (ოპტიკა თავისუფალ სივრცეში FSO- FREE SPACE OPTICS)	- 305 -
უსადენო FSO-სისტემების აგება	- 308 -
§85. თანამგზავრული კავშირი	- 310 -
თანამგზავრული სისტემები	- 310 -
თანამგზავრული სისტემების მუშაობის პრინციპი	- 312 -
მონაცემთა გადაცემა კოსმოსის გავლით	- 313 -
კავშირის კონფიდენციალობა	- 313 -
თანამგზავრული კავშირის ღირებულება	- 314 -
თანამგზავრული კავშირის პერსპექტივები	- 314 -
დანართი 1. კრამერს-კრონინგის თანაფარდობა	- 315 -
დანართი 2. ლოგარითმული ერთეულები	- 319 -
დანართი 3. კავშირი ოთხპოლუსას Y , H და Z პარამეტრებს შორის	- 319 -
დანართი 4. ათობითი სისტემიდან ორობითში გადაყვანის მეთოდი	- 320 -
დანართი 5. სმიტის დიაგრამა	- 322 -
დანართი 6. ლოგიკური სქემების პირობითი აღნიშვნები	- 323 -
დანართი 7. ჯოულ-ლენცის კანონი დიფერენციალური ფორმით	- 324 -
დანართი 8. ელემენტარული ვიბრატორის გამოსხივება ახლო, შორეულ და შუალედურ ზონაში	- 325 -
დანართი 9. შემოკლებული აღნიშვნები	- 329 -
გამოყენებული ლიტერატურა	- 331 -
გამოყენებული პროგრამული პაკეტები და სიმულატორები	- 331 -

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი

§1. რას შეისწავლის რადიოფიზიკა?

რადიოფიზიკა არის მეცნიერების დარგი, რომელიც შეისწავლის ელექტრომაგნიტურ რხევებთან და რადიოდიამეტრის ტალღებთან დაკავშირებულ ფიზიკურ პროცესებს, როგორცაა: მათი გენერირება, გავრცელება, მიღება და გარდაქმნა, აგრეთვე ამ პროცესების შედეგად აღძრული ელექტრონი და მაგნიტური ველების მუხტებთან ურთიერთქმედება ვაკუუმსა და გარემოში.

რადიოფიზიკა მეცნიერებად ჩამოყალიბდა მე-20 საუკუნის 20-30-იან წლებში, გააერთიანა რა ფიზიკის დარგები რადიოტექნიკა და ელექტრონიკა. აღრულება ადამიანმა სწრაფად გააცნობიერა კომუნიკაციის საჭიროება. ამ მოთხოვნილების დასაკმაყოფილებლად მან შეიმუშავა კომუნიკაციის ალტერნატიული მეთოდები, როგორცაა ხელის ქესტიკულაცია, დაკვამლიანებით შეტყობინების გადაცემა და სხვა. მიუხედავად იმისა, რომ ეს მეთოდები ეფექტური იყო, მათი დაფარვის დიაპაზონი მაინც ძალიან შეზღუდული იყო მანძილით. საბოლოოდ, მანძილის შეზღუდვები გადაილახა კურიერული და საფოსტო მომსახურების განვითარებით, მაგრამ დღის წესრიგში დადგა შეტყობინების სწრაფად გადაცემის საკითხი. საუკუნეების მანძილზე შეტყობინების მიწოდებისთვის საჭირო დრო ცხენისა თუ მტრედის სიჩქარეზე იყო დამოკიდებული.

XIX საუკუნის მეორე ნახევარში, როგორც მანძილის, ასევე დროის შეზღუდვები დიდწილად დაიძლია. ტელეგრაფის გამოგონებამ შესაძლებელი გახადა მყისიერი კომუნიკაცია გრძელი მავთულებით. ცოტა მოგვიანებით ადამიანმა მოახერხა შეტყობინების გადაცემა რადიოტალღების საშუალებით.

რადიოფიზიკის ძირითადი მიმართულებებია:

- 1. თავმოყრილი და გავრცელებული პარამეტრების მქონე რხევით კონტურებში (გარემოში) ელექტრონიკის რხევების თეორიული და ექსპერიმენტული კვლევა.** ეს კვლევები არის 30 კმ-დან 3 გმ-მდე სიხშირის და უფრო მაღალი სიხშირის რხევების გენერაციის, გაძლიერებისა და გარდაქმნის ახალი მეთოდების დამუშავების საფუძველი. რადიოფიზიკა სწავლობს, აგრეთვე, შემთხვევითი პროცესების - ფლუქტუაციების გავლენას ელექტრონიკის რხევებზე კონკრეტულ მოწყობილობებში, მზიდი სიგნალიდან სასარგებლო და პარაზიტული (მაგალითად, ელექტრონიკის ხმაური) სიგნალების გამოყოფის მეთოდებს.
- 2. რადიოსიხშირული დიაპაზონის ელექტრომაგნიტური რხევების ურთიერთქმედების შესწავლა მუხტის მატარებელ დენებთან ვაკუუმში, აირებსა და მყარ სხეულებში.** ვაკუუმში ელექტრონიკის ნაკადების შესწავლამ განაპირობა ზემოაღნიშნული სიხშირის ელექტრონიკის ნათურების შექმნა (მაგნეტრონები, კლისტრონები, მსრბოლი ტალღების ნათურები, უკუ ტალღების ნათურები და სხვ.). ელექტრომაგნიტური ტალღების იონიზებულ აირთან ურთიერთქმედების შესწავლის შედეგად შეიქმნა აირგანმუხტავი ხელსაწყოები (ტირატრონი, ტრიგატრონი და სხვ.), რომლებიც ფართოდ გამოიყენებოდა და დღესაც გამოიყენება რადიოელექტრონიკის სისტემებში. ნახევარგამტარებში ენერგეტიკული გადასვლების

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი

შესწავლამ მეცნიერებს საშუალება მისცა შეექმნათ სხვადასხვა სიხშირული დიაპაზონის მყარსხეულოვანი გენერატორები, გამაძლიერებლები და გარდამქმნელები (ნახევარგამტარული დიოდი, ტრანზისტორი, საველე, გვირაბული და სხვ.).

- 3. რადიოტალღების გამოსხივების და გავრცელების შესწავლა.** რადიოტალღების გავრცელება სხვადასხვა მიმართულ (ტალღამტარები) და შემნელებელ (ფიდერები) სისტემებში მნიშვნელოვანი როლი შეასრულა რადიოკავშირის სისტემების (გადამცემი და მიმღები მოწყობილობები) და სხვათა შექმნაში. დედამიწის ზედაპირზე და მის სიღრმეებში რადიოტალღების გავრცელების შესწავლისას, კონკრეტული პირობების გათვალისწინებით, რაც უშუალოდ გეოფიზიკურ და კოსმოსურ ფაქტორებს უკავშირდება, რადიოფიზიკა იკვთება გეოფიზიკასთან, ატმოსფეროსა და პლაზმის ფიზიკასთან. დედამიწის მახლობლად და კოსმოსურ ტრასაზე რადიოტალღების გავრცელების თავისებურებების შესწავლა შესაძლებელია, მხოლოდ ტროპოსფეროს, იონოსფეროს, დედამიწის მახლობელი და ვარსკვლავთაშორისი სივრცის შესახებ სისტემატურად დაგროვებული მონაცემების ანალიზის საფუძველზე, მეორე მხრივ, გეოფიზიკური ობიექტების მრავალი თვისება შეისწავლება რადიოფიზიკური მეთოდების საფუძველზე, ე.ი. რადიოდიაპაზონის რხევებისა და ტალღების დროში ევოლუციის შესწავლის გზით.
- 4. ანტენებისა და მათი მახასიათებლების კვლევა.** ანტენების მახასიათებლების გაუმჯობესების მიზნით მიმდინარეობს ინტენსიურ კვლევები. სამეცნიერო შრომები ამ მიმართულებით ეძღვნება სხვადასხვა დანიშნულებისა და ტიპის ანტენების გამბნევი თვისებების ოპტიმიზაციას, კერძოდ კი გაბნევის ეფექტური ფართობის შემცირებას. ამ საკითხებისადმი დიდი ყურადღება, უპირველეს ყოვლისა, განპირობებულია გამოსხივების გაბნევის მახასიათებელი პარამეტრების გავლენით, თანამედროვე შეიარაღებაში სამხედრო ტექნიკის რადიოლოკაციურ „შემჩნევეთობაზე“.
- 5. უსადენო კავშირის სისტემების და მათი ორგანიზაციის პრინციპების შესწავლა.** პრაქტიკა აჩვენებს, რომ მრავალ ფუნქციონირებადი კომპაქტურად განლაგებული რადიოელექტრონული სისტემები (გადამცემები, მიმღები, გამაძლიერებლები, რეტრანსლიატორები, გენერატორები და სხვა), ურთიერთზეგავლენას ახდენენ ერთმანეთზე. მეცნიერები ცდილობენ ერთი მხრივ, მაქსიმალურად შეამცირონ სასარგებლო სიგნალზე ხელშემშლელი სიგნალების გავლენა, მეორე მხრივ, შეიმუშავონ ერთიანი სტანდარტი, რომელიც სხვადასხვა უსადენო საკომუნიკაციო საშუალებების თავსებადობასთან ერთად, მათი უსაფრთოდ ექსპლუატაციის საფუძველი იქნება.

§2. ისტორია რადიოს გამოგონების შესახებ

რადიოფიზიკის განვითარებას თან ახლდა ახალი მოვლენების აღმოჩენა, რომლებსაც აქვთ პრაქტიკული გამოყენება და წარმოადგენს ახალი მიმართულების საფუძველს, როგორცაა მაგალითად, **კვანტური ელექტრონიკა**. რადიოფიზიკის ზოგიერთი მიმართულება ჩამოყალიბდა ფიზიკის დამოუკიდებელ დარგად, მაგალითად **რადიოასტრონომია**, **რადიოსპექტროსკოპია**, **რადიომეტეოროლოგია** და სხვა. ამ დარგებში რადიოფიზიკური მეთოდები არის საშუალება იმ მოვლენების

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი

შესასწავლად, რაც რადიოფიზიკის მიღმა აღმოჩნდა. განსაკუთრებული როლი შეასრულა რადიოფიზიკის მეთოდების შედარებითი კვლევაში, შეიქმნა ახალი მიმართულება - **არაწრფივი ოპტიკა**.

ყველაფერი დაიწყო რადიოს გამოგონებით. რადიოს გამოგონება არ იყო შემთხვევითი მოვლენა. XVIII-XIX საუკუნის გამოჩენილი მეცნიერების **ფარადეის, მაქსველის, ჰერცის, და ბრანლის** შრომები წინ უძღვოდა მის გამოგონებას.

რადიოს გამოგონების შესახებ ვრცელი და ამომწურავი ინფორმაცია დაიბეჭდა ჟურნალ „ისტორიანი“-ის 2013 წლის სექტემბრის ნომერში **რამაზ გურგენიძის** ავტორობით, რომელიც უცვლელად არის ციტირებული ქვემოთ.

„მიუხედავად იმისა, რომ 1909 წელს ნობელის პრემია რადიოს გამოგონებისთვის იტალიელ **გულელმო მარკონისა** და გერმანელ **კარლ ფერდინანდ ბრაუნს** გადაეცათ, ლამის ყველა ქვეყანას მაინც თავისი გამომგონებელი ჰყავს. მაგალითად, საფრანგეთს **ელუარდ ბრანლი (1890)**, ინდოეთს **ჩანდრა ბოშე (1894)**, ინგლისს **ოლივერ ლოჯი (1894)**, ბრაზილიას **ლანდელ დე მურუ (1893)**, გერმანიას **ჰაინრიხ ჰერცი (1888)** რუსეთს **ალექსანდრ პოპოვი (1896)**, ამერიკას კი სულაც სამი: **თომას ალვა ედისონი (1875)**, **დევიდ ჰიუზი (1878)** და სერბი წარმომობის **ნიკოლა ტესლა (1891)**, რომელსაც რადიოს გამომგონებლად რამდენიმე ბალკანურ ქვეყანაშიც აღიარებენ.

XIX საუკუნის ბოლოს მთელი მსოფლიო ტელეგრაფის სადენებით დაიფარა. მალე ტელეფონიც გამოიგონეს, რომელსაც ასევე სადენები სჭირდებოდა. და თუ სადენების გაყვანა კონტინენტთა შორისაც ხერხდებოდა, ზღვაზე კავშირი დიდ პრობლემას წარმოადგენდა. უზარმაზარ ლაინერებსაც არ ჰქონდათ უწყვეტი კავშირის ფუფუნება. მხოლოდ სამხედრო ფლოტების მსხვილი შენაერთების ცურვისას იყო საშუალება, კრეისერებზე მოთავსებული გიგანტური კოჭებიდან სადენები ზღვაში ჩაეშვათ. მოკლედ, მთელი მსოფლიო დადგა ინფორმაციის უსადენოდ გადაცემის აუცილებლობის წინაშე.

რადიოს გამოგონებით საქართველოშიც დაინტერესდნენ. აი, რას წერდა გაზეთი «ივერია» 1897 წელს: «ტელეგრაფი და ტელეფონი ხელთა გვაქვს, მაგრამ მთელი ხმელეთი მავთულებით არის მოფენილი. მავთული ძვირი ჯდება, გაჭიმვასაც დიდი შრომა და ჯაფა უნდა, ნუთუ არ შეიძლება უმავთულოდ წავიდეთ იოლადო, - იფიქრა კაცმა. ეს აზრი პირველი შეხედვით მეტად საოცარი უნდა იყოს, მაგრამ დაუჯერებელი და მუდმივად შეძლო ადამიანის გონება. მეცნიერებმა - **ფარადეიმ, მაქსველმა, ჰერცმა, როიმ, ფონბერჰენმა, პოპოვმა** და ბოლოს იტალიელმა ახალგაზრდა სპეციალისტმა **მარკონიმ** ნათლად დაამტკიცეს, რომ დეჰუმის გადასაცემად მავთული სრულიად არ არის საჭირო, რომ ელექტრონის ძალა ისე გადაეცემა ერთი მანქანიდან მეორეს, რომ ეს ძალა ისე გავრცელდება ჰაერში, როგორც მაგალითად, სინათლე».

რადიოს გამოგონებას, ბუნებრივია, ფიზიკის განვითარებაში რამდენიმე მნიშვნელოვანი მოვლენა უსწრებდა წინ.

გენიალურმა **მაიკლ ფარადეიმ (1791-1867)** პირველმა შემოიღო ელექტრომაგნიტური ველის ცნება 1845 წელს. ფარადეი ამტკიცებდა, რომ ელექტრული და მაგნიტური ურთიერთქმედებები სივრცეში უწყვეტად გადაეცემოდა ერთი წერტილიდან მეორეში, რომ მათ შორის არსებობს დამაკავშირებელი რგოლი... მაგრამ მის შეხედულებებს არავინ იზიარებდა. არადა, მისი ავტორიტეტი იმდენად დიდი იყო, რომ ბრიტანეთის სამეფო საზოგადოებას ფარადეის დაკრძალვა ნიუტონის გვერდით ჰქონდა გადაწყვეტილი. ფარადეი და მისი მუდღე **სარა ბერნარდი** კი მორწმუნე იყვნენ და სურდათ, ერთად დამარხულიყვნენ. ფარადეიმ სარა ჰაიგეტის სასაფლაოზე დაკრძალა და ანდერძით თავადაც მუდღის გვერდით დაკრძალვა ისურვა. რაკი ანდერძის დარღვევა ინგლისში არ შეიძლება, ფარადეი მუდღის გვერდით დამარხეს, მაგრამ ნიუტონის გვერდით საფლავი მაინც გააკეთეს წარწერით: «მაიკლ ფარადეი». ამდენად, ფარადეი მსოფლიოში ერთადერთი მეცნიერია, რომელსაც ორი საფლავი აქვს.

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი

ფარადეის იდეა ელექტრომაგნიტური ველის შესახებ ინგლისელმა მეცნიერმა **ჯიმს კლარკ მაქსველმა** (1831-1879) განავითარა. სწორედ მაქსველმა იწინასწარმეტყველა 1864 წელს ელექტრომაგნიტური ტალღების არსებობა და სინათლის ელექტრომაგნიტური ბუნება. განსაცვიფრებელია, რომ მაქსველის «ხელსაწყოები» მხოლოდ საწერ-კალამი იყო, «ლაბორატორია» კი მის თავში იმყოფებოდა. მეცნიერი ღრმად იყო დარწმუნებული ელექტრომაგნიტური ტალღების რეალობაში, თუმცა მათ აღმოჩენას ვერ მოეწერო. ელექტრომაგნიტური ტალღების ექსპერიმენტულად მიღება მისი სიკვდილიდან ათი წლის შემდეგ შეძლო გერმანელმა **ჰაინრიხ რუდოლფ ჰერცმა**.

ჰერცს დოქტორის ხარისხი უკვე 22 წლისას, ბერლინის უნივერსიტეტის დამთავრებამდე ჰქონდა, ხოლო პროფესორი 28 წლის ასაკში გახდა. თავდაპირველად ჰერცი მაქსველის ელექტრომაგნიტური თეორიის მოწინააღმდეგე იყო და ექსპერიმენტები (1887-1888 წწ.) მის გასაბათილებლად წამოიწყო. მისთვის მოულოდნელად, ცდებმა თეორიის სისწორე დაამტკიცა. გერმანელი ჰატიოსანი მეცნიერი იყო და არათუ აღიარა მაქსველის თეორია, მისი დაწყებული საქმეც განაგრძო. მან მოასწრო შექმნა მცირე მოწყობილობა, რომელსაც შეეძლო ღია სადენიდან სადენზე რამდენიმე მეტრში გადაეცა და მიეღო ელექტრომაგნიტური ტალღები - ეს იყო პირველი რადიოტალღები მსოფლიოში. ჰერცმა გამოიკვლია ელექტრომაგნიტური ტალღების თვისებები და დაამტკიცა, რომ მათ აქვთ სინათლის ყველა თვისება: გარდატეხა, არეკვლა, ინტერფერენცია, დიფრაქცია და პოლარიზაცია. დაამტკიცა, რომ ელექტრომაგნიტური ტალღების სიჩქარე ვაკუუმში 300 000 კმ/წმ-ის ტოლია (შემდგომში დადასტურდა ისიც, რომ სინათლაც ელექტრომაგნიტური ტალღებია). მეტის გაკეთება ნიჭიერ მეცნიერს არ დასცალდა, იგი 1894 წელს სისხლის დაინფიცირებით გარდაიცვალა. არადა, ჰაინრიხ ჰერცს რომ ეცოცხლა, საკითხი რადიოს ავტორობის შესახებ დღის წესრიგში აღარასდროს დადებოდა.

ჰერცის ცდებით მსოფლიო სამეცნიერო საზოგადოება დაინტერესდა. მალე ფრანგმა **ედუარდ ბრანლიმ** და ინგლისელმა **ოლივერ ლოჯმა** აღმოაჩინეს, რომ ელექტრომაგნიტურ ტალღებზე რეაგირებს ლითონის ფხვნილით სავსე მილი, რომელსაც **კოჰერერი** უწოდეს (სურ.2.1.). როგორც კი სიგნალის გადაცემს სადენზე ნაპერწკალი ჩნდებოდა, კოჰერერი სიგნალს იღებდა და მასში დენი ჩნდებოდა, თუმცა მომდევნო სიგნალის მისაღებად კოჰერერის მენჯდრევა იყო საჭირო მის საწყის მდგომარეობაში მოსაყვანად.



სურ.2.1. კოჰერერი. ვერცხლისა და ნიკელის კონსტრუქცია (მარკონის კონსტრუქცია)

ბრანლისა და ლოჯის ცდების შესახებ შეიტყო რუსმა მეცნიერმა **ალექსანდრ პოპოვმა**, რომელიც პეტერბურგის სამხედრო-საზღვაო სასწავლებელში მენადმეებს უკითხავდა ლექციებს. სამხედრო მოსამსახურე პოპოვს კარგად ესმოდა უსადენო კავშირის მნიშვნელობა და ჰერცის ტალღების პრაქტიკაში გამოყენების გზების ძიება დაიწყო. მან კოჰერერს დაუყენა ელექტროზარი, რომლის ენაზე მიმაგრებული ჰატარა ჩაქუჩი სიგნალის გაჩენისას კოჰერერს ურტყამდა და საწყის მდგომარეობაში აბრუნებდა. ზარის ხმით შესაძლებელი გახდა სიგნალების გადაცემა მორზე ანბანით. სწორედ მორზე ანბანით გადასცა პოპოვმა 1896 წლის 24 მარტს რუსეთის ფიზიკა-ქიმიურ საზოგადოებაში გამართულ ლექციაზე ორ სიტყვიანი რადიოგრამა - «ჰაინრიხ ჰერცი». რადიოკავშირი მხოლოდ 250 მეტრის მანძილზე მუშაობდა, პოპოვმა იცოდა, რომ ფლოტის მიერ რადიოს გამოყენებისთვის გაცილებით მეტი იყო საჭირო და მან საფუძვლიანი კვლევები განაგრძო.

იტალიელი **გულელმო მარკონი** საქმეს სხვაგვარად მიუდგა. 1895 წელს მას ისეთივე წარმატებები ჰქონდა უსადენო ტელეგრაფირებაში, როგორც პოპოვს - მისი გადაცემის სქემა პრაქტიკულად პოპოვის

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი

აპარატის იდენტური იყო და ისიც შეზღუდულ მანძილზე მუშაობდა. თუმცა მარკონიმ მაშინვე მოინდომა მისი პრაქტიკული გამოყენება. მას შემდეგ, რაც იტალიის ფოსტამ უარი უთხრა, 1896 წელს ლონდონში ჩავიდა და თავის გამოგონებაზე მაშინვე პატენტი მოითხოვა. ბრიტანული პატენტი მან 1897 წელს მიიღო და კომპანიაც დააარსა. თუმცა საფრანგეთში, გერმანიასა და რუსეთში პატენტზე უარი უთხრეს და მიზეზად ჰოპოვის ნაშრომები მოიყვანეს.

მარკონის ამბები ჰოპოვამდე მივიდა, რომელიც საკითხს წერილით გამოუმართა: «იმ მოვლენების აღმოჩენის პატივი, რაც მარკონის წარმატებაში დაეხმარა, ეკუთვნის ჰერცსა და ბრანლის. შემდეგ მოდის დამატებითი საკითხები, რომლებიც დაიწყო მინჩინმა, ლოჯმა, სხვებმა - მათ შორის მეც. მარკონი პირველი იყო, ვისაც ეყო სიტამამე, საქმე პრაქტიკულ ნიადაგზე დაეყენებინა. მან არსებული ხელსაწყოების გაუმჯობესების შედეგად, თავის ცდებში სიგნალის გადაცემის მანძილის გაზრდა მოახერხა... და თუ ჩვენ შეუზღუდავად ვსარგებლობთ სხვათა გამოგონებებით, მოხარულნი ვიქნებით, ჩვენი გამოგონებებით სხვებმაც უანგაროდ ისარგებლონ».

მარკონის მიერ თავისი გამოგონების კომერციული გამოყენების მცდელობა წარმატებული გამოდგა. უკვე 1898 წელს მოხდა პირველი რადიოკავშირის პრაქტიკული გამოყენება: უელსის პრინცი ედუარდ VII ცეკვის დროს დაშავებული ფეხის მოსაშუშებლად და რეგატაში მონაწილეობის მისაღებად იახტა «ოსბორნზე» ავიდა. დედამისი - დედოფალი ვიქტორია კი ზღვისპირა სამეფო რეზიდენციაში იმყოფებოდა და პრინცის ჯანმრთელობის მდგომარეობაზე დელავდა. მარკონის წყალობით სამეფო რეზიდენციასა და იახტას შორის საიმედო რადიოკავშირი დამყარდა.

ჰოპოვის გამოგონება რადიოგადამცემის პრაქტიკაში კი პირველად 1899 წელს გამოიყენეს რუსულ ფლოტში, იმავე წელს ჰოპოვმა უფრო მგრძობიარე მიმღები შექმნა, რომელიც უფრო სუსტ სიგნალს იღებდა და ყურსასმენები შექმნა.

თავის მხრივ, 1900 წელს მარკონიმ დააპატენტა სიგნალის გადაცემა კონკრეტული სიგრძისა და სიხშირის ტალღებზე - მანამდე ერთდროულად მომუშავე ორი რადიოსადგური გამუდმებით უშლიდა ერთმანეთს ხელს. ამის შემდეგ კი უკვე შესაძლებელი გახდა, სხვადასხვა სიხშირეზე ემუშავათ.

დაიწყო რადიოსადგურების მასობრივი გამოყენება - პირველ რიგში, გემების ნაპირთან დასაკავშირებლად. სამხედრო თუ სამგზავრო ხომალდები რადიოსადგურებით აღიჭურვა, რომელთა ძირითადი მწარმოებელი ბრიტანული ფირმა «მარკონი» გახლდათ. რუსულ ფლოტში ჰოპოვის აპარატი დამკვიდრდა. ფრანგებმა, ამერიკელებმა და გერმანელებმა კი რადიოტექნიკის გამოსაშვებად საერთო ფირმა «თელეფუნენ»-ი შექმნეს. თუმცა მარკონიმ, რომელმაც კომერციული საქმიანობა პირველმა დაიწყო, ბრიტანეთის მთავრობის დახმარებით ბაზრის დიდი ნაწილის დაკავება შეძლო.

იტალიელს მონოპოლისტობა მოეწონა და სხვა ფირმების წარმოებულ გადამცემებთან კავშირი აკრძალა, რასაც დიდი უკმაყოფილება მოჰყვა. ბოლო წვეთი გერმანიის კაიზერის ძმასთან, ჰენრიხთან დაკავშირებული ინციდენტი აღმოჩნდა. ის ამერიკიდან ევროპაში ბრუნდებოდა ხომალდ «დოიჩლანდით», რომელზეც გერმანული წარმოების რადიოაპარატურა იყო. «მარკონის» სანაპირო რადიოსადგურებმა კი უარი განაცხადეს, ჰენრიხისგან გადაეცათ ცნობა კაიზერისა და ამერიკის შეერთებული შტატების პრეზიდენტისთვის. კაიზერმა რადიოკავშირის საკითხზე საერთაშორისო კონფერენციის მოწვევა მოითხოვა.

კონფერენცია ბერლინში 1903 წელს შეიკრიბა და საერთო წესები შეიმუშავა. წესები საბოლოოდ 1906 წელს ბერლინის მეორე კონფერენციაზე დამტკიცდა. სანაპიროს ყველა სადგური მოვალე გახდა, კავშირი ნებისმიერი წარმოების გადამცემთან დაემყარებინა. ამ კონფერენციაზე მიიღეს აგრეთვე მორზეს ანბანის გამოყენების წესები და პირობითი ნიშნები. მათ შორის, ცნობილი განგაშის სიგნალი

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი

SOS. თუმცა ფირმა «მარკონი», მონოპოლიის დაკარგვის მიუხედავად, ბაზარზე მაინც ყველაზე მსხვილ მოთამაშედ დარჩა.

მარკონისა და ჰოპოვის გარდა, იყო კიდევ ერთი ინჟინერი, რომელსაც რადიოს გამოგონება შეიძლება მიეწეროს - სერბი **ნიკოლა ტესლა**, რომელიც ამერიკაში 1884 წელს ჩავიდა საცხოვრებლად. ნიჭიერი ინჟინერი **თომას ედისონთან** მუშაობდა, თუმცა კონფლიქტის შემდეგ მიატოვა. მან შექმნა ცვლად დენზე მომუშავე გენერატორი და ძრავა. 1893 წელს ლექციის დროს უსადენო კავშირის დემონსტრირებაც მოაწყო. მან რამდენიმე პატენტზე მიიღო რადიოსიგნალების გადაცემასთან დაკავშირებით, თუმცა «უბრალო» რადიოთი დიდად არ ინტერესდებოდა. მას სურდა ისეთი რამ, რაც მსოფლიოს შეცვლიდა. სურდა აეშენებინა უზარმაზარი ხის კოშკი ლონგ-აილენდის შტატში, საიდანაც განხორციელდებოდა რადიოკავშირი მთელ მსოფლიოსთან. ამასთან, კოშკს უნდა გადაეცა «უფასო» ელექტროენერგია, რომელიც თითქმის მთელ პლანეტას ეყოფოდა, შეძლებდა ამინდის მართვას და სხვ. მან ინვესტორები დააინტერესა და კოშკის აგება 1903 წელს დასრულდა, თუმცა ტესლამ მოსალოდნელი შედეგები ვერ მიიღო და 1905 წელს სამუშაოები შეწყვიტა, კოშკი კი 1917 წელს დაშალეს. მოგვიანებით ტესლამ ჩამოაყალიბა რადარის მუშაობის ძირითადი პრინციპები. ტესლა აცხადებდა, რომ შექმნა იარაღი - «სიკვდილის სხივები», რის მიყიდვასაც ბრიტანეთის მთავრობისთვის ამოდ ცდილობდა. სამაგიეროდ, «სხივები» რომან «ინჟინერ გარინის ჰიპერბოლოიდის» ავტორის შთაგონების წყარო გახდა. ტესლა 1943 წელს გარდაიცვალა, სხივებისა და კოშკის საიდუმლო სამარეში წაიღო, თუმცა მისი არქივი დღემდე მთლიანად გასაიდუმლოებულია.

რაც შეეხება გერმანელ მეცნიერ **კარლოს ფერდინანდ ბრაუნს** (1850-1918), რომელმაც ნობელის პრემია «რადიოს გამოგონებისთვის» 1909 წელს მარკონისთან ერთად მიიღო, მან მნიშვნელოვანი წვლილი შეიტანა რადიოს გაუმჯობესებაში. ის იყო კარლსრუესა და სტრასბურგის უნივერსიტეტების ფიზიკის პროფესორი, სტუდენტების ყველაზე საყვარელი ლექტორ-ექსპერიმენტატორი, გერმანიაში მისივე მონაწილეობით გახსნილი ებერნარდის სახელობის ფიზიკის ინსტიტუტის პირველი დირექტორი, **კინესკოპის** გამომგონებელი (გერმანულენოვან ქვეყნებში კინესკოპს დღემდე «**ბრაუნის მილაკს**» ეძახიან). როცა უსადენო ტელეგრაფით დაინტერესდა, გააუმჯობესა როგორც რადიომიმღები, ასევე გადამცემიც. მიმღებ მოწყობილობაში კოჰერერი კრისტალური დეტექტორით შეცვალა და მიმღების მგრძნობელობა ბევრად გააუმჯობესა. გადამცემ მოწყობილობაში კი კონდენსატორი და ანტენა ერთმანეთს ისე დაუკავშირა, რომ შესაძლებელი გახდა გადამცემის სიმძლავრის მკვეთრი ზრდა. მხოლოდ ბრაუნის წყალობით შეძლო მარკონიმ 1901 წელს სიგნალის გადაცემა ინგლისიდან ამერიკაში - მანამდე გადაცემის მაქსიმალური მანძილი 20 კმ იყო...

ასეა თუ ისე, «რადიოს მამა» მაინც მარკონი გახდა - პირველ ყოვლისა, არა როგორც გამომგონებელი ინჟინერი, არამედ რადიოს ბიზნესის პიონერი. რადიოსადგურების აქტიურ გავრცელებასაც მსოფლიო მას უნდა უმადლოდეს“.

1913 წელს ელექტრონულ-სხივური მილაკის გამოგონებამ, მეცნიერებს ელექტრომაგნიტური რხევების გენერირების საშუალება მისცა. ამ პერიოდიდან მოყოლებული რადიოფიზიკის დარგმა **რადიოტექნიკამ** სწრაფი განვითარება დაიწყო.

§3. შეტყობინება. შეტყობინების სიგნალი. ძირითადი ცნებები

რადიოფიზიკის ერთ-ერთი ამოცანაა ელექტრომაგნიტური ტალღების საშუალებით ინფორმაციის გადაცემა. ინფორმაციის გადამცემ ხელსაწყოთა ერთობლიობას და გარემოს, რომელშიც ვრცელდება ელექტრომაგნიტური ტალღა, უწოდებენ **კავშირის არხს**.

ცხადია, ნებისმიერი კავშირის არხისათვის აუცილებელია გადამცემი და მიმღები მოწყობილობები. ერთი და მეორეც უნდა შეიცავდეს მუდმივი დენის წყაროს, რომლის ენერგიაც გარდაიქმნება ელექტრომაგნიტური რხევების ენერგიად. რადიო გადაცემებისა და ტელეხედვისას გადაცემული **შეტყობინება** არის **ბგერა, მუსიკა ან მოძრავი გამოსახულება**. იმისათვის, რომ გადავცეთ შეტყობინება საჭიროა იგი ჯერ გარდავქმნათ ელექტრულ სიგნალად, რომელსაც **შეტყობინების სიგნალს (შს)** უწოდებენ. რადიოკავშირის სისტემებში **შს**-ის ფორმირება ხორციელდება **მიკროფონის**, საშუალებით. მიკროფონის მემბრანის რხევებს აღძრავს შეტყობინება - ბგერა, რომელიც გარდაიქმნება ბგერის სიხშირის ელექტრულ რხევად. ბგერის სიხშირის ელექტრული რხევები, ინარჩუნებს ბგერის წნევის ფორმას.

ტელეხედვაში ოპტიკური გამოსახულების გარდაქმნა ელექტრულ სიგნალად ხორციელდება სპეციალური ელექტრული ხელსაწყოთა საშუალებით. ამ ხელსაწყოთა მოქმედების პრინციპი ემყარება **ფოტოეფექტს**. ამ დროს მიღებულ სიგნალს **ვიდეოსიგნალი** ეწოდება. ბგერები და ვიდეოსიგნალები ზოგად შემთხვევაში არის **უწყვეტი შემთხვევითი ფუნქციები**.

შს-ის ძირითად მახასიათებელს წარმოადგენს მისი **სპექტრი**. სიგნალის სპექტრი მათემატიკურად მიიღება სიგნალის ფუნქციის **ფურიე-გარდაქმნით**. სიგნალის ფუნქცია აღწერს სიგნალის ძაბვის ან დენის ძალის დროზე დამოკიდებულებას.

ვთქვათ $u(t)$ ფუნქცია ასახავს სიგნალის ძაბვის დროზე პერიოდულ დამოკიდებულებას, T პერიოდით, მაშინ მისი სპექტრი შედგება უსასრულო რაოდენობის ჰარმონიული მდგენელებისაგან, რომელთა სიხშირეებიც არის - $n\Omega$ ($\Omega = \frac{2\pi}{T}, n = 1, 2, 3 \dots$) და სპექტრული შემადგენლობის ამპლიტუდები წარმოადგენს ფურიე-მწკრივის კომპონენტებს (იხ. თავი II):

$$u(t) = \frac{u_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} \{a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)\}, \quad (3.1)$$

სადაც:

$$u_0 = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad \operatorname{tg} \varphi_n = \frac{b_n}{a_n}, \quad (3.2)$$

$$u_0 = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) dt, \quad (3.3)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos(n\Omega t) dt, \quad b_n = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin(n\Omega t) dt. \quad (3.4)$$

სიგნალის სპექტრი მოსახერხებელია გამოისახოს გრაფიკულად **სპექტროგრამის** სახით. მაგალითად, ნახ.3.1-ზე მოცემულია τ ხანგრძლივობისა და T პერიოდის მართკუთხა იმპულსების თანმიმდევრობა და მისი სპექტროგრამა.

ამ სპექტროგრამებზე ვერტიკალური მონაკვეთების სიგრძეები შეესაბამება მდგენელი ჰარმონიკების ამპლიტუდებს. როგორც ნახაზიდან ჩანს განხილული სიგნალის სპექტრი არის დისკრეტული.

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი

სპექტრის ყველა სიხშირე ჯერაღია ძირითადი სიხშირის $\Omega = 2\pi f$, რომელიც განისაზღვრება იმპულსების განმეორების პერიოდით. სპექტრული შემადგენლობის u_n ამპლიტუდები ნომრის ზრდისას მცირდება შემდეგი კანონით:

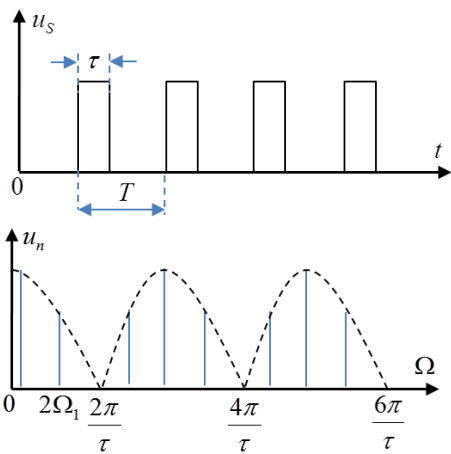
$$u_n(n\Omega) = 2 \frac{u_{0\tau}}{T} \left| \frac{\sin\left(\frac{n\Omega\tau}{2}\right)}{\frac{n\Omega\tau}{2}} \right|, \tag{3.5}$$

სიხშირეები, რომლებზედაც $u_n(n\Omega) = 0$, განისაზღვრება იმპულსების ხანგრძლივობით. ამ სიხშირეებიდან მინიმალური განსაზღვრავს **სპექტრის ეფექტურ $\Delta\Omega$ სიგანეს**.

თუ $u(t)$ არის **არაპერიოდული ფუნქცია**, მაშინ მისი სპექტრი იქნება უწყვეტი და სპექტრული სიმკვრივე $u(\Omega)$ გამოისახება გამოსახულებით:

$$u(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j\Omega t} dt.$$

სპექტრის სიგანე განისაზღვრება იმ სიხშირეთა ინტერვალით, რომელიც გამოყოფილია მოცემული კავშირის არხისთვის. ხმოვანი სიგნალის ან მუსიკის გადაცემისას სიგნალის სპექტრის სიგანე განისაზღვრება ბერითი სიხშირის სპექტრით, ე.ი. იკავებს 20 ჰც-დან 20 კჰც-მდე ინტერვალს. ხშირად



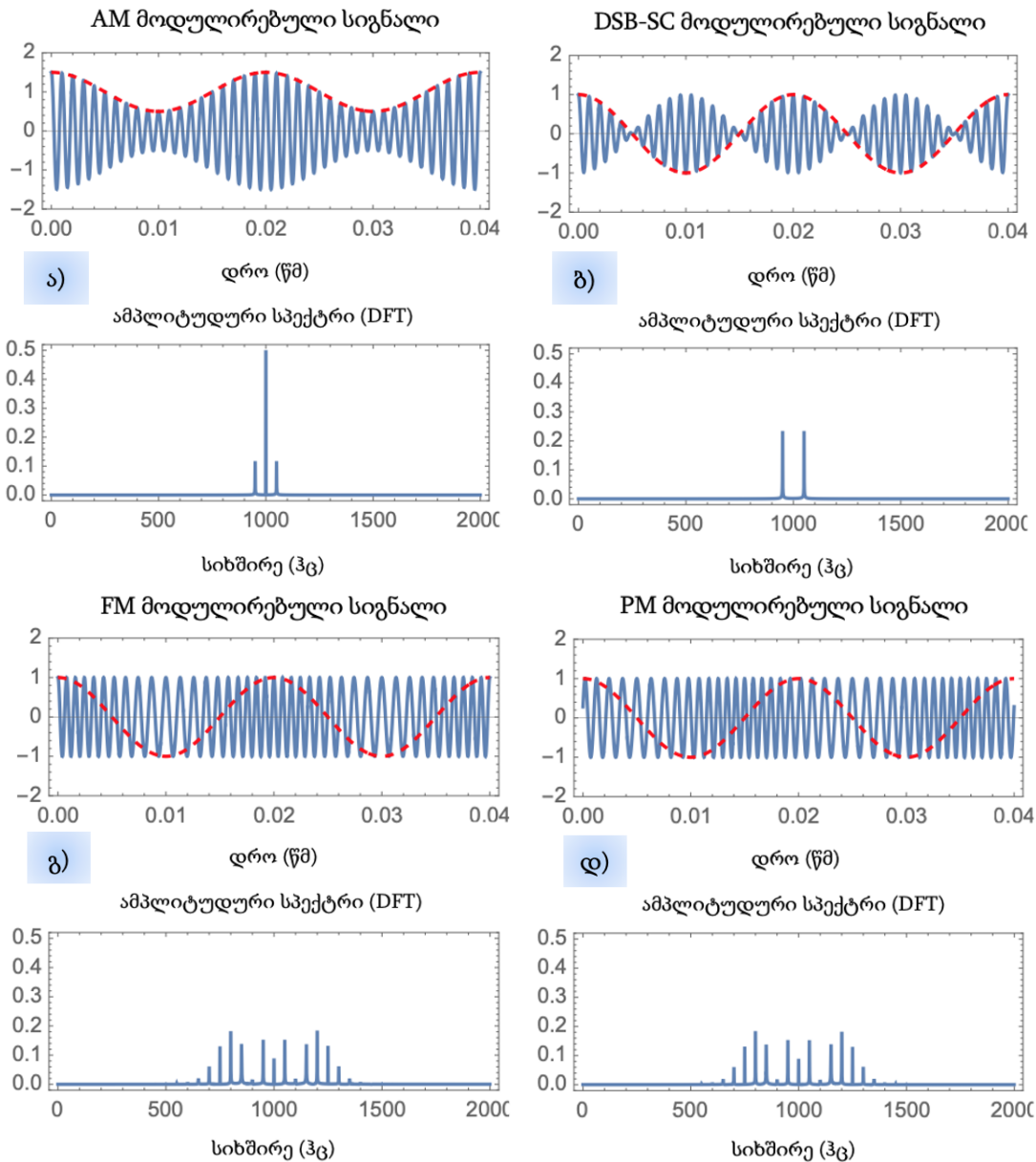
ნახ.3.1. τ ხანგრძლივობისა და T პერიოდის მართკუთხა იმპულსების თანმიმდევრობა. პერიოდული მართკუთხა იმპულსების სპექტროგრამა

აუცილებელია გადასაცემი სიგნალის სპექტრის სიგანის ინტერვალის შეიზღუდოს, ამით მართალია გადაცემული სიგნალის მიღების ხარისხი უარესდება, მაგრამ, იზრდება გადასაცემი არხების რიცხვი. ნებისმიერ ორ ობიექტს შორის (მაგალითად დედამიწასა და მფრინავ ობიექტს შორის) კავშირის განხორციელებისას, გადასაცემი სიგნალის ხარისხი ისეთი უნდა იყოს, რომ მიღებული ხმოვანი სიგნალის გარჩევადობა მოხერხდეს. ამ შეზღუდვის გათვალისწინებით, **მს**-ის სპექტრის სიგანის ინტერვალის შეიძლება იყოს 200 ჰც-დან 3 კჰც-ის ფარგლებში. თუმცა, მაღალი ხარისხის გადაცემის უზრუნველსაყოფად, როცა საჭიროა, არა მხოლოდ ხმოვანი სიგნალის, არამედ ხმის ტემბრის შენარჩუნებაც, გადასაცემი სიგნალის სპექტრის სიგანე უნდა იყოს მნიშვნელოვნად დიდი. მაგალითად, ხმოვანი სიგნალის გადაცემისას დაახლოებით 30 ჰც-4.5 კჰც შუალედში უნდა იყოს მოთავსებული, ხოლო ტელეხელვაში ვიდეოსიგნალის სპექტრის სიგანე

მოთავსებულია 0 ჰც-დან 6 მგჰც-მდე ინტერვალში.

შეტყობინების გადაცემა ელექტრომაგნიტური ტალღების ვიწრო სიხშირულ დიაპაზონში შესაძლებელია შემდეგნაირად. პირველ რიგში შეტყობინება უნდა გარდაიქმნას ელექტრულ სიგნალად და ეს სიგნალი მიეწოდოს გადამცემ ანტენას. შემდეგ გადამცემი ანტენით გარემომცველ სივრცეში გამოსხივდება ელექტრომაგნიტური ტალღა, რომელიც მიადრწევს რა მიმღებ ანტენამდე მასში აღძრავს ელექტრომაგნიტურ რხევებს. აღძრული რხევების სპექტრული შემადგენლობა ისეთივეა, როგორც ჰქონდა შეტყობინების სიგნალს. მიმღები ანტენის მიერ მიღებულ სიგნალს სჭირდება გაძლიერება და შემდეგ პირიქით, შეტყობინებად უკუგარდაქმნა, მაგრამ ამ მეთოდით შესაძლებელია მხოლოდ ერთი კავშირის არხი გვექონდეს და ბუნებრივია ერთდროულად რამდენიმე რადიოსადგური ვერ იფუნქციონირებს, რადგან ყველა რადიოსადგურის სიგნალთა სპექტრი მოთავსებულია სიხშირეთა ერთსა და იმავე დიაპაზონში და მიღების დროს სხვადასხვა სახის შეტყობინების გამოყოფა მათგან შეუძლებელია.

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი



ნახ.3.2. ანალოგური მოდულაციის შემთხვევები. შეტყობინების სიგნალით (მს) მოდულირებული მზიდი სიგნალი (მს) და მათი ამპლიტუდური სპექტრი (ასმ - ამპლიტუდა სიხშირული მახასიათებელი): ა) ამპლიტუდური მოდულაცია - AM (Frequency Modulation); ბ) ორმხრივი კიდურა მოდულაცია მს ჩახშობით DSB-SC (double-sideband suppressed-carrier modulation); გ) სიხშირული მოდულაცია - FM (Frequency Modulation); დ) ფაზური მოდულაცია PM (Phase Modulation)

მრავალარხიანი კავშირის უზრუნველყოფის მიზნით იყენებენ შეტყობინების გადაცემის სხვა მეთოდს. შეტყობინების ელექტრული სიგნალი გარემოში, თავისთავად არ გამოსხივდება. ამ სიგნალს ჩვეულებრივ მაღალი სიხშირის მოდულირებისათვის გამოიყენებენ. **მოდულაცია** არის პროცესი, როდესაც შეტყობინების ელექტრული სიგნალი ზემოქმედებს მაღალი სიხშირის რხევებზე, ისე, რომ მისი ამპლიტუდა, სიხშირე ან ფაზა დროში იცვლებოდეს იმავე კანონით რა კანონითაც იცვლება თავით **მს**, ანუ მისი ძაბვა. ეს პროცესი ხორციელდება **მოდულატორში**, ელექტრონულ მოწყობილობაში, სადაც ერთდროულად მოედება მაღალი სიხშირის ე.წ. **მზიდი სიგნალი (მს)** და დაბალი სიხშირის **სასარგებლო - შეტყობინების სიგნალი**. ერთი სიტყვით **მს**-ის გადასაცემად გამოიყენება **მზიდი**

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი

სიგნალი, რომელიც შეიძლება შევადაროთ „სწრაფმავალ მატარებელს“, მისი დანიშნულებაა მიიტანოს **მს** სპუნქტიდან პუნქტამდე. დანიშნულების პუნქტში სიგნალის მისვლისას საჭიროა „სწრაფმავალი მატარებლიდან“ **მს**-ის გამოყოფა, ამ პროცესს **დემოდულაცია** ეწოდება.

მატალი სიხშირის რხევების მიღება შესაძლებელია მატალი სიხშირის გენერატორით. იმის და მიხედვით, თუ რომელი პარამეტრი იცვლება მოცემული პროცესისას, განასხვავებენ ანალოგური სიგნალის მოდულაციის შემდეგ სახეებს:

- **ამპლიტუდური მოდულაცია (AM – Amplitude Modulation)** (ნახ.3.2 ა);
- **ორმხრივი კიდურა მოდულაცია მზიდი სიგნალის ჩახშობით (DSB-SC - double-sideband suppressed-carrier modulation)** (ნახ.3.2 ბ);
- **სიხშირული მოდულაცია (FM – Frequency Modulation)** (ნახ.3.2 გ);
- **ფაზური მოდულაცია (PM – Phase Modulation)** (ნახ.3.2 დ).

კავშირის ხარისხის ხარისხისადმი და უსაფრთხოებისადმი მოთხოვნის ზრდამ განაპირობა **დისკრეტული სიგნალების** გამოყენებისადმი განსაკუთრებული ინტერესი. დისკრეტული სიგნალების ერთ-ერთ კერძო შემთხვევას წარმოადგენს **ციფრული სიგნალები**. თანამედროვე კომპიუტერული ტექნიკა ინფორმაციის გადამუშავებას ახდენს ციფრულად, ბინარულ - ორობით სისტემაში. შესაბამისად, გვხვდება სიგნალების ციფრული მოდულაციის შემთხვევები, როგორცაა:

- **ამპლიტუდური მანიპულაცია - ASK (Amplitude Shift Keying);**
- **სიხშირული მანიპულაცია - FSK (Frequency Shift Keying);**
- **ფაზური მანიპულაცია - PSK (Phase Shift Keying).**

ზემოთ სხენებული მანიპულაციების სხვადასხვა კომბინაციებით უფრო რთული მოდულაციის სახეების მიიღებაცაა შესაძლებელი.

მოდულირებულ მატალი სიხშირის რხევებს **რადიოსიგნალი (რს)** ეწოდება. გადამცემი ანტენით სწორედ მოდულირებული მატალი სიხშირის **რს** გამოსხივდება. გადამცემი მოწყობილობის დანიშნულებაა მოახდინოს **რს**-ის ფორმირება და გადაცემა. მიმღები მოწყობილობის დანიშნულებაა მიიღოს **რს**, გამოყოს მისგან **მს** და გარდაქმნას ის შეტყობინებად.

§4. კავშირის არხის სტრუქტურული სქემა

გადამცემი სადგურის ერთ-ერთ ძირითად ფუნქციას წარმოადგენს **შეტყობინებისაგან** (ხმოვანი ინფორმაცია, მუსიკა, ვიდეოსიგნალი ან ტექსტური მონაცემი), ე.წ. სასარგებლო **მს**-ის ფორმირება.

შეტყობინების სიგნალი (მს) - ელექტრული სიგნალია, რომელიც მიიღება სპეციალური მოწყობილობის საშუალებით. იგი შეტყობინებას გარდაქმნის შეტყობინების ელექტრულ სიგნალად. მაგალითად, მიკროფონი ბგერით შეტყობინებას გარდაქმნის შეტყობინების ელექტრულ სიგნალად.

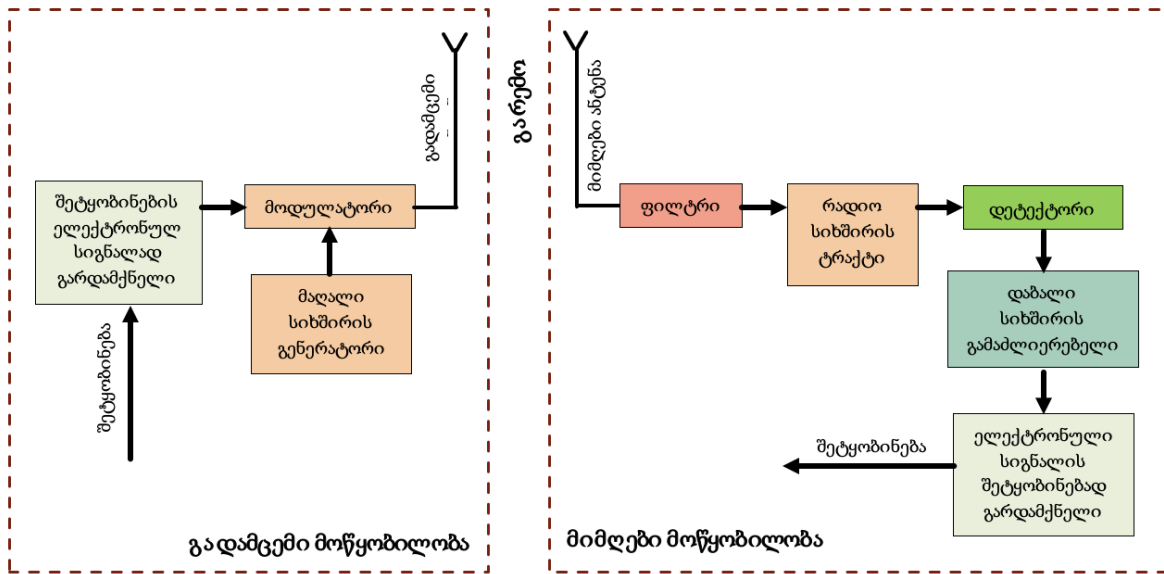
მზიდი სიგნალი (მს) - მატალი სიხშირის ელექტრომაგნიტური სიგნალია, რომელიც ფორმირდება მატალი სიხშირის გენერატორით. **მს**-ის ტრანსპორტირებისათვის საჭიროა **მს**. იმისათვის, რომ **მს** დაკავშირდეს **მს**-თან, საჭიროა მოდულაცია.

მოდულაცია - მატალი სიხშირის, **მს**-ის გარდაქმნა დაბალი სიხშირის - **მს**-ის რხევების შესაბამისად. მოწყობილობას, რომელიც მოდულაციის პროცესს ახორციელებს ეწოდება **მოდულატორი**.

დემოდულაცია - მატალი სიხშირის **მს**-დან **მს**-ის გამოყოფის პროცესია. მოწყობილობას, რომელიც დემოდულაციას ახორციელებს **დემოდულატორი** ეწოდება.

ანტენა - არის მოწყობილობა, რომელიც ფორმირებული **რს**-ის გარემომცველ სივრცეში გავრცელება/მიღებას ახორციელებს.

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი



ნახ.4.1. კავშირის არხის პრინციპული სქემა

მს-ის დანიშნულების ადგილზე გადასაცემად, მხოლოდ გადამცემი მოწყობილობა არ არის საკმარისი, საჭიროა მიმღები სისტემაც, რომელიც მოიცავს **მიმღებ ანტენას**. მიმღებ ანტენაში გადამცემი სადგურის მიერ გამოსხივებული ელექტრომაგნიტური ტალღა ზემოქმედებს და აღძრავს მაღალი სიხშირის რხევებს. იმისათვის, რომ გამოიყოს საჭირო რადიოსადგურის **რს**, მიმღების შესავალზე ათავსებენ **ელექტრულ ფილტრს**, რომელიც ისე შეიძლება აეწყოს, რომ მან გაატაროს მხოლოდ სასურველი რადიოსადგურისა და სიხშირის **რს**. კავშირის ერთი არხიდან მეორეზე გადასვლა ხორციელდება მიმღების შესავალში ფილტრის გადაწყობით.

ხშირად, მიღებული **რს**-ის სიმძლავრე ძალიან მცირეა ($\approx 10^{-10}$ ვტ), ამიტომ მიმღებმა უნდა უზრუნველყოს **რადიოსიგნალის გაძლიერება**. **რს**-ის გაძლიერებას ახორციელებს მოწყობილობათა კომპლექსი, რომელიც სტრუქტურულ სქემაზე აღნიშნულია, როგორც „**რადიოსიხშირული ტრაქტი**“¹, იგი შეიცავს გამაძლიერებელს და სხვადასხვა სახის ელექტრულ გარდამქმნელებს (ნახ.4.1).

გაძლიერებული და „გაწმენდილი“ **რს** მიეწოდება **დეტექტორს**, რომლის ამოცანაცაა **მს**-ის აღმოჩენა **რს**-ში. დეტექტორი გამოყოფს **მს**-დან **მს**-ს.

დეტექტორის გამოსავალზე მიღებული **მს** ძლიერდება ბგერითი სიხშირის გამაძლიერებლით (დაბალი სიხშირის გამაძლიერებელი) და საბოლოოდ გადაეცემა მოწყობილობას, ე.წ. გარდამქმნელს, რომელიც დეტექტირებულ, გაძლიერებულ **მს**-ს გარდაქმნის შეტყობინებად. რადიოგადაცემისას საბოლოო მოწყობილობას წარმოადგენს **დინამიკი - ხმამაღლა მოლაპარაკე**, რომელიც ასრულებს **მიკროფონის** შებრუნებულ ოპერაციას, ე.ი. **მს**-ს გარდაქმნის შეტყობინებად.

მრავალარხიანი რადიოკავშირის განხორციელებისას მიმღებ ანტენაზე აღწევს რადიოსიგნალები სხვადასხვა გადამცემი სადგურიდან. დაუშვათ, კონკრეტულ შემთხვევაში, საჭიროა მხოლოდ ერთი რადიოსადგურის სიგნალის მიღება. ამ საჭირო სიგნალს უწოდოთ **სასარგებლო სიგნალი**. დანარჩენ სიგნალებს, რომელიც სასარგებლო სიგნალის დამახინჯებებს იწვევს, უწოდოთ **ხელშემშლელი**

¹ რადიოსიხშირული ტრაქტი - ასე უწოდებენ ელექტრულ ბლოკს, რომელიც შედგება სიგნალის შესავალი მოწყობილობისაგან და მაღალი სიხშირის გამაძლიერებლისაგან, თუმცა მაღალი სიხშირის გამაძლიერებლის არსებობა სავალდებულო არაა. მისი დანიშნულებაა გააძლიეროს ან გარდაქმნას მოდულირებული მაღალსიხშირული სიგნალი.

თავი I. რადიოფიზიკის საგანი

სიგნალები. ხელშემშლელი სიგნალები მიმღებ ანტენაზე მოხვედრისას აღძრავენ მაღალი სიხშირის ელექტრულ რხევებს და იწვევენ სასარგებლო სიგნალის ფორმის ცვლილებას - **დამახინჯებას**.

ხელშემშლელი სიგნალების წარმოქმნის წყარო შეიძლება იყოს ელექტრული პროცესები გარემოში (ატმოსფეროსა და კოსმოსში), როგორცაა: ჭექა-ქუხილი, პოლარული ნათება, კოსმოსური ნაწილაკების ნაკადი და ა.შ. გარდა კოსმოსური და ატმოსფერული პროცესებისა, ხელშემშლელი სიგნალის წყარო შეიძლება იყოს ხელოვნური გამოსხივების წყაროები, მაგალითად, ინდუსტრიული და ტექნოგენური გამოსხივება, რომლებსაც იწვევს სხვადასხვა სახის ელექტრონული მოწყობილობები, როგორცაა: ელექტროშემდუღებელი აპარატი, ტრანსფორმატორი, სამედიცინო აპარატურა და სხვა.

კოსმოსური, ატმოსფერული და ინდუსტრიული ხელშემშლელ ფაქტორებს **გარე ხელშემშლელი ფაქტორები** ვუწოდოთ. მათ გარდა, ნებისმიერ მიმღებ მოწყობილობაში ადგილი აქვს **შიგა ხელშემშლელ ფაქტორებსაც**, როგორცაა ნივთიერების შემადგენელი ნაწილაკების სითბური მოძრაობა, რომელიც ცნობილია ე.წ. „**სითბური ხმაურის**“ სახელწოდებით.

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

§5. სიგნალების და მათი მახასიათებლების კლასიფიკაცია

ნებისმიერ რადიოტექნიკურ და ელექტრონულ სისტემაში გვიხდება ურთიერთობა სიგნალებთან, რომლებიც უზრუნველყოფენ ინფორმაციის გადაცემას ელექტრული სისტემების სხვადასხვა ნაწილებს შორის, ასეთ სიგნალებს შეიძლება ვუწოდოთ **ინფორმაციული სიგნალები**. როგორც აღვნიშნეთ, ამ სისტემებში ყოველთვის ადგილი აქვს ისეთ სიგნალებსაც, რომლებიც გადასაცემი ინფორმაციის დამახინჯებას უწყობენ ხელს. ეს შეიძლება იყოს სხვა ელექტრული სისტემების მხრიდან მოქმედი სიგნალები ან ხმაური, რომელიც განპირობებულია თვით ამ ელექტრული სისტემის ელემენტებში მიმდინარე ფიზიკური პროცესებით. ხმაურის ტიპურ მაგალითს წარმოადგენს **სითბური ხმაური**, რომელიც გამოწვეულია ნივთიერების გადამტანი ნაწილაკების სითბური მოძრაობით.

ზოგადად როგორც, სასარგებლო ინფორმაციული, ასევე მისი დამახინჯების ხელშემწყობი სიგნალები განეკუთვნება შემთხვევით სიგნალებს, რომელთა მნიშვნელობაც დროის ყოველ კონკრეტულ მომენტში შეიძლება განსაზღვრული იქნას გარკვეული ალბათობით.

რადიოტექნიკური სისტემების ტესტირებისას აუცილებელია მივიდოთ ცნობილი სიგნალი, ე.წ. **საყრდენი სიგნალი**, რათა გაზომვის შედეგების მასთან შედარების საფუძველზე, ვიმსჯელოთ ამ სისტემის, ამა თუ იმ ნაწილის მართებულად ფუნქციონირების შესახებ. გარდა ამისა, ნებისმიერი ელექტრული მოწყობილობის შემუშავება მოითხოვს მასში სიგნალების გენერირების, გარდაქმნის და გავრცელების ანალიზს. ცხადია, საყრდენი სიგნალი და რადიოტექნიკურ სისტემებში მიმდინარე პროცესები აღიწერება მათემატიკური ფუნქციებით, რაც რეალური და სიმულაციური მოდელირების საფუძველია.

პრაქტიკა გვიჩვენებს, რომ საუკეთესო შემთხვევას წარმოადგენს ანალიზური და კომპიუტერული მოდელირების შერწყმა. წინასწარი ანალიზური გამოთვლები საშუალებას იძლევა მნიშვნელოვნად გამარტივდეს და დაჩქარდეს მოდელირების პროცესი, რაც ასევე, ხელს უწყობს რადიოტექნიკური და ელექტრული სისტემების შემუშავების დაჩქარებას. სწორედ, ანალიზური და კომპიუტერული მოდელირების შერწყმის შედეგს წარმოადგენს ე.წ. **ელექტრული მოდული** (იხ. თავი XII).

სიგნალები, რომლებიც გამოიყენება კომპიუტერული მოდელირებისას, განსაზღვრული პირობებით, განეკუთვნება **დეტერმინირებული**, ანუ დამოკიდებული სიგნალების კლასს. **დეტერმინირებული სიგნალები** ეწოდება სიგნალებს, რომლებიც შეიძლება აღწერილი იქნას იმ ანალიზური ფუნქციებით, რომლებიც ასახავენ მათ დამოკიდებულებას ძირითად მახასიათებლებზე (სიხშირეზე ან დროზე). დეტერმინირებული სიგნალები აღწერენ რეალურ სიგნალებს. დეტერმინირებული სიგნალები შეიძლება იყოს **იმპულსური (დისკრეტული)** ან **პერიოდული (დისკრეტული ან უწყვეტი)**.

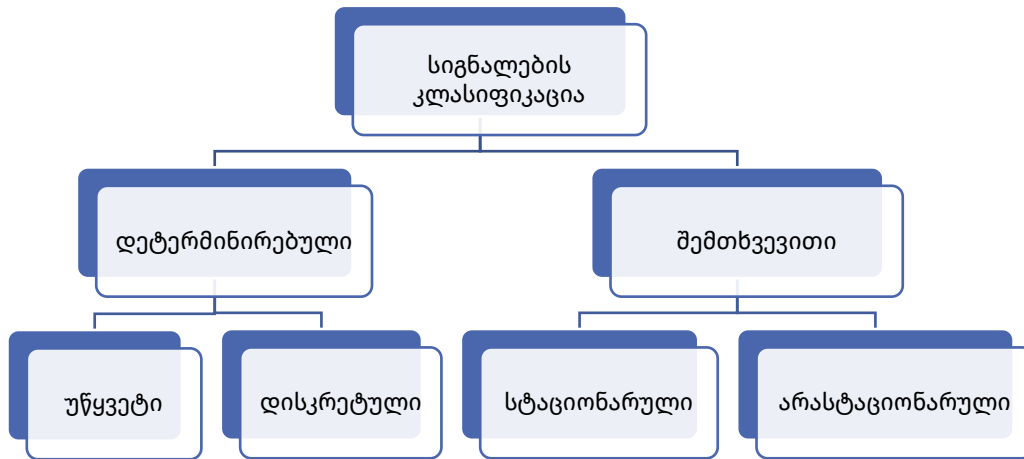
იმპულსურ სიგნალებს აქვს სასრული ენერგია და შეიძლება აღწერილი იქნას შემოსაზღვრულ დროით არეში ან სიხშირულ არეში. პერიოდული სიგნალები კი მიიღება იმპულსური სიგნალების უსასრულო რაოდენობის აჯამვით. ამასთან, ეს სიგნალები ერთმანეთისაგან გამოყოფილია ერთი დაი გივე დროითი ინტერვალით, რომელსაც **პერიოდი** ეწოდება. **პერიოდული სიგნალებს უსასრულო ენერგია აქვთ**, ამიტომ მათი დახასიათებისათვის სარგებლობენ პერიოდის განმავლობაში სიგნალის სიმძლავრის საშუალო მნიშვნელობით.

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

მათემატიკურად დეტერმინირებული სიგნალების წარმოდგენა შესაძლებელია დროის მიმართ უწყვეტი ფუნქციებით, მაგრამ, თუ სიგნალი მოცემულია დროითი მომენტების მხოლოდ დისკრეტულ შუალედში, მაშინ ასეთ სიგნალს **დისკრეტული** ეწოდება. სიგნალი შეიძლება იყოს დისკრეტული ან მიღებული იქნას ანალოგიური სიგნალის დროში დისკრეტიზაციის (დისკრეტულ უბნებად დაყოფის) გზით.

გარდა დეტერმინირებული და დისკრეტული სიგნალებისა, მნიშვნელოვანია განვიხილოთ სიგნალები, რომელთა მახასიათებლებიც შემთხვევითი კანონზომიერებით იცვლება. ამ სიგნალებს **შემთხვევითი სიგნალები** ეწოდება. ისინი აღწერენ შემთხვევით პროცესებს, რომელიც შეიძლება იყოს **სტაციონარული** ან **არასტაციონარული**. ზოგად შემთხვევაში, სიგნალების კლასიფიკაცია შეიძლება წარმოვადგინოთ დიაგრამა 2.1-ის სახით.

დიაგრამა 2.1. სიგნალების კლასიფიკაცია



რადიოტექნიკური და ელექტრონული სისტემების ანალიზი მდგომარეობს სიგნალების დროითი და სიხშირული მახასიათებლების განსაზღვრაში. ანალიზური თვალსაზრისით სიგნალის მნიშვნელოვან მახასიათებლებს მიეკუთვნება:

- სიგნალის დროითი ფუნქცია ($S(t)$);
- სიგნალის სპექტრული ფუნქცია ($S(f)$);
- ავტო-კორელაციური ფუნქცია ($W(t)$);
- ენერგეტიკული სპექტრი (ან სიგნალის სიმძლავრის სპექტრი) ($W(f)$).

ამ მახასიათებლების საფუძველზე შეიძლება დავადგინოთ სიგნალის პარამეტრები, რომელთაგან ძირითადი არის:

- სიგნალის ხანგრძლივობა (τ);
- პერიოდი (T);
- კორელაციის ინტერვალი;
- სპექტრის სიგანე (Δf);
- სპექტრის განსაკუთრებული წერტილები (მაქსიმუმები და მინიმუმები);
- სპექტრის სიხშირული მახასიათებლები;
- სიგნალის ენერგია (E);
- სიგნალის საშუალო სიმძლავრე (P).

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

სიგნალის სპექტრული და დროითი მახასიათებლების ურთიერთკავშირი ანალოგურ-დეტერმინირებული სიგნალისათვის შეიძლება ავსახოთ დიაგრამით (დიაგრამა 2.2).

დიაგრამა 2.2. სიგნალის მახასიათებლების ურთიერთკავშირი



§6. დეტერმინირებული სიგნალების ანალიზი. სიგნალის გამლა ფურიეს მწკრივად

რთული რხევების აღსაწერად შემოაქვთ ბაზისური ფუნქციების ცნება. მნიშვნელოვანია გავიხსენოთ **ორთოგონალურ ფუნქციათა** სისტემის ცნება. ვთქვათ, მოცემული გვაქვს ნამდვილ ფუნქციათა სისტემა:

$$u_0(t), u_1(t) \dots u_k(t), \dots u_m(t) \dots u_n(t),$$

რომელიც **ორთოგონალურია**, თუ სრულდება პირობა:

$$\int_{t_1}^{t_2} u_k(t) u_m(t) dt = 0, \quad \text{როცა } k \neq m, \quad u_k(t) \neq 0, \quad u_m(t) \neq 0.$$

სიდიდეს, როცა $k = m$ **ეწოდება ნორმა**:

$$\int_{t_1}^{t_2} u_k^2(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} u_m^2(t) dt = |u_k|^2 = |u_m|^2 = \|u_n\|^2, \tag{6.1}$$

თუ $u_n(t)$ – ფუნქცია უწყვეტად არის განაწილებული, მაშინ შეიძლება ის წარმოვადგინოთ მწკრივის სახით:

$$u(t) = C_0 u_0(t) + C_1 u_1(t) + \dots + C_n u_n(t), \tag{6.2}$$

სადაც კოეფიციენტები განისაზღვრება ტოლობით:

$$C_n = \frac{1}{\|u_n\|^2} \int_{t_1}^{t_2} u(t) u_n(t) dt. \tag{6.3}$$

C_n კოეფიციენტებს **ფურიეს განზოგადოებული კოეფიციენტები** ეწოდება.

როგორც წესი, პერიოდული ფუნქციის გამლისას ფურიეს მწკრივში გამოიყენება ტრიგონომეტრიული ფუნქციები ან კომპლექსური ხარისხობრივი (ექსპონენციალური) ფუნქციები, ასე რომ $u_n(t)$ შეიძლება იყოს ქვემოთ მითითებულთაგან ერთ-ერთი:

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

$$u_n(t) = \cos(n\omega t), \quad u_n(t) = \sin(n\omega t), \quad u_n(t) = e^{\pm jn\omega t}, \quad (6.4)$$

სადაც $n = 0, 1, 2 \dots$ მთელი რიცხვია, რომელიც ფურიეს შესაბამის კოეფიციენტს განსაზღვრავს. ცხრილი 6.1-ში წარმოდგენილია ტრიგონომეტრიული და ექსპონენციალური ფუნქციების მწკრივის კომპონენტები, როცა: $n = 0, 1, 2, 3$.

ცხრილი 6.1. ტრიგონომეტრიული და ექსპონენციალური ფუნქციების მწკრივის კომპონენტები

ფუნქცია $u_n(t)$	მწკრივის კომპონენტები			
	$n = 0$	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$
$\cos(n\omega t)$	1	$\cos(\omega t)$	$\cos(2\omega t)$	$\cos(3\omega t)$
$\sin(n\omega t)$	0	$\sin(\omega t)$	$\sin(2\omega t)$	$\sin(3\omega t)$
$e^{\pm jn\omega t}$	1	$e^{\pm j\omega t}$	$e^{\pm j2\omega t}$	$e^{\pm j3\omega t}$

გამოვიყენოთ ცხრილი 6.1-ში მოცემული ტრიგონომეტრიული ან კომპლექსური ექსპონენციალური ფუნქციების მწკრივის წევრები და გადავწეროთ (6.2) შემდეგი სახით:

$$u(t) = C_0 + C_1 \cos(\omega t) + C_2 \cos(2\omega t) \dots + C_n \cos(n\omega t), \quad (6.5)$$

$$u(t) = C_1 \sin(\omega t) + C_2 \sin(2\omega t) \dots + C_n \sin(n\omega t), \quad (6.6)$$

$$u(t) = C_0 + C_1 e^{\pm j\omega t} + C_2 e^{\pm j2\omega t} \dots + C_n e^{\pm jn\omega t}, \quad (6.7)$$

ყველაზე ხშირად ვხვდებით ექსპონენციალურად მიღვავად რხევით პროცესებს, ამიტომ უმრავლეს შემთხვევაში, ჰარმონიული რხევების გაშლაში, მიზანშეწონილია ვისარგებლოთ მიღვავადი ექსპონენციალური ფუნქციით. განვსაზღვროთ (6.7) მიღვავადი ექსპონენციალური ფუნქციის ნორმა:

$$\|u_n\|^2 = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-j\omega t} e^{+j\omega t} dt = T. \quad (6.8)$$

როგორც ვხედავთ, პერიოდული ჰარმონიული რხევებისთვის ნორმა არის რხევის პერიოდი, შესაბამისად, ფურიეს (6.3) კოეფიციენტები შეიძლება გადავწეროთ შემდეგი სახით:

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) e^{jn\omega t} dt. \quad (6.9)$$

ვისარგებლოთ ეილერის გარდაქმნით:

$$e^{jn\omega t} = \cos(n\omega t) + j\sin(n\omega t), \quad (6.10)$$

(6.9) მიიღებს სახეს:

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) \cos(n\omega t) dt + \frac{j}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) \sin(n\omega t) dt = A_n + jB_n. \quad (6.11)$$

სადაც:

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

$$A_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) \cos(n\omega t) dt, \quad B_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) \sin(n\omega t) dt. \quad (6.12)$$

ფურიეს მწკრივის კოეფიციენტები მოცემულ შემთხვევაში წარმოვადგინეთ შემადგენელი კომპონენტების სახით, რომელთაგან $A_n = A_{-n}$ - ლუწი ფუნქცია, ხოლო $B_n = -B_{-n}$ - კი კენტი.

(6.11) შეიძლება ჩავწეროთ შემდეგი სახითაც:

$$C_n = |C_n| e^{-j\varphi_n}, \quad (6.13)$$

სადაც:

$$|C_n| = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}, \quad \varphi_n = \arctg\left(\frac{B_n}{A_n}\right). \quad (6.14)$$

$u(t)$ ფუნქცია (6.2) ფორმულის საფუძველზე მიღებს სახეს:

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |C_n| e^{jn\omega t - j\varphi_n}. \quad (6.15)$$

გამოვყოთ ფურიეს კოეფიციენტი $n = 0$ -სათვის (C_0) ცალკე:

$$u(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} 2|C_n| e^{jn\omega t - j\varphi_n}. \quad (6.16)$$

ვისარგებლოთ ეილერის (6.10) გარდაქმნით და (6.16) ფუნქციის ნამდვილი წევრები ჩავწეროთ ტრიგონომეტრიული ფორმით:

$$u(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} 2|C_n| \cos(n\omega t - \varphi_n). \quad (6.17)$$

ფურიეს მწკრივის ჩაწერისას ხშირად სარგებლობენ შემდეგი ფორმითაც:

$$u(t) = \frac{u_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} \{a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)\} = \frac{u_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} A_n \cos(n\omega t - \varphi_n), \quad (6.18)$$

$$u_0 = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad \operatorname{tg} \varphi_n = \frac{b_n}{a_n}, \quad (6.19)$$

$$u_0 = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) dt, \quad (6.20)$$

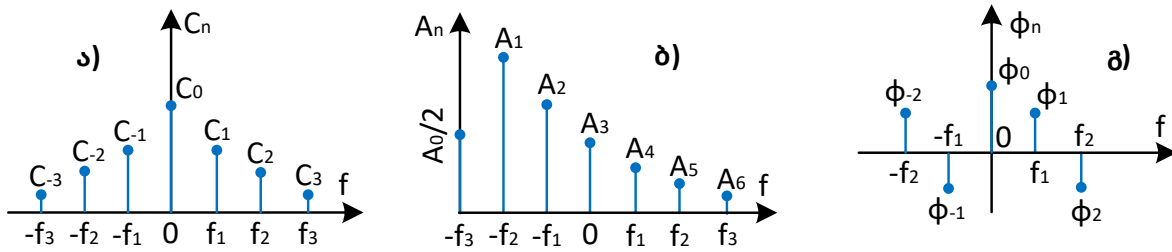
$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos(n\Omega t) dt, \quad b_n = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin(n\Omega t) dt, \quad (6.21)$$

სადაც: $a_n = 2A_n = 4C_n$, $b_n = 2B_n$, $A_n = 2C_n$.

$n = 1$ შეესაბამება პირველი - ძირითადი ოსცილაცია ω_1 პიკური სიხშირით, და მას **ძირითადი ჰარმონიკა** ეწოდება, ხოლო, როცა: $n > 1$, $\omega_2, \omega_3, \dots$ სიხშირის კიდურა ოსცილაციებს **მაღალი ჰარმონიკები** ეწოდება. სიგნალის ამპლიტუდის დამოკიდებულებას $n\omega$ სიხშირეზე, ცხადია, დისკრეტული

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

ხასიათი აქვს, ამ დამოკიდებულებას **ამპლიტუდური სპექტრი (ამპლიტუდა-სინშირული მახასიათებელი, შემდეგში - ასმ)** ეწოდება (ნახ.6.1 ა, ბ). ჰარმონიკების საწყისი ფაზების დამოკიდებულებას სინშირულ ფაზური სპექტრი (ფაზა-სინშირული მახასიათებელი, შემდეგში ფსმ) ეწოდება (ნახ.6.1 გ).



ნახ.6.1. ა) და ბ) ამპლიტუდური სპექტრი (ასმ), გ) ფაზური სპექტრები (ფსმ)

განვიხილოთ მაგალითი. ვთქვათ მოცემულია მართკუთხა ფორმის იმპულსი A ამპლიტუდით და T პერიოდით:

$$u(t) = \begin{cases} A, & 0 < t \leq \frac{T}{2} \\ 0, & \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases}, \quad (6.22)$$

ვისარგებლოთ (6.21) ფორმულით:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u(t) \cos(n\omega t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} A \cos(n\omega t) dt = \frac{2A}{T} \cdot \frac{1}{n\omega} \sin(n\omega t) \Big|_0^{\frac{T}{2}} = \frac{2A}{\pi n} \sin(\pi n) = 0,$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u(t) \sin(n\omega t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} A \sin(n\omega t) dt = -\frac{2A}{T} \cdot \frac{1}{n\omega} \cos(n\omega t) \Big|_0^{\frac{T}{2}} =$$

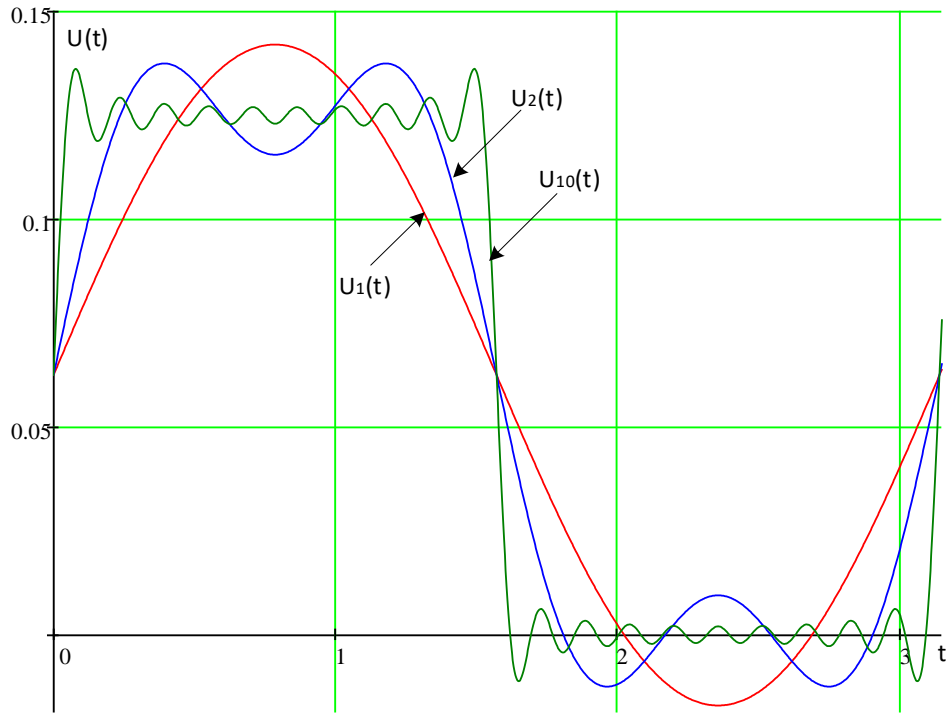
$$= -\frac{2A}{\pi n} \cos(\pi n) + \frac{2A}{\pi n} = \frac{2A}{\pi n} [1 - \cos(\pi n)].$$

$\omega = \frac{2\pi}{T}$. (6.18) ფორმულიდან ვღებულობთ:

$$u(t) = \frac{A}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} b_n \sin(n\omega t) = \frac{A}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2A}{\pi n} [1 - \cos(\pi n)] \sin\left(\frac{2\pi n}{T} t\right).$$

მწკრივის გამლით საბოლოოდ მივიღებთ:

$$u(t) = \frac{A}{2} + 2A \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{T} t\right)}{\pi} + 2A \frac{\sin\left(\frac{6\pi}{T} t\right)}{3\pi} + 2A \frac{\sin\left(\frac{10\pi}{T} t\right)}{5\pi} + \dots = \frac{A}{2} + u_1(t) + u_2(t) + \dots$$



ნახ.6.2. იმპულსის აღდგენა ფურიეს მწკრივით

ნახ.6.2-ზე წარმოდგენილია პირველადი იმპულსის აღდგენის პროცესი. როცა: $n = 1$ გვაქვს სინუსოიდა, n პარამეტრის უტაპობრივად ზრდით ადგილი აქვს რხევების შეკრებას (6.6) კანონის შესაბამისად, სინუსოიდა თანდათან გადადის მართკუთხა ფორმაში, საბოლოოდ იმპულსი უახლოვდება პირვანდელ ფორმას, თუ შესაკრებ რხევათა რიცხვი იზრდება $n \rightarrow \infty$.

§7. დეტერმინირებული სიგნალების სპექტრული და ენერგეტიკული მახასიათებლები

განვიხილოთ დეტერმინირებული სიგნალების ძირითადი (დროითი და სიხშირული) მახასიათებლები. დეტერმინირებული სიგნალები შეიძლება იყოს სასრული ან უსასრულო ენერგიით. მაგალითად, როცა სიგნალი შემოსაზღვრულია $[t_1, t_2]$ დროითი ინტერვალით, მაშინ ის იქნება სასრული ენერგიის, მაგრამ თუ ის განსაზღვრულია ნახევრად უსასრულო ინტერვალში $(-\infty, t]$, $[t, \infty)$, მაშინ საქმე გვაქვს უსასრულო ენერგიის სიგნალთან.

იმპულსურ სიგნალები შეიძლება წარმოდგენილი იქნას დირაკის δ ფუნქციის, ჰევისაიდის ფუნქციის ან რომელიმე დისკრეტული ფუნქციის სახით:

$$\delta(t) = \begin{cases} 1, & t = 0 \\ 0, & t \neq 0 \end{cases}, \quad h(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ \frac{1}{2}, & t = 0 \\ 1, & t > 0 \end{cases}, \quad (7.1)$$

ზოგად შემთხვევაში $[t_1, t_2]$ დროით ინტერვალში განსაზღვრული სასრული სიგნალის იმპულსების აღწერისას შეიძლება ვისარგებლოთ გამოსახულებით:

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

$$S(t) = \begin{cases} u(t), & t \in [t_1, t_2] \\ 0, & t \notin [t_1, t_2] \end{cases} \quad (7.2)$$

სასრულ $[t_1, t_2]$ ინტერვალში განსაზღვრული $S(t)$ ფუნქცია შეიძლება იყოს მართკუთხა, მართკუთხა საფეხურეობრივი, სამკუთხა, ტრაპეციის ფორმის და ა.შ. მაგალითად τ ხანგრძლივობის ეს იმპულსები შეიძლება წარმოვადგინოთ შემდეგი სახით:

მართკუთხა იმპულსი:

$$S(t) = \begin{cases} A, & t \in [0, \tau] \\ 0, & t \notin [0, \tau] \end{cases} \quad (7.3)$$

ან დირაკის ფუნქციის საშუალებით:

$$S(t) = A\delta(t). \quad (7.4)$$

მართკუთხა საფეხურეობრივი იმპულსი:

$$S(t) = \begin{cases} A, & 0 < t < \frac{\tau}{2} \\ \frac{A}{2}, & \frac{\tau}{2} < t = \tau \\ 0, & t > \tau \end{cases} \quad (7.5)$$

ან ჰევისაიდის ფუნქციის საშუალებით:

$$S(t) = Ah(t). \quad (7.6)$$

სამკუთხა იმპულსი:

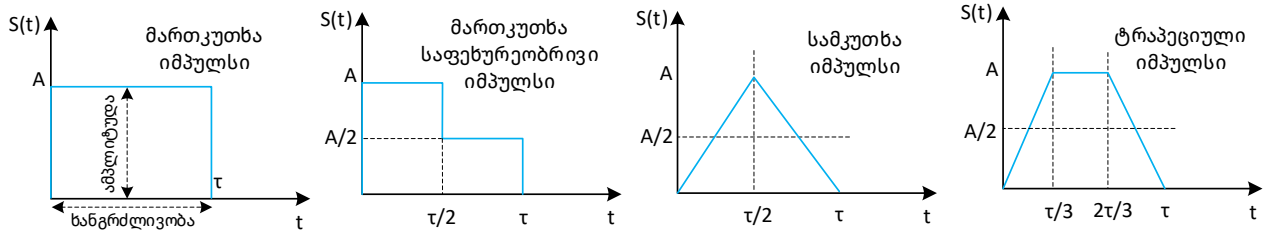
$$S(t) = \begin{cases} \frac{A}{\tau}t, & 0 < t < \frac{\tau}{2} \\ -\frac{A}{\tau}t, & \frac{\tau}{2} < t = \tau \\ 0, & t > \tau \end{cases} \quad (7.7)$$

ტრაპეციული იმპულსი:

$$S(t) = \begin{cases} \frac{3A}{2} + \frac{3A}{\tau}t, & 0 \leq t < \frac{\tau}{3} \\ A, & \frac{\tau}{3} \leq t < \frac{2\tau}{3} \\ \frac{3A}{2} - \frac{3A}{\tau}t, & \frac{2\tau}{3} \leq t < \tau \\ 0, & t \geq \tau \end{cases} \quad (7.8)$$

(7.3)-(7.8) ფორმულებში $u(t) = A = const$ – იმპულსის მუდმივი **ამპლიტუდაა**, ხოლო $\tau = const$ – იმპულსის მახასიათებელი მუდმივი დროის შუალედია (**იმპულსის ხანგრძლივობა**). მოცემული იმპულსების შესაბამისი დროითი არე (ზოგჯერ მოიხსენიებენ დროითი დომენის სახელწოდებით) ნაჩვენებია ნახ.7.1-ზე.

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი



ნახ.7.1. იმპულსის მომვლების ცვლილება დროში

$s(t)$ სიგნალი განსაზღვრულია ფართო დროით ინტერვალში, ხოლო $S(t)$ - იმპულსი კი ვიწრო შემოსასზღვრულ დროით ინტერვალში.

ნახევრად უსასრულო დროით ინტერვალში განსაზღვრული სიგნალების მაგალითს წარმოადგენს ექსპონენციალური ფუნქციები, იმპულსები გაუსური ფორმით ან კიდევ სიგნალები, რომლებიც წარმოიქმნება მოცემული სიგნალებიდან წრფივი ოპერაციების საფუძველზე, როგორცაა აჯამვა, შეწონვა, დაყოვნება და სხვ.

სიხშირულ არეში ანალოგიური იმპულსური სიგნალები შეიძლება აღნიშნული იქნას სპექტრული ფუნქციის $S(f)$ - საშუალებით, რომელიც სიგნალის დროით ფუნქციასთან $S(t)$ -თან დაკავშირებულია ფურიეს პირდაპირი და უკუ ერთგანზომილებიანი გარდაქმნით:

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(t)e^{-j\omega t} dt, \quad S(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(f)e^{j\omega t} df, \quad (7.9)$$

სადაც $\omega = 2\pi f$.

განვიხილოთ სიგნალისა და მისი სპექტრის ზოგიერთი თვისება. ზოგად შემთხვევაში $S(f)$ წარმოადგენს სიხშირის კომპლექსურ ფუნქციას და გააჩნია კომპლექსურ - მუდღეობული სიმეტრია.

$$\dot{S}(f) = \dot{S}^*(-f), \quad (7.10)$$

სადაც „*“ - სიმბოლო აღნიშნავს კომპლექსურ მუდღეობულს.

ნებისმიერი კომპლექსური ფუნქცია შეიძლება წარმოვადგინოთ ხარისხობრივად მოდულისა და არგუმენტის სახით:

$$\dot{S}(f) = |S(f)|e^{j\varphi(f)}, \quad (7.11)$$

ან კიდევ, ნამდვილი და წარმოსახვითი ნაწილების საშუალებით:

$$\dot{S}(f) = Re\{\dot{S}(f)\} + jIm\{\dot{S}(f)\} = |S(f)| \cos[\varphi(f)] + j|S(f)| \sin[\varphi(f)]. \quad (7.12)$$

$S(f)$ კომპლექსური სპექტრული ფუნქციის მოდული **ამპლიტუდურ სპექტრს**, ხოლო მის არგუმენტი **ფაზურ სპექტრს** ასახავს. ამპლიტუდურ სპექტრს აქვს ლუწი სიმეტრია, ხოლო ფაზურს კი კენტი სიმეტრია:

$$|S(f)| = |S(-f)|, \quad \varphi(f) = -\varphi(-f),$$

$$Re\{\dot{S}(f)\} = Re\{\dot{S}(-f)\}, \quad Im\{\dot{S}(f)\} = -Im\{\dot{S}(-f)\}.$$

სპექტრის მოდული და არგუმენტი განისაზღვრება თანაფარდობებით:

$$|S(f)| = \sqrt{(Re\{\dot{S}(f)\})^2 + (Im\{\dot{S}(f)\})^2}, \quad (7.13)$$

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

$$\varphi(f) = \begin{cases} \arctg \frac{Re\{\dot{S}(f)\}}{Im\{S^*(f)\}}, & Re\{\dot{S}(f)\} > 0 \\ \pi + \arctg \frac{Re\{\dot{S}(f)\}}{Im\{\dot{S}(f)\}}, & Re\{\dot{S}(f)\} < 0 \end{cases} \quad (7.14)$$

სიგნალების სპექტრის ასახვისას მნიშვნელოვანია გათვალისწინებული იქნას რამდენიმე რეკომენდაცია:

- ნამდვილი სიგნალების სპექტრი ყოველთვის გამოისახება ამპლიტუდისა და ფაზის რეალური და წარმოსახვითი ნაწილებით,
- სპექტრის ასახვისას შეიძლება ვისარგებლოთ დადებითი სიხშირეებით,
- ფაზური სიგნალი აგებული უნდა იქნას შუალედში $[-\pi, \pi]$.

ამრიგად, ანალოგური იმპულსური სიგნალის ძირითად მახასიათებელს წარმოადგენს სიგნალის $S(t)$ დროითი და $S(f)$ სპექტრული მახასიათებლები².

ენერგია

ანალოგური იმპულსური სიგნალის ძირითად პარამეტრებს წარმოადგენს იმპულსის τ -**ხანგრძლივობა** და Δf - **სპექტრის სიგანე**. ერთი მათგანი ახასიათებს სიგნალის დროით ინტერვალს მეორე კი სიხშირულ ინტერვალს. სწორედ ამ ინტერვალებშია თავმოყრილი სიგნალის ენერგიის ძირითადი ნაწილი. სიგნალის ენერგიის გეომეტრიული არსი მდგომარეობს იმაში, რომ ის ასახავს სიგნალის სპექტრით შემოსაზღვრული არის ფართობს. **პარსერვალის** თეორემის თანახმად:

$$E(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \langle \dot{S}(t) \cdot \dot{S}^*(t) \rangle dt = \int_{-\infty}^{+\infty} S^2(t) dt, \quad (7.15)$$

ფურიეს გარდაქმნის გამოყენებით ენერგია, შეიძლება გამოსახული იქნას სპექტრით:

$$E(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \langle \dot{S}(f) \cdot \dot{S}^*(f) \rangle df = \int_{-\infty}^{+\infty} S^2(f) df. \quad (7.16)$$

სიმეტრიული სიგნალის შემთხვევაში:

$$E(t) = 2 \int_0^{+\infty} S^2(t) dt, \quad E(f) = 2 \int_0^{+\infty} S^2(f) df. \quad (7.17)$$

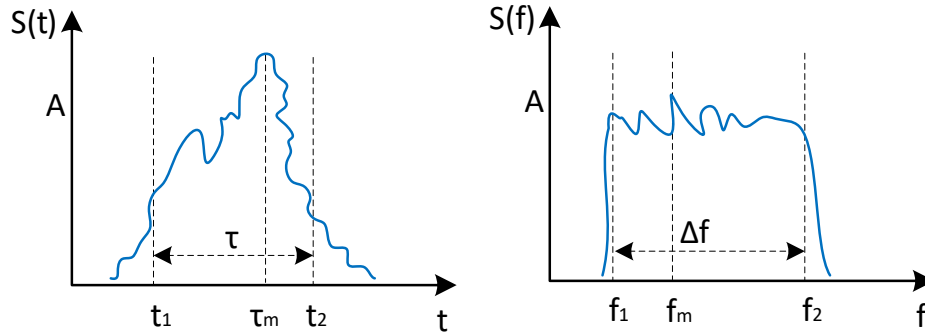
შემოსასზღვრული სიგნალების შემთხვევაში:

$$E(t) = \int_{t_1}^{t_2} S^2(t) dt, \quad E(f) = \int_{f_1}^{f_2} S^2(f) df. \quad (7.18)$$

² რიგ ლიტერატურაში ფუნქციას და მის ფურიე-წარმოდგენას სხვადასხვა ფუნქციებით აღნიშნავენ, ჩვენ კი ერთი ფუნქციით აღვნიშნავთ, მაგრამ მიუწეროთ შესაბამის არგუმენტს, t - დროს, ან f სიხშირეს, რაც ცხადია, შინაარსობრივად სხვადასხვა ფუნქციას ასახავს, ან უფრო სწორად, ერთ ფუნქციას ასახავს სხვადასხვა საკოორდინატო არეში (დომენში).

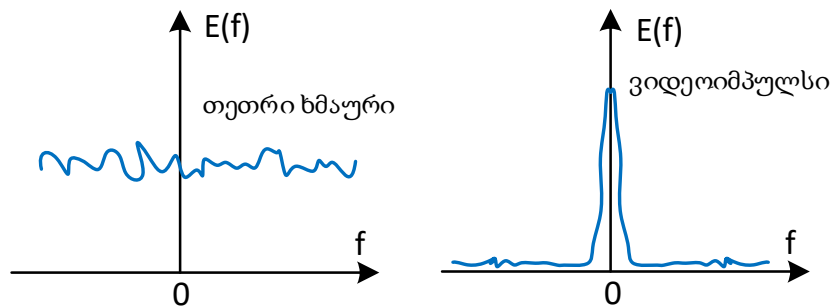
სიგნალის ეფექტური ხანგრძლივობა და სპექტრის ეფექტური სიგანე

შემოვიტანოთ სიგნალის ეფექტური ხანგრძლივობის ($\tau = t_2 - t_1$) და სპექტრის ეფექტური სიგანის ცნება ($\Delta f = f_2 - f_1$). ეს ინტერვალები ასახავს იმ შუალედებს, რომლებშიც ძირითადად არის მოქცეული ენერგეტიკული ფუნქციები $E(t)$ და $E(f)$ (ნახ.7.2). ზოგად შემთხვევაში სიგნალის ან მისი სპექტრის სიმეტრიაზე საუბარი ზედმეტია, თუმცა კონკრეტულ შემთხვევაში სიგნალი და მისი სპექტრი შეიძლება იყოს სიმეტრიული მაქსიმუმების (τ_m და f_m), სათავის ან რომელიმე დროითი (სიხშირული) კოორდინატის მიმართ.



ნახ.7.2. სიგნალის ეფექტური ხანგრძლივობა და სპექტრის ეფექტური სიგანე

თუ სპექტრში არ შეიმჩნევა მკვეთრად გამოხატული მაქსიმუმები ან ეს მაქსიმუმები იმყოფება საკოორდინატო სათავის მახლობლად, მაშინ სპექტრის ეფექტური სიგანის მნიშვნელობად მიღებულია ნულოვანი სიხშირე. პირველ მათგანს მიეკუთვნება, მაგალითად, ე.წ. „თეთრი ხმაური“, რომელსაც არ გააჩნია მკვეთრად გამოხატული მაქსიმუმი, ხოლო სიგნალთა მეორე კლასს, რომელთა მაქსიმუმი ახლოსაა ნულოვანი სიხშირესთან მიეკუთვნება ვიდეოსიგნალები (ნახ.7.3).



ნახ.7.3. სიგნალები სპექტრის ნულოვანი ეფექტური სიგანით

აღსანიშნავია, რომ ვიდეოსიგნალებს არ აქვთ ჰარმონიული კომპონენტი, განსხვავებით რს-საგან. სპექტრის სიგანის ფარგლებში თავმოყრილია ენერგიის ნაწილი:

$$\eta = \frac{E_m(\Delta f)}{E(f)} 100\% \tag{7.19}$$

სიგნალის ეფექტური ხანგრძლივობა τ და სპექტრის ეფექტური სიგანე Δf განსაზღვრავენ ინტერვალებს დროის და სიხშირის მიხედვით, რომლებშიც თავმოყრილია ინფორმაცია სიგნალის ფორმისა

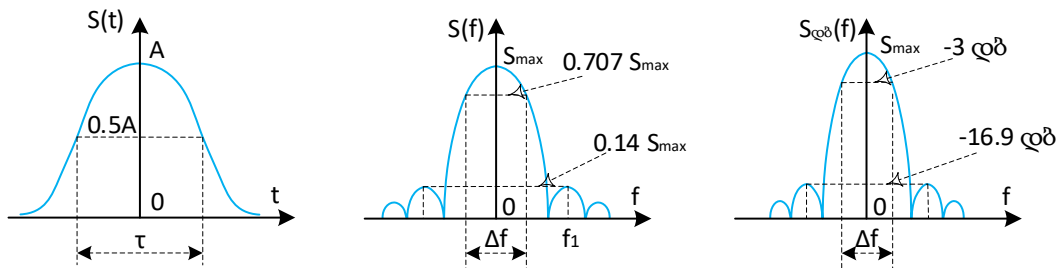
თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

და სპექტრის შესახებ. რაც უფრო კარგად სრულდება პირობა: $\eta \rightarrow 100\%$, მით უფრო ზუსტად შენარჩუნდება სიგნალის ფორმა, როცა მისი სპექტრი სიხშირული არიდან დროით არეში გადადის (სიგნალი აღდგება) და პირიქით³.

სიგნალები სასრული ენერგიით ხასიათდებიან მიღწეადი ფუნქციებით. სიგნალის დონე განისაზღვრება მაქსიმუმის მიმართ გრაფიკულად. ამ დონეების შესაფასებლად, ხშირად სარგებლობენ რიცხვითი მნიშვნელობებით, როგორცაა: 0.7; 0.5; 0.1 და ა.შ. ეს კოეფიციენტები მიუთითებს სიგნალის მაქსიმუმის შესაბამის წილს.

მნიშვნელოვან პარამეტრს წარმოადგენს ასმ-ის დონე არჩეული სიხშირული დიაპაზონის მიღმა. ეს პარამეტრი განსაზღვრავს სიგნალის სპექტრის სიგანეს გრაფიკულად. ამპლიტუდური სპექტრები როგორც წესი, მიღწეადი ხასიათისაა, მათ გააჩნიათ ძირითადი ამპლიტუდური ნაწილი, რომელშიდაც თავმოყრილია სიგნალის ენერგიის ძირითადი ნაწილი და თანმიმდევრულად მიღწეადი კიდურა კომპონენტები. ყოველი მომდევნო მიღწეადი კომპონენტი განსაზღვრავს სიხშირული დიაპაზონის მიღმა მყოფ ნაწილს (ნახ.7.4).

მაგალითად, განვიხილოთ იმპულსური სიგნალი A - ამპლიტუდით და τ ხანგრძლივობით. ნახ.7.4 ა)-დან ჩანს, რომ სიგნალის ეფექტური ხანგრძლივობა ფასდება ამპლიტუდის ნახევარზე ($\frac{A}{2}$). ნახ.7.4 ბ) და გ)-დან ჩანს, რომ სპექტრის Δf სიგანე აღებულია $S(f)$ ფუნქციის მაქსიმუმის 0.707 ნაწილით. პირველი კიდურა ფოთოლის მაქსიმუმი განლაგებულია f_1 სიხშირეზე და შეადგენს მაქსიმუმის 0.14 ნაწილს. სწორედ ეს პარამეტრი არის მიღებული იმპულსური სიგნალის მახასიათებელ პარამეტრად.



ნახ.7.4. იმპულსური სიგნალი და მისი სპექტრი წრფივ და ლოგარითმულ მასშტაბში

სპექტრის წარმოდგენა ლოგარითმულ მასშტაბში

პრაქტიკაში მიღებულია, რომ იმპულსის კიდურა ფოთლების დონე გამოსახული იქნას დეციბელებში მაქსიმუმის მიმართ, რისთვისაც სარგებლობენ ლოგარითმული მასშტაბით:

$$S_{db}(f) = 20 \ln \left(\frac{S(f)}{S_{max}(f)} \right). \tag{7.20}$$

იმპულსური სიგნალის ამპლიტუდურ-სიხშირული სპექტრი ლოგარითმულ მასშტაბში წარმოდგენილია ნახ.7.4 გ)-ზე. აღსანიშნავია, რომ წრფივ მასშტაბში მაქსიმუმის 0.707 ნაწილი შეესაბამება -3 დეციბელს ლოგარითმულ მასშტაბში, ხოლო პირველი კიდურა ფოთლის მაქსიმუმი კი შეესაბამება -16.9 - დბ-ს.

³ დროით და სიხშირულ არეს ზოგჯერ დროითი და სიხშირული დომენის სახელწოდებით მოიხსენიებენ.

გიბსის ეფექტი - სიგნალის აღდგენის სიზუსტე

ფურიეს გარდაქმნების საფუძველზე ადვილად ვადგენთ, რომ სიგნალის ენერგეტიკული მასასიათებლები შემოუსაზღვრელ დროით ან სიხშირულ ინტერვალში მცირედ განსხვავდება შემოსაზღვრულ დროით ან სიხშირულ ინტერვალში ამავე სიგნალის ენერგეტიკული მასასიათებლისაგან:

$$S(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f)e^{j2\pi ft} df, \quad \langle S(t) \rangle = \int_{t_1}^{t_2} S(f)e^{j2\pi ft} df.$$

აპროქსიმირებულ სიგნალსა და პირველად $S(f)$ სიგნალს შორის სხვაობა შეიძლება შევაფასოთ გამოსახულებით:

$$E_{\Delta} = \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f) - \langle S(f) \rangle|^2 df. \tag{7.21}$$

E_{Δ} - წარმოადგენს სიზუსტის ზომას, რომლის გათვალისწინება მნიშვნელოვანია სიგნალის აღდგენის პროცესში. ციფრულ ელექტრონიკაში გამოიყენება დისკრეტულ სიგნალები, ამიტომ ანალოგური სიგნალის დისკრეტიზაცია ციფრული ტექნოლოგიის ერთ-ერთი მთავარი საკითხია, თუმცა შემდეგ დასკვნით ეტაპზე, მონაცემთა გამოტანისას, კვლავ ანალოგური სიგნალის პირვანდელი ფორმის აღდგენაა მნიშვნელოვანი. მამასადამე, უნდა მოხდეს რხევების რესტავრაცია - აღდგენა, მაგრამ გარკვეული სიზუსტით, რომელსაც ასახავს (7.21) გამოსახულება.

პრაქტიკული თვალსაზრისით (7.21) უმჯობესია ჩაწერილი იქნას დისკრეტული სახით, ფურიეს მწკრივის გამოყენებით:

$$E_{\Delta} = \int_{-\infty}^{+\infty} \left| S(t) - \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n u_n(t) \right|^2 dt. \tag{7.22}$$

(7.21) და (7.22) ფორმულებით ასახულ პროცესს **გიბსის ეფექტს** უწოდებენ, ის ასახავს სიგნალის აღდგენის სიზუსტეს. ცხადია, როცა $n \rightarrow \infty$ სიზუსტე მაქსიმალურ მნიშვნელობას აღწევს და აღდგენილი სიგნალი მაქსიმალურად უახლოვდება პირვანდელს.

ავტოკორელაციური ფუნქცია და ენერგეტიკული სპექტრი

დროითი და სპექტრული ფუნქციების გარდა ლეტერმინირებული იმპულსური სიგნალების მასასიათებლებს წარმოადგენს აგრეთვე: **ავტოკორელაციური ფუნქცია** $W(t)$ და მისი ფურიე გარდაქმნა $W(f)$, რომელსაც **ენერგეტიკული სპექტრი** ეწოდება. ავტოკორელაციური ფუნქცია განისაზღვრება თანაფარდობით:

$$W(t) = \langle \dot{S}(t) \dot{S}^*(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau)S(\tau + t)d\tau, \tag{7.23}$$

სიგნალის ავტოკორელაციური ფუნქცია და ენერგეტიკული სპექტრი ერთმანეთთან დაკავშირებულია ფურიეს პირდაპირი და უკუგარდაქმნით:

$$W(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} W(f)e^{-2\pi ft} df, \quad W(f) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} W(t)e^{2\pi ft} dt. \tag{7.24}$$

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

მარტივად ვადგენთ, რომ ავტო-კორელაციური ფუნქცია ლუწი ფუნქცია, რომელსაც მაქსიმუმი აქვს $t = 0$ მომენტში. მაქსიმალური მნიშვნელობა ემთხვევა სიგნალის ენერჯის მნიშვნელობას:

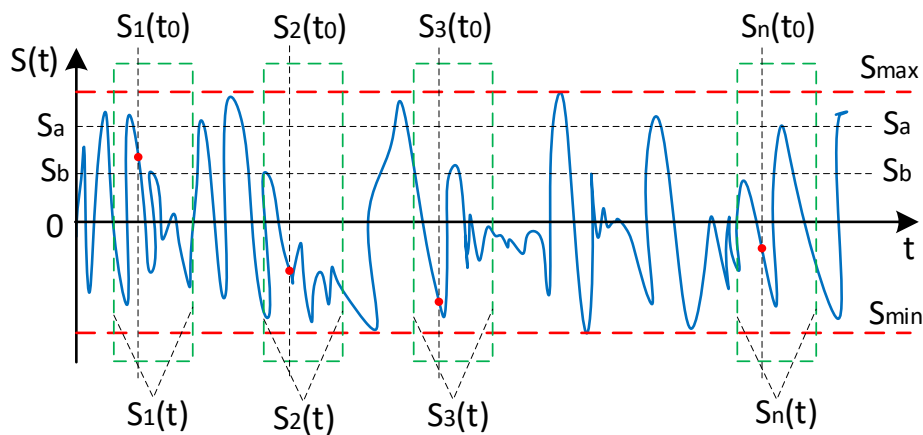
$$W(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} [S(\tau)]^2 d\tau = E(t). \tag{7.25}$$

ენერგეტიკულ სპექტრში ინფორმაცია სიგნალის ფაზის შესახებ არ გვაქვს. ამიტომაც ენერგეტიკული სპექტრის საფუძველზე შეუძლებელია დროითი სიგნალის აღდგენა. იგი არის ნამდვილი ფუნქცია და გააჩნია ლუწი სიმეტრია, ამიტომ გრაფიკულად ის შეიძლება გამოვსახოთ დადებითი სიხშირეების არეში.

§8. შემთხვევითი სიგნალების ანალიზი

შემთხვევითი სიგნალი - არის პროცესი, რომლის დროსაც ამპლიტუდა და სიხშირე (ფაზა) იცვლება შემთხვევითი კანონზომიერებით, თუმცა ამ პროცესს კანონზომიერებას ვერ დავარქმევთ, რადგან მისი ანალიტიკური აღწერა ხშირად ძალიან პრობლემურია, ამიტომ მათი აღწერისას მიმართავენ სტატისტიკური რადიოფიზიკის მეთოდებს.

განვიხილოთ შემთხვევითი პროცესი $S(t)$ (ნახ.8.1).



ნახ.8.1. შემთხვევითი პროცესი

მოცემული პროცესის ანალიზისას გამოვყოთ $S(t)$ პროცესის რეალიზაციები $S_1(t), S_2(t) \dots S_k(t) \dots S_n(t)$, რომლებიც ასახავენ ერთსა იმავე დროით შუალედში (მაგალითად, t_0 შუალედში) შემთხვევითი პროცესის სხვადასხვა ფრაგმენტებს.

პროცესის შესაფასებლად ავირჩიოთ, რომელიმე ფიქსირებული t_0 დროის შუალედი თითოეული შემთხვევითი ფრაგმენტისათვის. განვსაზღვროთ, ხვდება თუ არა $S_1(t_0), S_2(t_0) \dots S_k(t_0) \dots S_n(t_0)$ მნიშვნელობები $S_1(t), S_2(t) \dots S_k(t) \dots S_n(t)$ შემთხვევით ფრაგმენტებში. თუ შევძლებთ ამ პროცესის მათემატიკურად ჩაწერას, მაშინ მათემატიკური პარამეტრი, რომლითაც მას აღვწერთ იქნება საკმარისი მახასიათებელი.

ასეთი საკმარისი მახასიათებელია **ალბათობის სიმკვრივე**, რომელიც განისაზღვრება როგორც $S_k(t_0)$, შემთხვევითი სიდიდის მოხვედრის ალბათობა $S_k(t)$ წინასწარ განსაზღვრულ სეგმენტში (ნახ.8.1):

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

$$P(S_a < S_k(t) < S_b) = \int_{S_a}^{S_b} p(S) dS. \quad (8.1)$$

ფუნქცია $p(S)$ წარმოადგენს S სიდიდის შემთხვევითი განაწილების დიფერენციალურ კანონს, ხოლო $P(S)$ კი არის განაწილების ინტეგრალური კანონი.

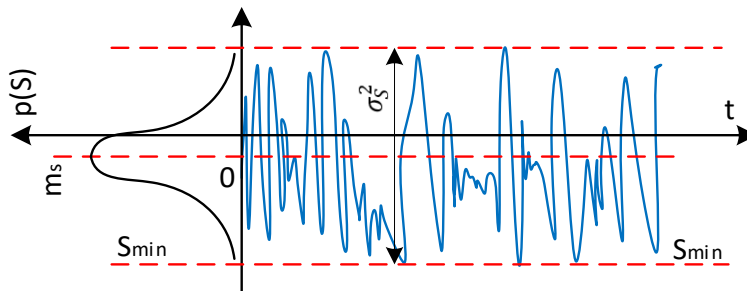
ნებისმიერი შემთხვევითი პროცესისაგან შეიძლება გამოვყოთ მაქსიმუმი S_{max} და მინიმუმი S_{min} , ისე, რომ ამ შუალედში შემთხვევითი $S_k(t_0)$ პროცესის რეალიზაცია აუცილებლად მოხდება. ეს ნიშნავს, რომ პროცესის რეალიზაციის ალბათობა მაქსიმალურია, ამიტომ (8.1) ინტეგრალი ამ შუალედში არის **ნორმირების პირობა**:

$$m_S = \int_{S_{min}}^{S_{max}} p(S) dS = 1. \quad (8.2)$$

მოცემული ალბათობის სიმკვრივით, განვსაზღვროთ $S_k(t)$ შემთხვევითი პროცესების რეალიზაცია საშუალო მნიშვნელობით (სტატისტიკური საშუალო), რომელსაც სტატისტიკურ რადიოფიზიკაში **პირველი სტატისტიკური მომენტი** (ალბათობის თეორიაში **მათემატიკური მოლოდინი**) ეწოდება. დისკრეტული და უწყვეტი შემთხვევითი პროცესის პირველი სტატისტიკური მომენტი ჩაიწერება გამოსახულებებით:

$$\langle S_n(t) \rangle = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} S_n(t)}{n}, \quad \langle S(t) \rangle = \int_{S_{min}}^{S_{max}} S(t) p(S) dS. \quad (8.2)$$

სტატისტიკური შემთხვევითი პროცესებისათვის ეს სიდიდე მუდმივია. ნახ.8.2-ზე მოყვანილია შერჩეული რეალიზაციის - მოლოდინის ერთ-ერთი მაგალითი. ნახაზიდან ჩანს, რომ საშუალო სიდიდე მცირედ წანაცვლებულია ნულოვანი მნიშვნელობიდან. ნათელია, რომ რეალიზაციის რაოდენობის გაზრდასთან ერთად სტატისტიკური საშუალოს სიზუსტე იზრდება.



ნახ.8.2. პირველი სტატისტიკური მომენტი და შემთხვევითი რხევის რეალიზაციის დისპერსია

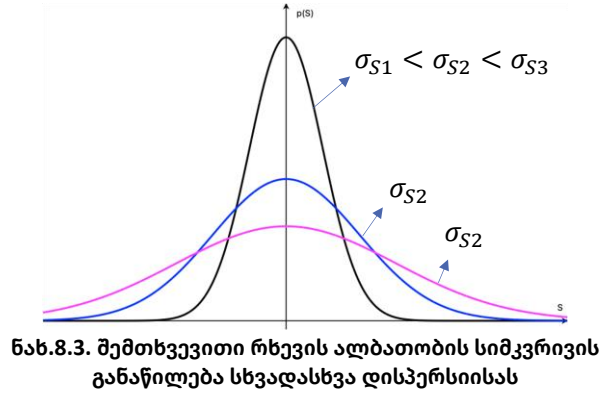
სტატისტიკური საშუალო სიდიდიდან გადახრის მაქსიმუმს - **დისპერსია** ეწოდება. დისკრეტული და უწყვეტი შემთხვევითი პროცესებისათვის ის შეიძლება ჩავეწეროთ გამოსახულებებით:

$$\sigma_{S_n}^2 = \frac{1}{n} \sum_{n=1}^{\infty} \{S_n(t) - \langle S_n(t) \rangle\}^2, \quad \sigma_S^2 = \int_{S_{min}}^{S_{max}} \{S(t) - \langle S(t) \rangle\}^2 p(S) dS. \quad (8.3)$$

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

დისპერსია იგივეა, რაც საშუალო კვადრატული გადახრა სტატისტიკური საშუალოდან. რაც უფრო მცირეა დისპერსია, შემთხვევითი სიდიდის ალბათობის სიმკვრივის განაწილების მრუდს, მით უფრო მკვეთრად გამოხატული პიკი აქვს. დისპერსიის ზრდა იწვევს პიკის შემცირებას და მრუდის განრთხმას აბსცისთა ღერძის გასწვრივ (ნახ.8.3).

შემთხვევითი პროცესების უმრავლესობა ემორჩილება განაწილების **ნორმალურ კანონს**, რომელსაც **გაუსის კანონი** ეწოდება:



$$p(S) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_S} e^{-\frac{(S(t)-\langle S(t) \rangle)^2}{2\sigma_S^2}} \quad (8.4)$$

ეს კანონი ბუნებაში ყველაზე ხშირად გვხვდება. თუ ავიღებთ რეალიზაციის დიდ რიცხვს ჰარმონიული შემადგენლების სახით, სხვადასხვა საწყისი ფაზებით და ამპლიტუდებით, მაშინ მათ ჯამს შეესაბამება ნორმალური განაწილების კანონი.

§9. სტაციონარული შემთხვევითი სიგნალები

შემთხვევითი პროცესებიდან გამოვყოთ **სტაციონარულ** და **არასტაციონარულ** შემთხვევით პროცესებს. სტაციონარული შემთხვევითი პროცესისას სიგნალის განაწილების ალბათობა არ არის დამოკიდებული დროზე. კიდევ უფრო მკაცრი შეზღუდვა ედება **ერგოდულ პროცესებს**, როცა ანსამბლით (მრავალი შემთხვევითი პროცესით) გასაშუალოება, ერთი რეალიზაციის ფარგლებში, შეიძლება შევცვალოთ დროთი გასაშუალოების ოპერაციით:

$$\langle S(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S(t) dt \quad (9.1)$$

თეთრი ხმაური

განვიხილოთ $S(t)$ სტაციონარული შემთხვევითი პროცესი, რომლის კორელაციური ფუნქციაც შეიძლება ჩავწეროთ გამოსახულებით:

$$W(\tau) = \langle S(t)S(t + \tau) \rangle = N_0 \delta(\tau) \quad (9.2)$$

მაშასადამე, $S(t)$ ფუნქციის ნებისმიერი ორი მნიშვნელობა $S(t_1)$ და $S(t_2)$, რაც არ უნდა ახლოს იყოს ერთმანეთთან დროის შუალედები ერთმანეთთან არაკორელირებადია. ასეთ ფუნქციას **დელტა-კორელირებადი** ეწოდება და მისი სპექტრული სიმკვრივე ჩაიწერება შემდეგი სახით:

$$W(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} W(\tau) e^{-2\pi f \tau} d\tau = N_0 \int_{-1}^{+1} \delta(\tau) e^{-2\pi f \tau} d\tau = N_0 \quad (9.3)$$

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

მაშასადამე, მივიღეთ პროცესი, რომლის სპექტრული სიმკვრივე მუდმივია. შემთხვევით პროცესს, რომლის სპექტრული სიმკვრივე მუდმივია ეწოდება **თეთრი ხმაური**. თეთრი ხმაურის ცნება ფართოდ გამოიყენება ტექნიკაში. განსაკუთრებით, იმ შემთხვევაში, როცა შემთხვევითი პროცესის ენერგეტიკული სპექტრის სიგანე ბევრად აღემატება სისტემის გატარების სიხშირულ ზოლს.

აღწეროთ რეალური პროცესი თეთრი ხმაურით. ვთქვათ, სისტემაზე, მუდმივი მახასიათებელი დროითი τ_S , მოქმედებს რეალური ხმაური კორელაციური ფუნქციით:

$$W_{Re}(\tau) = \sigma_S^2 W_S(\tau), \quad (9.4)$$

$W_S(\tau)$ – ს აქვს საკმაოდ ფართო სპექტრი და შესაბამისად, მცირე კორელაციის დრო: $\tau_k \ll \tau_S$. თეთრი ხმაურის ეკვივალენტური პროცესის აღწერის მიზნით, სპექტრული სიმკვრივის მნიშვნელობისათვის იღებენ გამოსახულებას:

$$N_0 = W_{Re}(f = 0) = \int_{-1}^{+1} W_{Re}(\tau) d\tau = \sigma_S^2 \int_{-1}^{+1} W_S(\tau) d\tau = 2\sigma_S^2 \tau_k. \quad (9.5)$$

ვიპოვოთ $p(S, t_1)$ ალბათობის სიმკვრივე დროის რომელიმე ფიქსირებული t_1 მომენტისათვის, თუ $S(t_1)$ ფუნქციის მყისი მნიშვნელობა შეიძლება იყოს ნებისმიერი 0-დან $A_m \cos \varphi(t_1)$ -ის ჩათვლით, თუ $\cos \varphi(t_1) > 0$:

$$p(S, t) = \frac{1}{A_m \cos \varphi(t_1)} > 0, \quad 0 < S(t) < A_m \cos \varphi(t_1). \quad (9.6)$$

$p(S, t)$ – ფუნქცია ასახავს შემთხვევითი ამპლიტუდის მქონე ჰარმონიული სიგნალის ალბათობათა განაწილების სიმკვრივეს. ჩვენს შემთხვევაში გვაქვს:

$$P(S(t_1)) = \frac{1}{A_m \cos \varphi(t_1)} \int_0^{A_m \cos \varphi(t_1)} S(t) dS = \frac{1}{2A_m \cos \varphi(t_1)}, \quad (9.7)$$

$$P(S^2(t_1)) = \frac{1}{A_m \cos \varphi(t_1)} \int_0^{A_m \cos \varphi(t_1)} S^2(t) dS = \frac{1}{3} [A_m \cos \varphi(t_1)]^2. \quad (9.8)$$

შევაფასოთ დისპერსია:

$$D = P(S^2(t_1)) - P(S(t_1))^2 = \frac{1}{12} [A_m \cos \varphi(t_1)]^2. \quad (9.9)$$

მიღებული შედეგიდან ვაკვნიტ, რომ განხილული შემთხვევითი პროცესი არც სტაციონარულია და არც ერგოდული.

ჰარმონიული რხევები შემთხვევითი ფაზით

ვთქვათ მოცემული გვაქვს ჰარმონიული რხევა:

$$S(t) = A \cos(\omega t + \varphi(t))$$

დავუშვათ, რომ რხევის ამპლიტუდა და სიხშირე ცნობილი სიდიდეებია, მაგრამ საწყისი ფაზა არის შემთხვევითი სიდიდე და თანაბრად განაწილებული $[0, 2\pi]$ ინტერვალში, რაც ნიშნავს, რომ მას

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

შუქდლია ერთნაირი ალბათობით მიიღოს ნებისმიერი მნიშვნელობა ამ შუალედიდან. საწყისი ფაზის ალბათობის სიმკვრივე იქნება:

$$p(\varphi_0) = \frac{1}{2\pi}, \quad 0 < \varphi < 2\pi.$$

ჩავწეროთ $S(t)$ ჰარმონიული რხევის განაწილების ალბათობის სიმკვრივე:

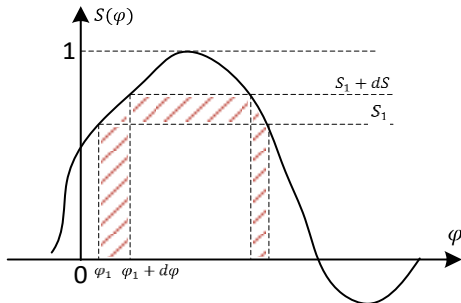
$$p(S)dS,$$

სადაც $p(S)$ საძიებელი ალბათობის სიმკვრივეა. როგორც ნახ.9.1-დან ჩანს $p(S)dS$ განსაზღვრავს ალბათობას - $S(t)$ სიგნალის რეალიზაციას შემთხვევითი ფაზის ორი დამტრისული ინტერვალიდან ერთ-ერთში, ამიტომ შემთხვევითი ფაზის ალბათობა იქნება $2p(\varphi)d\varphi$, შესაბამისად, გვაქვს:

$$p(S)dS = 2p(\varphi)d\varphi.$$

საწყისი ფაზის ალბათობა თანაბრადაა განაწილებული $[0, 2\pi]$ შუალედში, ამიტომ:

$$p(\varphi) = p(\varphi_0) = \frac{1}{2\pi}.$$



ნახ.9.1. ჰარმონიული სიგნალი შემთხვევითი ფაზით

ამრიგად:

$$p(S)dS = \frac{1}{\pi} d\varphi. \tag{9.10}$$

აქედან:

$$p(S) = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{\frac{dS}{d\varphi}}. \tag{9.11}$$

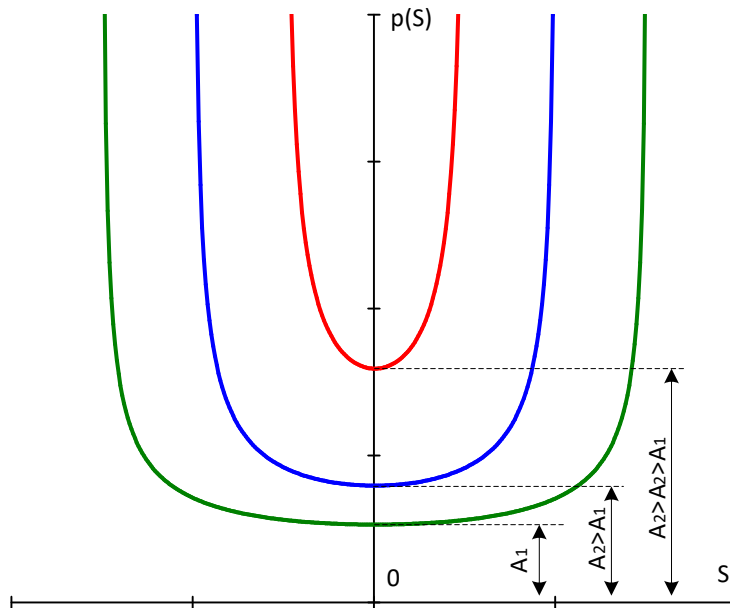
სადაც:

$$\frac{dS}{d\varphi} = -A \sin(\omega t + \varphi) = A\sqrt{1 - \cos^2(\omega t + \varphi)},$$

ე.ი.

$$p(S) = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{A^2 - A^2 \cos^2(\omega t + \varphi)}} = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{A^2 - S^2(t)}}. \tag{9.12}$$

$p(S)$ ფუნქციის გრაფიკი პარაბოლაა. პარაბოლას მინიმუმის დამორება აბსცისთა ღერძიდან განსაზღვრავს ამპლიტუდის სიდიდეს (ნახ.9.2).



ნახ.9.2. $p(S)$ განაწილება სხვადასხვა ამპლიტუდისათვის

ნორმალური შემთხვევითი პროცესი (გაუსის განაწილება)

განვსაზღვროთ სტაციონარული გაუსური შემთხვევითი პროცესის ალბათობის განაწილება. $p(S)$ - ფუნქციის საფუძველზე შეიძლება განვსაზღვროთ $S(t)$ სიგნალის განსაზღვრულ ინტერვალში მოხვედრის ფარდობითი ღრო. რისთვისაც პრაქტიკაში იყენებენ სიგნალის მაქსიმუმის ფარდობას საშუალო კვადრატულ სიდიდესთან.

პროცესი ჩავთვალოთ **სტაციონარულად** და **ერგოდულად**, მაშასადამე პირველი სტატისტიკური მომენტი (იგივე მათემატიკური მოლოდინი) ნულია:

$$\langle S(t) \rangle = 0.$$

$S(t)$ სიგნალის მოხვედრის ალბათობა რომელიმე $[a, b]$ ინტერვალში შეიძლება ვიპოვოთ გამოსახულებით:

$$p(S) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_S} \int_a^b e^{-\frac{S^2(t)}{2\sigma_S^2}} ds = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_0^b e^{-\frac{S^2(t)}{2\sigma^2}} ds - \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_0^a e^{-\frac{S^2(t)}{2\sigma^2}} ds = Lp\left(\frac{b}{\sigma}\right) - Lp\left(\frac{a}{\sigma}\right), \quad (9.13)$$

სადაც:

$$Lp(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{v^2}{2}} dv. \quad (9.14)$$

ლაპლასის ფუნქციაა, რომელიც განსაზღვრავს ალბათობათა ინტერვალს. მათემატიკურ კრებულებში მოიპოვება ამ ინტეგრალების მნიშვნელობათა ცხრილები.

თავი II. სიგნალების კლასიფიკაცია და ანალიზი

ვიწროზოლოვანი შემთხვევითი პროცესი

საინტერესო შემთხვევას წარმოადგენს ვიწრო სიხშირული დიაპაზონის მქონე სიგნალების აღბათობათა განაწილება. რხევები წარმოებს შედარებით ვიწრო სიხშირულ ინტერვალში და ამ პროცესებს ვიწროზოლოვანი პროცესები ეწოდება. ასეთი შემთხვევითი პროცესების ასახვა შეიძლება კვაზიპარამონიული სახით:

$$S(t) = A(t) \cos[2\pi f(t)t + \varphi(t)],$$

რომლის ყველა მახასიათებელი პარამეტრი, $A(t)$ ამპლიტუდა, $f(t)$ სიხშირე და $\varphi(t)$ ფაზა შემთხვევითი ფუნქციებია. ისინი დროის მიხედვით მდორედ იცვლება.

ასეთი შემთხვევითი პროცესის ამპლიტუდა შეიძლება წარმოადგენილი იქნას თანაფარდობით:

$$A(t) = \sqrt{S^2(t) - S_r^2(t)},$$

სადაც:

$$S_r(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S(\tau)}{\tau - t} d\tau.$$

$S_r(t)$ - წარმოადგენს პირველადი $S(t)$ ფუნქციის შეუღლებულს **ჰილბერტის გარდაქმნის** მიხედვით. მათემატიკასა და სიგნალების დამუშავებაში ჰილბერტის გარდაქმნა წარმოადგენს წრფივ ოპერატორს, რომელიც ასახავს ნამდვილი t ცვლადის $S(t)$ ფუნქციას ცვლადის დომენში (არეში), $S(t)$ ფუნქციისა და $\frac{1}{\pi t}$ ფუნქციის შეუღლებით. ფიზიკაში ამ გარდაქმნას **კრამერს-კრონიგის** თანაფარდობის სახელწოდებითაც მოიხსენებენ (იხ. [დანართი 1](#)).

$f(t)$ - სიხშირის შემთხვევითი პროცესის შერჩევა ხდება ისე, რომ $\varphi(t)$ ფაზა არ შეიცავდეს t -ზე წრფივად დამოკიდებულ წევრს.

$f(t)$ სიხშირული დიაპაზონიდან გამოიყოფა ვიწრო დიაპაზონი, რომელშიდაც არის განაწილებული $S(t)$ შემთხვევითი პროცესი.

სტაციონარული და ერგოდული შემთხვევითი პროცესის შემთხვევაში, როცა აღბათობათა განაწილება ემორჩილება ნორმალურ (გაუსურ) კანონს, $S(t)$ აღწერს მეყსეულ ოსცილაციებს დროის ნებისმიერ მომენტში. $A(t)$, $f(t)$ და $\varphi(t)$ რხევის პარამეტრები ემორჩილება აღბათობათა განაწილების არაგაუსურ კანონზომიერებას.

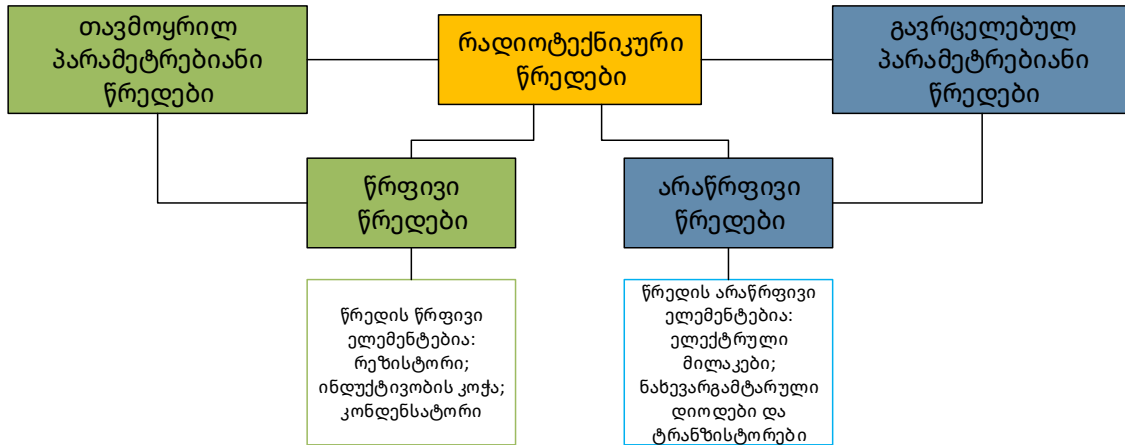
თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

§10. რადიოტექნიკური წრედების კლასიფიკაცია

ელექტრულ წრედებს, რომლებიც გამოიყენება შეტყობინების სიგნალსა და რადიოსიგნალზე გარკვეული ოპერაციებისათვის **რადიოტექნიკური წრედები** ეწოდება. რადიოტექნიკაში წრედებს ორ კლასად ყოფენ: **წრფივ** და **არაწრფივ** წრედებად. წრედი არის წრფივი თუ მისი შემადგენელი ელემენტები: წინაღობა, ინდუქციურობა და ტევადობა არ არის დამოკიდებული მასში გამავალი დენებისა და ძაბვების სიდიდესა და მიმართულებაზე. ზოგადად, ბუნებაში წრფივ და არაწრფივ ელემენტებს შორის მკვეთრი ზღვარი არ არსებობს, ასევე რადიოტექნიკური წრედების შემთხვევაშიც. ერთი და იგივე წრედის ელემენტი ერთ შემთხვევაში შეიძლება ჩაითვალოს წრფივ ელემენტად, მეორე შემთხვევაში კი - არაწრფივ ელემენტად. დიდი დენის ძალის შემთხვევაში წინაღობა დამოკიდებული ხდება დენის ძალაზე და იგი არ ემორჩილება ომის კანონს, ე.ი. გადაიქცევა არაწრფივ ელემენტებად.

ტიპიურ არაწრფივ ელემენტებს მიეკუთვნება: **ელექტრული მილაკები, ნახევარგამტარული დიოდები, ტრანზისტორები**. თუმცა, ისინიც შეიძლება მუშაობდეს წრფივ რეჟიმშიც. რადიოტექნიკური წრედის ელექტრული თვისებები განისაზღვრება L ინდუქციურობით, C ტევადობითა და R წინაღობით. თუ ეს პარამეტრები არ არის დამოკიდებული დროზე, მაშინ რადიოტექნიკურ წრედს **მუდმივ პარამეტრებიანი** ეწოდება. წრედს რომლის პარამეტრებიც დროზეა დამოკიდებული **პარამეტრული** ეწოდება.

დიაგრამა 10.1. რადიოტექნიკური წრედების კლასიფიკაცია



გამტარის ნებისმიერი ელემენტი ხასიათდება გარკვეული ინდუქციურობით, წინაღობით და ტევადობით. მაგალითად, რეალურ კოჭას გააჩნია არა მხოლოდ ინდუქციურობა, არამედ მცირე წინაღობაც და უმნიშვნელო ტევადობაც. ანალოგიური შეიძლება ითქვას კონდენსატორზეც. თუ მთელი წრედის სიგრძეზე L, R, C პარამეტრები შეიძლება ჩაითვალოს მუდმივად, მაშინ წრედს **თავმოყრილ პარამეტრებიანი** ეწოდება, მაგრამ თუ წრედის L, R, C პარამეტრები მთელი წრედის სიგრძეზე იცვლება გარკვეული კანონზომიერებით, მაშინ ასეთი წრედებს **გავრცელებულ პარამეტრებიანი** ეწოდება.

იმისათვის, რომ გავარკვიოთ თუ რა შემთხვევაში შეიძლება წრედი ჩაითვალოს თავმოყრილ პარამეტრებიან წრედად და რა შემთხვევაში გავრცელებულ პარამეტრებიანად, საჭიროა მხედველობაში მივიღოთ შემდეგი გარემოება, რომ რადიოტექნიკური წრედების საშუალებით სიგნალის გადაცემა ხდება ელექტრომაგნიტური ველით. სწორედ ელექტრომაგნიტური ტალღის λ სიგრძის და წრედის ხაზოვანი l სიგრძის თანაფარდობა განსაზღვრავს თუ როგორ წრედთან გვაქვს საქმე. კერძოდ, თავმოყრილ პარამეტრებიანი წრედი არის რეალური წრედის იდეალური მოდელი, როცა მისი ხაზოვანი l ზომა ბევრად მცირეა ინდუცირებული ელექტრომაგნიტური ტალღის λ სიგრძეზე.

ვთქვათ, სისტემაში ელექტრომაგნიტური რხევების პერიოდი არის T , სიჩქარე კი c , მაშინ ტალღის სიგრძე $\lambda = cT$, და პირობა $l \ll \lambda$ ნიშნავს, რომ $\frac{l}{c} \ll T$. სიდიდე $\frac{l}{c} = \tau$ - არის დრო რომლის განმავლობაში ელექტრომაგნიტური ტალღა გადის სისტემის ხაზოვანი სიგრძის ტოლ მანძილს. τ -ს სიმცირე T პერიოდთან შედარებით ნიშნავს, რომ სიგნალი რომელიც მოედო წრედის შესავალს პრაქტიკულად მყესულად გადის l ხაზოვანი სიგრძის სისტემას. აქედან გამომდინარეობს, რომ მიმდევრობითი წრედის ყველა ელემენტში დენის ძალა იქნება ერთნაირი. სიტუაცია ისეთივეა, როგორც მუდმივი დენის წრედში. ამის გამო, თავმოყრილ პარამეტრებიან წრედს უწოდებენ **კვაზი სტაციონარულს**. კვაზი სტაციონარული წრედის სხვადასხვა უბანზე დაბვა და დენის ძალა დამოკიდებულია მხოლოდ დროზე და არ არის დამოკიდებული სივრცით კოორდინატზე, ამიტომ ამ სისტემის აღმწერ განტოლებაში მონაწილეობს დროის სრული წარმოებული.

რიგ შემთხვევაში L, R, C პარამეტრები თანაბრად განაწილებულია წრედის მთელს სიგრძეზე, ასეთი სისტემის მაგალითს წარმოადგენს გრძელი ხაზი ან ანტენურ-ფიდერული ტრაქტი. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედის ხაზოვანი ზომები ტალღის სიგრძის რიგისაა, ამიტომ დენის ძალა და დაბვა ამ სისტემაში დამოკიდებულია როგორც დროზე, ასევე კოორდინატებზე.

მუდმივი და ცვლადი პარამეტრებიანი წრედის მნიშვნელოვან თვისებას წარმოადგენს სუპერპოზიციის პრინციპის სამართლიანობა, რომლის არსიც მდგომარეობს შემდეგში: რადიოტექნიკური სისტემის შესავალზე მოდებული სიგნალი ითვლება - **ზემოქმედებად**, ხოლო გამოსავალზე მიღებული სიგნალი კი - **გამოძახილად**. თუ სისტემა წრფივია, მაშინ რამდენიმე ზემოქმედების გამოძახილები ერთმანეთისაგან დამოუკიდებლად მიიღება.

§11. წრედების აქტიური და პასიური ელემენტები

ელექტრული წრედების თეორიაში განასხვავებენ რადიოტექნიკური წრედების **აქტიურ** და **პასიურ** ელემენტებს. წრედის აქტიური ელემენტები ელექტრულ წრედში ენერგიის შეტანას განაპირობებენ, ხოლო პასიური ელემენტები კი მოიხმარენ ენერგიას.

ელექტრული წრედების პასიური ელემენტები

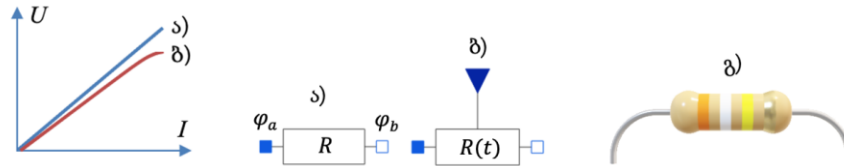
ელექტრული წრედების პასიურ ელემენტებს მიეკუთვნება: რეზისტორი, ტევადობა და ინდუქციურობა. განვიხილოთ თითოეული მათგანი ცალ-ცალკე.

რეზისტორული ელემენტი - წინაღობა

რეზისტორული ელემენტი - წინაღობა წარმოადგენს წრედის პასიურ ელემენტს (აქტიურ წინაღობას), რომელიც შეუქცევადად მოიხმარს ენერგიას. ნახ.11.1-ზე წარმოდგენილია რეზისტორული

ელემენტის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი ა) შემთხვევა შეესაბამება წრფივ რეზისტორს, ხოლო ბ) შემთხვევა კი არაწრფივ რეზისტორს.

როგორც ცნობილია, ნივთიერება ელექტრული დენის გატარების მიხედვით იყოფა **გამტარებად**, **ნახევარგამტარებად** და **დიელექტრიკებად**. ისეთი ნივთიერებები, როგორცაა მინა, პოლისტირონი და სხვა, საერთოდ არ ატარებს ელექტრულ დენს, რადგან მათი წინაღობა 10^{18} - ჯერ აღემატება ლითონების წინაღობას. წინაღობა წარმოადგენს პასიურ წრფივ ელემენტს, თუმცა გარკვეულ პირობებში წინაღობა შეიძლება არაწრფივი ელემენტიც იყოს.



ნახ.11.1. რეზისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი. ა) წრფივი რეზისტორი, ბ) არაწრფივი რეზისტორი, გ) წრფივი რეზისტორის სამგანზომილებიანი გამოსახულება

ნახ.11.1 ბ)-ზე ნაჩვენებია R წინაღობის რეზისტორული ელემენტის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა. დავუშვათ, ელემენტის a და b მომჭერებზე პოტენციალი არის φ_a და φ_b , მაშინ $u = \varphi_a - \varphi_b$ წარმოადგენს ძაბვას რეზისტორის a და b მომჭერებზე. რეზისტორულ ელემენტში გამავალი დენი აღვნიშნოთ I -თი. დენის ძალა, ძაბვა ელემენტის მომჭერებზე და R წინაღობა ერთმანეთთან დაკავშირებულია ომის კანონით:

$$I = \frac{u}{R},$$

შესაბამისად, ძაბვა რეზისტორის მომჭერებზე განისაზღვრება ფორმულით:

$$u = IR. \tag{11.1}$$

წინაღობის შებრუნებულ სიდიდეს **ელექტროციფრულ გამტარობა** ეწოდება. გამტარობა აღვნიშნოთ γ -თი:

$$\gamma = \frac{1}{R}.$$

ელექტრული გამტარებლობის ერთეული არის **სიმენსი** (სიმ), ხოლო წინაღობის ერთეულად მიღებულია **ომი**.

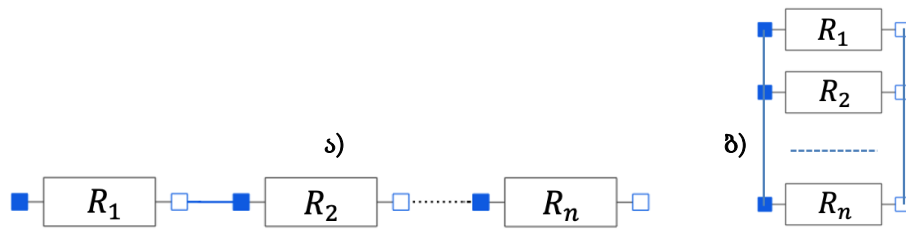
გამტარის წინაღობა დამოკიდებულია გამტარის გვარობაზე (ρ - კუთრი წინაღობა) და მის გეომეტრიულ ზომებზე: სიგრძეზე (l) და განივკვეთის ფართობზე (S):

$$R = \rho \frac{l}{S}, \tag{11.2}$$

რეზისტორის წინაღობა პირდაპირპროპორციულად არის დამოკიდებული ტემპერატურაზე:

$$R = R_0(1 + \alpha t), \tag{11.3}$$

სადაც $R_0 = \rho_0 \frac{l}{S}$ - გამტარის წინაღობაა $0^\circ C$ -ზე.



ნახ.11.2. რეზისტორების ა) მიმდევრობითი და ბ) პარალელური შეერთება

რეზისტორები წრედში შეიძლება ჩაირთოს მიმდევრობით, პარალელურად ან შერეული ფორმით. მიმდევრობითი შეერთებისას (ნახ.11.2 ა) წინააღობები იკრიბება:

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_n .$$

პარალელური შეერთებისას (ნახ.11.2 ბ) ჯამური წინააღობის შებრუნებული სიდიდე, შესაყრები წინააღობების შებრუნებული სიდიდეების ალგებრული ჯამის ტოლია:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n} .$$

თუ R წინააღობის რეზისტორში გადის i დენი, მაშინ მყისი ენერგიის სიმძლავრე გამოითვლება ფორმულით:

$$p = i \cdot u = i^2 R = \frac{u^2}{R}, \tag{11.3}$$

დროის გარკვეულ შუალედში რეზისტორული ელემენტის მიერ მოხმარებული სრული სიმძლავრე გამოითვლება ფორმულით:

$$P = \int_0^t p dt = \int_0^t i \cdot u dt = \int_0^t \frac{u^2}{R} dt = \int_0^t i^2 \cdot R dt .$$

ინდუქციური ელემენტი - ინდუქციურობა

ინდუქციური ელემენტი, ასევე, წარმოადგენს წრედის პასიურ ელემენტს, რომელსაც აქვს თვისება დააგროვოს მაგნიტური ველის ენერგია. ნახ.11.3 ა)-ზე მოცემულია ϕ მაგნიტური ნაკადის დამოკიდებულება I დენის ძალაზე წრფივი (1-ლურჯი წირი) და არაწრფივი (2-წითელი წირი) ინდუქციური ელემენტისათვის, ხოლო ნახ.11.3 ბ)-ზე ნაჩვენებია 1 მკპნ ინდუქციურობის კოჭა ორი განსხვავებული სამგანზომილებიანი ფორმით.

ინდუქციური ელემენტი წარმოადგენს გულარზე ხვეების სახით დახვეულ იზოლირებულ მავთულს, რომელსაც **ინდუქციურობის კოჭას** უწოდებენ. ინდუქციურობის კოჭას ϕ მაგნიტური ინდუქციის ნაკადსა და I დენის ძალას შორის წრფივი დამოკიდებულება ჩაიწერება გამოსახულებით:

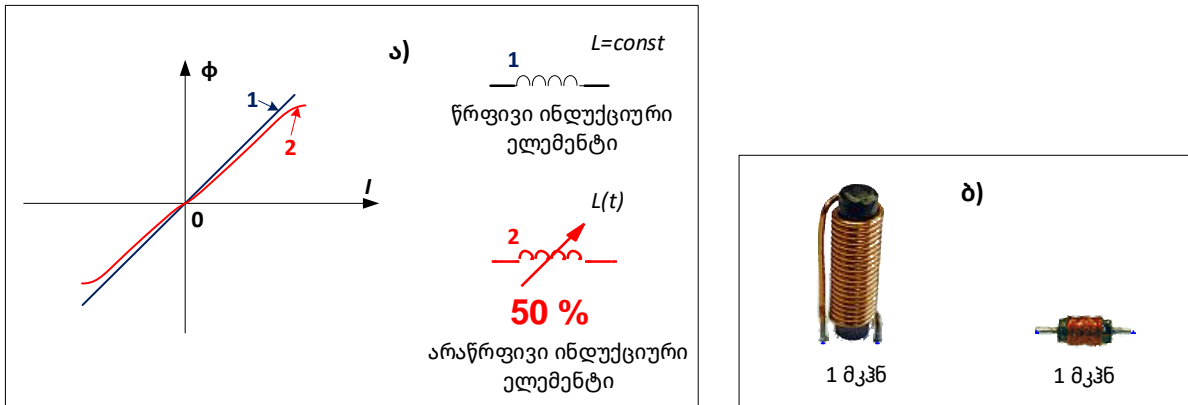
$$\phi = LI,$$

სადაც L - პროპორციულობის კოეფიციენტს ეწოდება ინდუქციურობა, მისი ერთეულია ჰენრი (ჰნ) და ის დამოკიდებულია კოჭას მახასიათებლებზე: l - კოჭას სიგრძეზე, S - კოჭას განივკვეთის ფართობზე, n - ხვეების რიცხვზე და კოჭას ნივთიერების გვარობაზე:

$$L = \mu_a \frac{n^2 S}{l} = \mu_0 \mu \frac{n^2 S}{l} ,$$

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

$\mu_a = \mu_0 \mu$ - აბსოლუტური მაგნიტური შეღწევალობაა (ერთეული ჰნ/მ), μ - ფარდობითი მაგნიტური შეღწევალობაა, ხოლო $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ ჰნ/მ მაგნიტური მუდმივაა. კოჭაში ცვლადი დენის გატარებისას, **მაიკლ ფარადის** მიერ აღმოჩენილი ელექტრომაგნიტური ინდუქციის კანონის თანახმად, აღიძვრება თვითინდუქციის ემძ, რომელიც ყოველთვის ეწინააღმდეგება დენის ცვლილებას.



ნახ.11.3. ა) მაგნიტური ნაკადუმბის დამოკიდებულება დენის ძალაზე: 1 - წრფივი და 2 - არაწრფივი ინდუქციურობის ელემენტისათვის, ბ) ინდუქციურობის კოჭას სამგანზომილებიანი გამოსახულებები

კავშირი ძაბვასა და დენის ძალას შორის ჩაიწერება გამოსახულებით:

$$u = \frac{d\phi}{dt} = L \frac{dI}{dt}.$$

თუ ჩავთვლით, რომ წრედში დენი და ძაბვა იცვლება ჰარმონიული კანონით $I \sim e^{j\omega t}$, $u \sim e^{j\omega t}$, მაშინ:

$$\frac{dI}{dt} \sim j\omega e^{j\omega t} = j\omega I,$$

$$u = j\omega LI. \tag{11.4}$$

ტევადური ელემენტი - ტევადობა

ტევადობა ეწოდება წრედის პასიურ ელემენტს, რომელსაც აქვს თვისება დააგროვოს ელექტრული ველის ენერგია. ნახ.11.4-ზე ა)-ზე მოცემულია კულონ-ვოლტური მანასიათებელი წრფივი (1) და არაწრფივი (2) ტევადური ელემენტებისათვის, შესაბამისი პირობითი გრაფიკული აღნიშვნებით, ხოლო ნახ.11.4 ბ)-ზე ნაჩვენებია სხვადასხვა 100 მკფ, 10 პფ და 100 პფ ტევადობის კონდენსატორების სამგანზომილებიანი გამოსახულებები.

ტევადობა, როგორც ცნობილია აღინიშნება C -თი, მისი ერთეულია ფარადი (ფ) და განიმარტება გამოსახულებით:

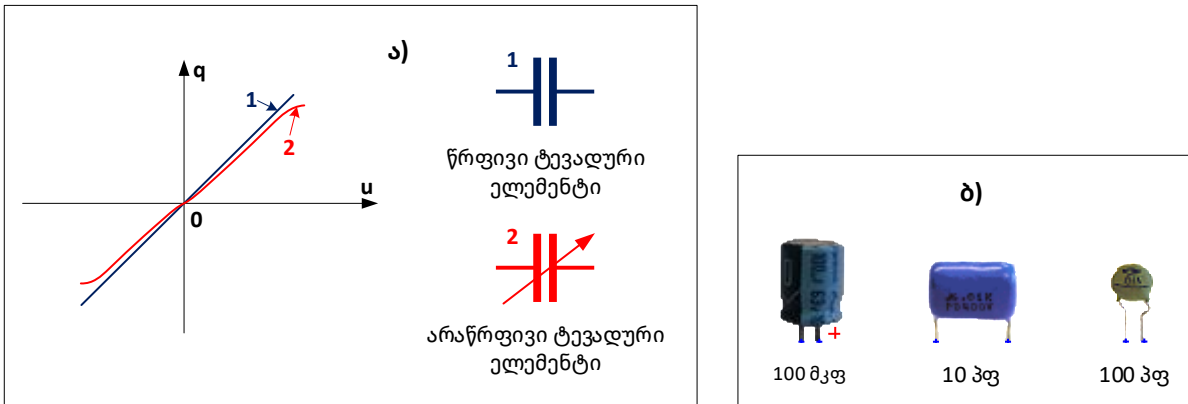
$$C = \frac{q}{u},$$

შესაბამისად, ძაბვა ტევადური ელემენტის ბოლოებზე შეიძლება გამოვსახოთ შემდეგნაირად:

$$u = \frac{1}{C} q = \frac{1}{C} \int i dt, \tag{11.5}$$

იმ შემთხვევაში, თუ დენიც და ძაბვაც ექსპონენციალური კანონით იცვლება, ვლებულობთ:

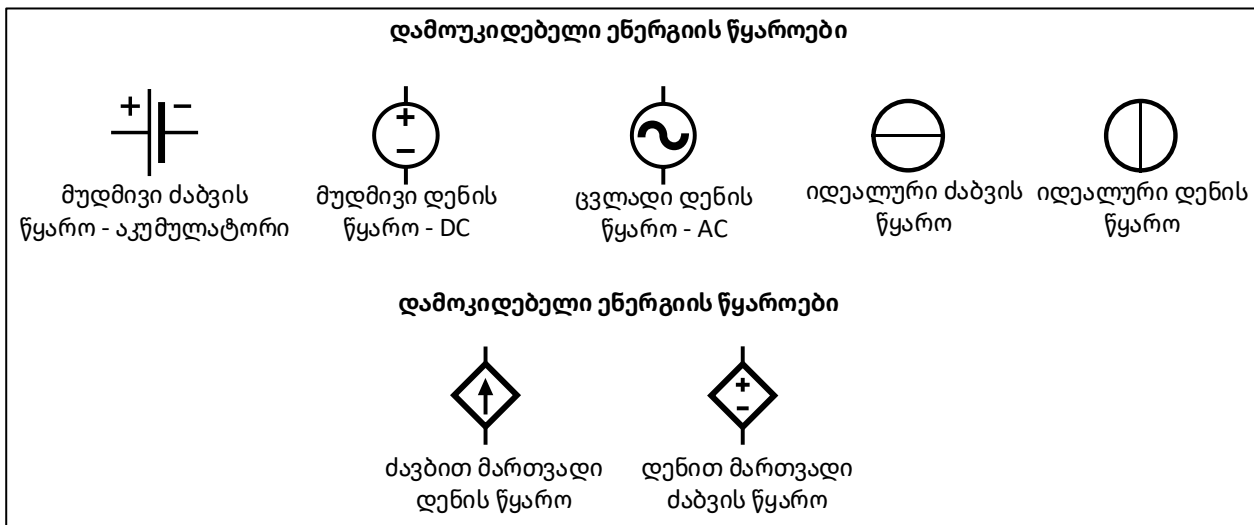
$$u = \frac{I}{j\omega C}. \quad (11.6)$$



ნახ.11.4. ა) კულონ-ვოლტური მახასიათებელი და პირობითი გრაფიკული აღნიშვნები: 1 - წრფივი, 2 - არაწრფივი ტევადური ელემენტი, ბ) სხვადასხვა ტევადური ელემენტის სამგანზომილებიანი გამოსახულება ტევადობის მითითებით

ელექტრული წრედების აქტიური ელემენტები

ელექტრული წრედების აქტიური ელემენტები ეწოდება წრედის იმ კომპონენტებს, რომლებიც გასცემენ ენერგიას - ე.წ. ენერგიის წყაროები. არსებობს **დამოუკიდებელი** და **დამოკიდებული** ენერგიის წყაროები. დამოუკიდებელ ენერგიის წყაროებს მიეკუთვნება ძაბვის წყარო და დენის წყარო. ძაბვის წყარო არ არის დამოკიდებული დენის ძალაზე, ხოლო დენის წყარო კი არ არის დამოკიდებული წყაროს ბოლოებზე მოდებულ ძაბვაზე.



ნახ.11.5. წრედის აქტიური ელემენტები. ზედა მწკრივში მოცემულია ენერგიის დამოუკიდებელი წყაროები, ხოლო ქვედა მწკრივში დამოკიდებული ენერგიის წყაროები

ნახ.11.5-ზე ზედა მწკრივში მოცემულია **მუდმივი ძაბვის**, **მუდმივი დენის (DC)⁴**, **ცვლადი დენის (AC)⁵**, **იდეალური ძაბვისა და იდეალური დენის** წყაროების პირობითი გრაფიკული აღნიშვნები.

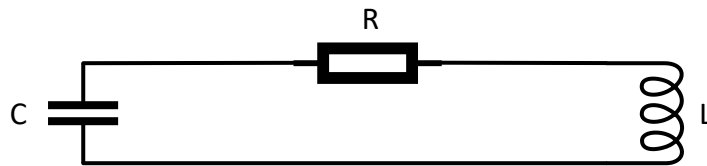
⁴ DC – Direct Current - მუდმივი დენი.
⁵ AC - Alternating Current - ცვლადი დენი.

იდეალური დაბვის წყაროს შიდა წინაღობა ნულისაკენ ისწრაფვის, ხოლო **იდეალური დენის** წყაროსი კი უსასრულობისაკენ.

ნახ.11.5-ის ქვედა სტრიქონზე მოცემულია დამოკიდებული ენერგიის წყაროები. წყაროს დაბვის (დენის) სიდიდე დამოკიდებულია წრედის უბნის დაბვაზე ან დენის ძალის სიდიდეზე, მაშინ ვამბობთ, რომ გვაქვს დენით (დაბვით) მართვადი დაბვის (დენის) წყარო. დამოკიდებული წყაროები კვებავენ ელექტრულ მილაკებს, ტრანზისტორებს, გამაძლიერებლებს, რომლებიც წრფივ რეჟიმში მუშაობენ.

§12. თავისუფალი რხევები LRC რხევით კონტურში

განვიხილოთ მიმდევრობითი LRC რხევითი კონტური (ნახ.12.1).



ნახ.12.1. თავისუფალი რხევები LRC რხევით კონტურში

ვთქვათ, $t = 0$ მომენტში კონდენსატორზე გვაქვს $q_0 = Cu_0$ მუხტი. ვიპოვოთ მუხტის ცვლილების კანონი კონდენსატორზე. **კირხჰოფის მეორე წესის** თანახმად გვაქვს:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt = 0. \quad (12.1)$$

გავითვალისწინოთ, რომ $i = \frac{dq}{dt}$, და შემოვიღოთ აღნიშვნა:

$$\frac{R}{L} = 2\alpha, \quad \frac{1}{LC} = \omega_0^2,$$

სადაც: α - მიღვის კოეფიციენტი, ω_0 - კონტურის ციკლური სიხშირეა. (12.1) განტოლება ჩაწეროთ შემდეგი სახით:

$$\frac{d^2q}{dt^2} + 2\alpha \frac{dq}{dt} + \omega_0^2 q = 0. \quad (12.2)$$

მივიღეთ მუხტის მიმართ მეორე რიგის დიფერენციალური განტოლება. ამ განტოლების ამოსახსნელად გამოვიყენოთ საწყისი პირობები:

$$t = 0; \quad q = q_0; \quad i = \frac{dq}{dt} = 0. \quad (12.3)$$

(12.2) განტოლების ამონახსნი ვეძიოთ შემდეგი სახით:

$$q = \varepsilon e^{\eta t}. \quad (12.4)$$

სადაც ε და η მუდმივებია. (12.4) გავაწარმოვოთ ორჯერ და შევიტანოთ (12.2)-ში, მივიღებთ შემდეგ მახასიათებელ განტოლებას η -მიმართ:

$$\eta^2 + 2\alpha\eta + \omega_0^2 = 0. \quad (12.5)$$

ამ განტოლების ფესვებია:

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

$$\eta = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} = -\alpha \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = -\alpha \pm j\omega, \quad (12.6)$$

სადაც ω მიღებული რხევების კუთხური სიხშირეა. როგორც ვხედავთ, იგი ნაკლებია იდეალური (უდანაკარგო) კონტურის კუთხურ სიხშირეზე ω_0 ($\omega < \omega_0$), რასაც განაპირობებს რხევების მიღევადობა α სიხშირით. საინტერესოა ისეთი რხევითი პროცესი, როდესაც სრულდება პირობა:

$$\alpha^2 \ll \omega_0^2,$$

ე.ი.

$$\alpha \ll \omega_0; \quad \frac{R}{2L} \ll \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (12.7)$$

ამ შემთხვევაში, მიახლოებით შეიძლება ჩავთვალოთ, რომ $\omega \approx \omega_0$. (12.2) განტოლების ამოსახსნელად მისი ინტეგრალი ჩავწეროთ შემდეგი სახით:

$$q = Ae^{\eta_1 t} + Be^{\eta_2 t}, \quad (12.8)$$

ან კომპლექსური სახით:

$$q = e^{-\alpha t} [Ae^{j\omega t} + Be^{-j\omega t}], \quad (12.9)$$

გამოვიყენოთ ეილერის გარდაქმნა:

$$e^{\mp j\omega t} = \cos(\omega t) \mp j\sin(\omega t). \quad (12.10)$$

გავშალოთ (12.9) ტოლობა ეილერის ფორმულის გამოყენებით, მივიღებთ:

$$q = e^{-\alpha t} [(A + B) \cos(\omega t) + j(A - B) \sin(\omega t)], \quad (12.11)$$

(12.3) საწყისი პირობების გათვალისწინებით (12.11)- დან მივიღებთ:

$$q = q_0 = A + B, \quad (12.12)$$

როცა $t = 0$, მაშინ $e^{-\alpha t} = 1$:

$$\sin(\omega t) = 0; \quad \cos(\omega t) = 1.$$

A და B კოეფიციენტების საპოვნელად მივმართოთ საწყისი პირობას, რისთვისაც ვიპოვოთ q -ს წარმოებული დროით და გავუტოლოთ ნულს, ე.ი.:

$$\begin{aligned} \frac{dq}{dt} &= e^{-\alpha t} [-(A + B)\omega \sin(\omega t) + j(A - B)\omega \cos(\omega t)] + \\ &+ [(A + B)\cos(\omega t) + j(A - B)\sin(\omega t)] \cdot (-\alpha e^{\alpha t}), \end{aligned}$$

საწყისი პირობის გათვალისწინებით:

$$0 = \alpha(A + B) - j(A - B)\omega, \quad (12.13)$$

(12.13) -ში შევიტანოთ (12.12), მივიღებთ

$$0 = \alpha q_0 - j(A - B)\omega,$$

საიდანაც:

$$j(A - B) = \frac{\alpha}{\omega} q_0. \quad (12.14)$$

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

$A + B$ და $A - B$ მნიშვნელობები შვეიტანოთ (12.11)-ში, მივიღებთ:

$$q = q_0 e^{at} \left(\cos(\omega t) + \frac{\alpha}{\omega} \sin(\omega t) \right). \quad (12.15)$$

გამოვსახოთ q მუხტის ფუნქცია ერთი სინუსოიდური რხევით, რომელსაც Mq_0 ამპლიტუდა და φ საწყისი ფაზა იქნება, მაშინ მივიღებთ:

$$q = Mq_0 e^{-at} \sin(\omega t + \varphi). \quad (12.16)$$

გავშალოთ (12.16)-ი:

$$q = Mq_0 e^{-at} [\sin(\omega t) \cdot \cos\varphi + \cos(\omega t) \cdot \sin\varphi]. \quad (12.17)$$

(12.15) და (12.17) გამოსახულებიდან გავუტოლოთ ერთმანეთს $\sin(\omega t)$ და $\cos(\omega t)$ -ს კოეფიციენტები, მივიღებთ:

$$M \cdot \sin\varphi = 1; \quad M \cos\varphi = \frac{\alpha}{\omega}. \quad (12.18)$$

თუ (12.18) -ის პირველ და მეორე ტოლობებს ერთმანეთს შევაფარდებთ, მივიღებთ:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\omega}{\alpha}. \quad (12.19)$$

თუ გამოვიყენებთ ცნობილ ტრიგონომეტრიულ ტოლობას:

$$\sin^2\varphi + \cos^2\varphi = 1,$$

და (12.18) ავიყვანთ კვადრატში და შევკრიბავთ, მივიღებთ:

$$M^2 = 1 + \frac{\alpha^2}{\omega^2},$$

$$M = \sqrt{\frac{\omega^2 + \alpha^2}{\omega^2}} = \frac{1}{\omega} \sqrt{\omega^2 + \alpha^2} \quad (12.20)$$

ამრიგად:

$$M = \frac{1}{\omega} \sqrt{\omega_0^2} = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{LC}} \approx 1, \quad \varphi = \frac{\pi}{2}.$$

M -ის და φ -ს მნიშვნელობის (12.16) -ში შეტანით მივიღებთ:

$$q = q_0 e^{at} \cos(\omega_0 t). \quad (12.21)$$

(12.21) -ის დროის მიხედვით გაწარმოებით მივიღებთ დენის ძალის ცვლილების კანონს:

$$i = -q_0 \alpha e^{-at} \cos(\omega_0 t) - q_0 e^{-at} \omega_0 \sin(\omega_0 t).$$

რადგან $\alpha \ll \omega_0$ პირველი შესაკრები მეორესთან შედარებით მცირეა და შეიძლება მისი უგულებელყოფა, ე.ი.:

$$i = -q_0 \omega_0 e^{-at} \sin(\omega_0 t) = q_0 \omega_0 e^{-at} \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right).$$

გავითვალისწინოთ, რომ:

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

$$q_0 = Cu_0; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

ე.ი. დენი კონტურში ასრულებს მიღევად რხევას $I_0 = \frac{u_0}{\rho}$ საწყისი ამპლიტუდით. სიდიდეს:

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (12.22)$$

კონტურის მახასიათებელი წინაღობა ეწოდება.

გარდა მიღევადობის α კოეფიციენტისა, მიღევადი რხევის დასახასიათებლად სარგებლობენ **ლოგარითმული დეკრემენტით**, რომელიც ტოლია პერიოდის განმავლობაში ამპლიტუდათა შეფარდების ნატურალური ლოგარითმის:

$$\delta = \ln \frac{q_0 e^{-\alpha t}}{q_0 e^{-\alpha(t+T)}} = \alpha T = \alpha \frac{2\pi}{\omega_0}. \quad (12.23)$$

რხევითი კონტურის მნიშვნელოვან პარამეტრს წარმოადგენს **Q – ვარგისობა**, რომელიც ახასიათებს რხევის პროცესში ენერგიის დანაკარგს:

$$Q = 2\pi \frac{\text{დაგროვილი ენერგია}}{\text{პერიოდის განმავლობაში დაკარგული ენერგია}} = 2\pi \frac{W}{W_T}. \quad (12.24)$$

რხევით კონტურში დაგროვილი ენერგია ტოლია კონდენსატორის ან კოჭას მაქსიმალური ენერგიის:

$$W = \frac{Cu_m^2}{2}, \quad (12.25)$$

ხოლო დახარჯული სრული (Total) ენერგია განისაზღვრება ჯოულ-ლენცის კანონით:

$$W_T = I^2 R t, \quad (12.26)$$

სადაც $I = I_m / \sqrt{2}$ - არის **დენის ძალის ეფექტური მნიშვნელობა**. (12.25) და (12.26)-ის (12.24)-ში გათვალისწინებით, საბოლოოდ ვარგისობისათვის მივიღებთ:

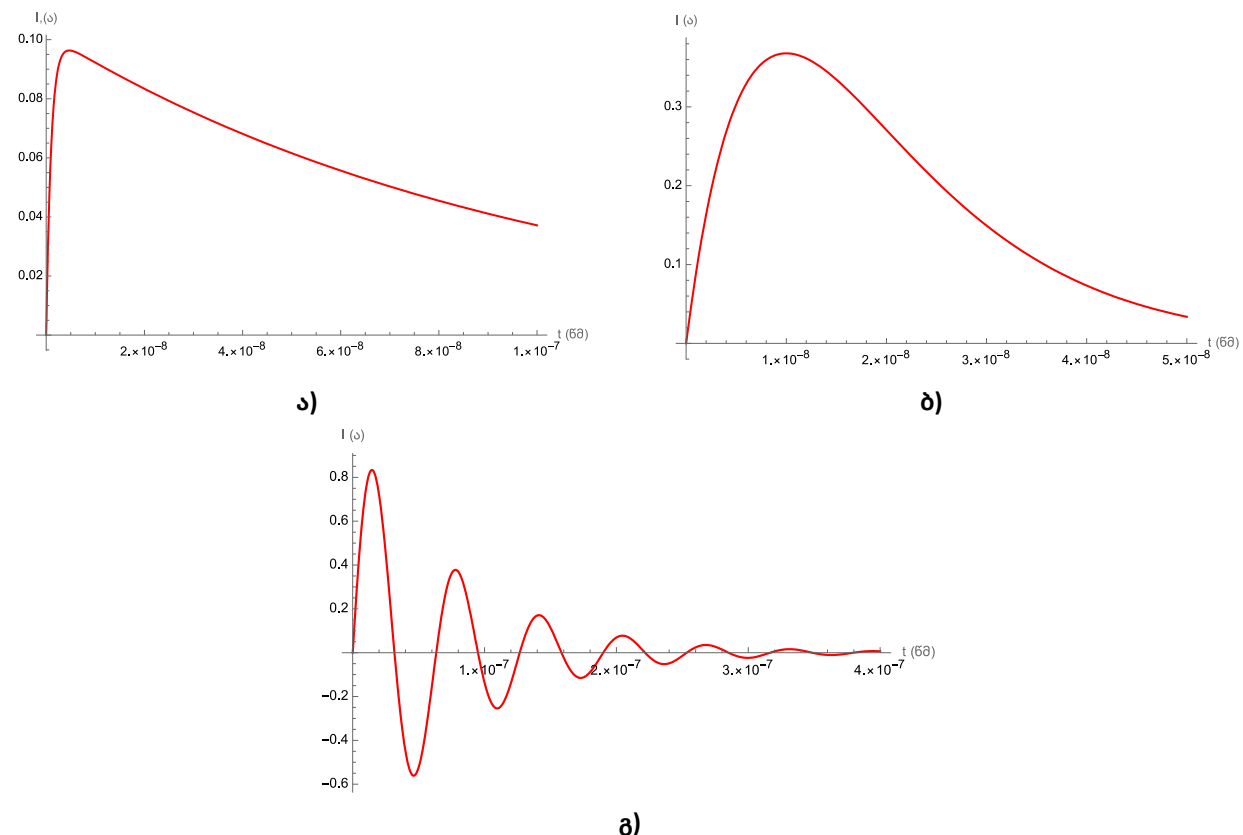
$$Q = 2\pi \frac{W}{W_T} = 2\pi \frac{LI_m^2}{2I^2 RT} = 2\pi \frac{LI_m^2}{2 \frac{I_m^2}{2} RT} = 2\pi \frac{L}{RT} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\rho}{R}. \quad (12.27)$$

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

რხევითი კონტურის ვარგისობის გამოსათვლელად შეიძლება მიღებული ფორმულიდან ერთ-ერთის გამოყენება, მაგრამ როგორც წესი, R აქტიური წინარობა უცნობია, ამიტომ პრაქტიკაში, ვარგისობის გასაზომად, იყენებენ სპეციალურ ხელსაწყოს, რომელსაც **Q -მეტრი**. Q -მეტრი, ვარგისობის საზომი უნივერსალური ხელსაწყოა, რომელიც გამოიყენება რხევითი კონტურის, ინდუქციურობის კოჭას და კონდენსატორის ვარგისობის დასადგენად, აგრეთვე ინდუქციურობის, ტევადობის, ინდუქციურობის კოჭაში ომური დანაკარგის, კონდენსატორის დანაკარგის კუთხის ტანგენსის გასაზომად. გაზომვა ემყარება რხევითი კონტურის პარამეტრების განსაზღვრას. პარამეტრების განსაზღვრისას რხევითი კონტურის რეზონანსულ სიხშირეზე ხდება გენერატორის აწყობა. Q -მეტრი პირველად შეიქმნა Boonton Radio Corporation-ში, ბონტონში, ნიუ ჯერსიში 1934 წელს **უილიამ დ. ლოფლინის (William D. Loughlin)** მიერ. დღეისათვის ის ძირითადად ჩანაცვლდა სხვა სახის წინაღობის საზომი მოწყობილობებით, თუმცა ის ჯერ კიდევ გამოიყენება რადიომოყვარულების მიერ (ნახ.12.2).



ნახ.12.2. Q -მეტრი, ვარგისობის საზომი ხელსაწყო



ნახ.12.3. დენის ძალის ოსცილაციები. ა) $Q = 0.1 < \frac{1}{2}$ - ოსცილაციები არ გვაქვს, ბ) $Q = \frac{1}{2}$ - ვარგისობის კრიტიკული მნიშვნელობა განსაზღვრავს ოსცილაციების წარმოქმნას კონტურში, გ) $Q = 4 > \frac{1}{2}$ - კონტურში წარმოიქმნება მიღევალი რხევები, რაც უფრო დიდია Q ოსცილაციები მით უფრო მკვეთრადაა გამოხატული

რადიომიმღებ მოწყობილობებში გამოიყენება კონტურები, რომელთა ვარგისობაც 10-100-ის ფარგლებშია მოთავსებული.

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

LRC რხევითი კონტურის განტოლება შეიძლება ჩავწეროთ ვარგისობის საშუალებით შემდეგი სახით:

$$\frac{d^2q}{dt^2} + \frac{\omega_0}{Q} \frac{dq}{dt} + \omega_0^2 q = 0, \quad (12.28)$$

სადაც $Q = \frac{\omega_0 L}{R}$ - ვარგისობაა. მარტივად ვადგენთ კავშირს მილევის კოეფიციენტსა და ვარგისობას შორის:

$$2\alpha = \frac{\omega_0}{Q}. \quad (12.29)$$

(12.28) მეორე რიგის დიფერენციალური განტოლების ამონახსენი წარმოვადგინოთ შემდეგი სახით:

$$q = q_0 e^{-\frac{\omega_0}{2Q}t} e^{\omega_0 t} = q_0 e^{-(-1+\frac{1}{2Q})\omega_0 t}. \quad (12.30)$$

შესაბამისად, დენის ძალისათვის გვაქვს:

$$I = \frac{dq}{dt} = -\omega_0 q_0 e^{-(-1+\frac{1}{2Q})\omega_0 t}. \quad (12.31)$$

როცა $Q < \frac{1}{2}$, დენის ძალის ოსცილაციები საერთოდ არ მიიღება (ნახ.12.3 ა), $Q = \frac{1}{2}$ შესაბამემა ვარგისობის კრიტიკულ მნიშვნელობას, ოსცილაციები იწყებს წარმოქმნას (ნახ.12.3 ბ), ხოლო როცა $Q > \frac{1}{2}$, ოსცილაციები თვალნათელია და მით უფრო მკვეთრად გამოხატულია, რაც უფრო დიდია ვარგისობის მნიშვნელობა.

§13. იძულებითი რხევები LRC რხევით კონტურში

განვიხილოთ *LRC* რხევითი კონტური, რომელიც შეიცავს გარე ჰარმონიულ ელექტრო-მაგნიტურ ველებს (ემძ), რომლის ამპლიტუდა არის - ε_m , ხოლო საწყისი ფაზა - φ_e :

$$\varepsilon = \varepsilon_m \cos(\omega t + \varphi_e). \quad (13.1)$$

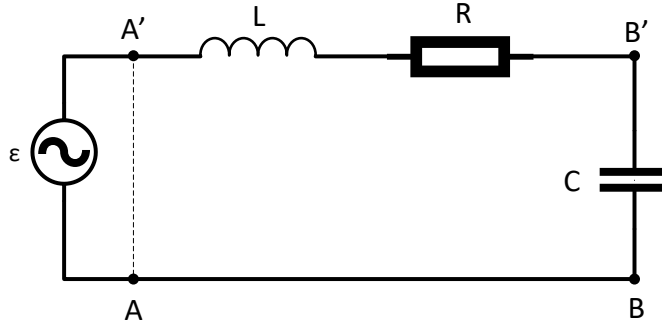
კირხჰოფის მეორე წესის⁶ თანახმად (ნახ.13.1.):

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = \varepsilon_m \cos(\omega t + \varphi_e). \quad (13.2)$$

საწყისი ფაზისა და ამპლიტუდის პოვნის მეთოდი საკმაოდ გამარტივდება თუ ემძ-ს წარმოვადგენთ კომპლექსური ფორმით:

$$\dot{\varepsilon}_m = \varepsilon_m e^{j\omega t + j\varphi_e} = \varepsilon_m e^{j\omega t}. \quad (13.3)$$

⁶ კირხჰოფის პირველი წესი: წრედის ყოველ განშტოებულ კვანძში დენების ალგებრული ჯამი ნულის ტოლია.
კირხჰოფის მეორე წესი: ჩაკეტილი კონტურის შემადგენელი პასიური ელემენტების დაბეჭდვის ალგებრული ჯამი აქტიური ელემენტების ემძ-ის ალგებრული ჯამის ტოლია.



ნახ.13.1. თავისუფალი რხევები LRC რხევით კონტურში

სიდიდეს $\dot{\epsilon}_m = \epsilon_m e^{j\varphi_e}$ - კომპლექსური ამპლიტუდა ეწოდება. იგი შეიცავს ინფორმაციას არა მხოლოდ ამპლიტუდის, არამედ საწყისი ფაზის შესახებაც. (13.2) განტოლების კერძო ამონახსნი იქნება კომპლექსური:

$$i = \dot{I}_m e^{j\omega t}. \quad (13.4)$$

სადაც $\dot{I}_m = I_m e^{j\varphi_e}$ - კონტურში დენის ძალის კომპლექსური ამპლიტუდა. (13.2)-ში ჩავსვათ (13.4)-ი, მივიღებთ:

$$j\omega L \dot{I}_m e^{j\omega t} + R \dot{I}_m e^{j\omega t} + \frac{1}{j\omega C} \dot{I}_m e^{j\omega t} = \dot{\epsilon}_m e^{j\omega t},$$

აქედან:

$$\dot{I}_m \left(R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right) = \dot{\epsilon}_m. \quad (13.5)$$

კომპლექსურ სიდიდეს:

$$\dot{Z} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + jX,$$

სრული წინაღობა ან კონტურის იმპედანსი ეწოდება. R-აქტიური წინაღობაა, ხოლო:

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C}, \quad (13.6)$$

სადაც:

$$X_L = \omega L, \quad X_C = -\frac{1}{\omega C}, \quad (13.7)$$

რეაქტიული წინაღობაა. იმპედანსი შეიძლება წარმოვადგინოთ მაჩვენებლიანი ფუნქციის სახით. კერძოდ:

$$\dot{Z} = Z e^{j\varphi_z}.$$

სიდიდე:

$$Z = |\dot{Z}| = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{\omega C} \right)^2}. \quad (13.8)$$

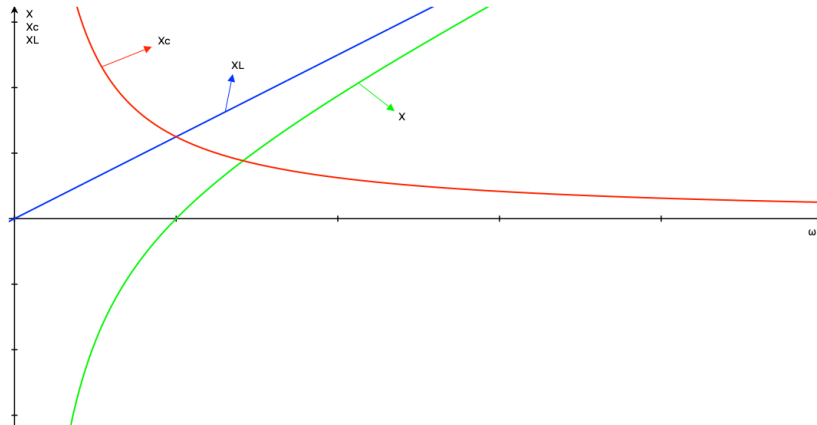
თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

Z -ის მოდულია, ხოლო:

$$\varphi_z = \arctg\left(\frac{X}{R}\right) = \arctg\left(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}\right), \quad (13.9)$$

Z -ის არგუმენტი.

რეაქტიული წინაღობის სიხშირეზე დამოკიდებულებას აქვს ნახ.13.2-ზე მოცემული სახე.



ნახ.13.2. რეაქტიული წინაღობის დამოკიდებულება სიხშირეზე

რეაქტიული წინაღობის 0-თან ტოლობის პირობით განისაზღვრება რეზონანსული სიხშირე:

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0.$$

როცა $\omega < \omega_0$ -ის სიხშირე ნაკლებია ω_0 -ზე რეაქტიული წინაღობა უარყოფითია და უსასრულოდ იზრდება როცა $\omega \rightarrow 0$. ე.ი, როცა $\omega < \omega_0$ მიმდევრობითი კონტური ისე იქცევა, როგორც გარკვეული $C_{\text{გვ}}$ ტევადობა. მისი პოვნა შეიძლება შემდეგი განტოლებით:

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C} = -\frac{1}{\omega C_{\text{გვ}}}.$$

აქედან:

$$C_{\text{გვ}} = \frac{C}{C - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}. \quad (13.10)$$

როცა $\omega > \omega_0$, მაშინ $X > 0$. ხოლო, როცა $\omega \rightarrow 0$, რეაქტიული წინაღობა უსასრულოდ იზრდება, ამიტომ მიმდევრობითი კონტური ეკვივალენტურია $L_{\text{გვ}}$ ინდუქციის:

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C} = \omega L_{\text{გვ}}.$$

აქედან:

$$L_{\text{გვ}} = L \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right). \quad (13.11)$$

(13.5)-ი ასე შეიძლება გადაიწეროს:

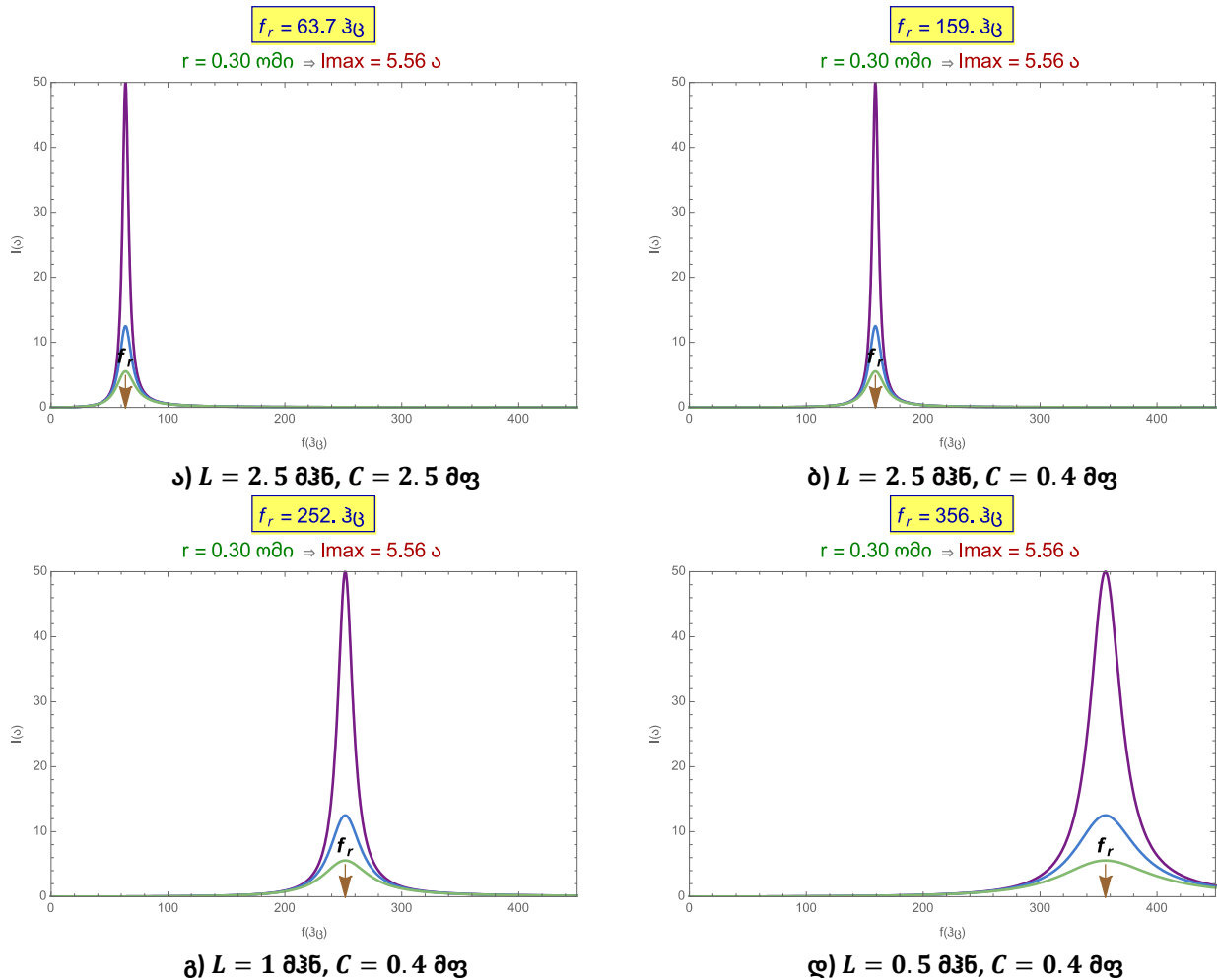
$$I_m = \frac{\dot{\epsilon}_m}{z},$$

$$I = \frac{\epsilon_m}{z} = \frac{\epsilon_m}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}. \quad (13.12)$$

ამრიგად, მიმდევრობით რხევით კონტურში იძულებითი რხევისას დენის ძალის ამპლიტუდა ტოლია ემძ-ის ამპლიტუდის შეფარდების იმპედანსის მოდულთან, ხოლო ფაზათა სხვაობა ემძ-სა და დენის ძალას შორის ტოლია იმპედანსის არგუმენტის:

$$\varphi_z = \varphi_e - \varphi_i = \arctg\left(\frac{X}{R}\right) = \operatorname{arccctg}\left(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}\right). \quad (13.13)$$

რეზონანსული სიხშირისას $\omega = \omega_0$, $X \rightarrow 0$ და შესაბამისად, ვდებულობთ, რომ: $\varphi_e - \varphi_i = 0$, ე.ი. ფაზათა სხვაობა ემძ-სა და დენის ძალას შორის ნულის ტოლია.



ნახ.13.3. დენის ძალის სიხშირეზე დამოკიდებულება წინააღობის სხვადასხვა მნიშვნელობისას: 0.1 ომი (იისფერი მრუდი), 0.2 ომი (ლურჯი მრუდი), 0.3 ომი (მწვანე მრუდი)

(13.12) ფორმულის საფუძველზე შეიძლება შევისწავლოთ დენის ძალის წრედის სიხშირეზე დამოკიდებულება ტევადობისა და ინდუქციურობის სხვადასხვა მნიშვნელობისათვის. ვთქვათ, $\epsilon_m = 1$, $\omega = 2\pi f$, სადაც f - რხევების სიხშირეა მიმდევრობით RLC კონტურში. ნახ.13.3-ზე მოცემულია $I(f)$ დამოკიდებულება. f_r – სიხშირის მნიშვნელობას შეესაბამება დენის ძალის პიკი.

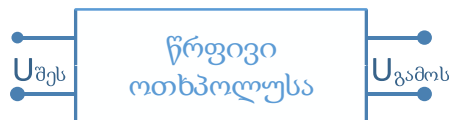
გრაფიკებიდან ჩანს, რომ დენის ძალის პიკი დიდია დატვირთვის მცირე წინააღობისას და მცირდება დატვირთვის ზდით. ტევადობის შემცირება განაპირობებს მხოლოდ პიკის წანაცვლებას სიხშირის ღერძზე. ტევადობის შემცირებით პიკის შესაბამისი სიხშირე (პიკური სიხშირე) წანაცვლებს მარჯვნივ ზრდისკენ, თუმცა გრაფიკის პიკის ამპლიტუდა არ იცვლება. ასევე, არ იცვლება სიხშირული ზოლის სიგანე. ინდუქციურობის შემცირებით იზრდება მიმდევრობითი კონტურის სიხშირე, ამავე დროს, იზრდება სიხშირული ზოლის სიგანე. გრაფიკი უფრო განიერი ხდება.

$I(f)$ დამოკიდებულების გრაფიკები შეიძლება გამოყენებული იქნას საორიენტაციოდ მიმდევრობით RLC რხევით კონტურში სასურველი სიხშირის რხევების მისაღებად, რისთვისაც საჭიროა L ინდუქციურობისა და C ტევადობის შერჩევა. მოცემულ შემთხვევაში RLC რხევით კონტურში, როცა 30 ომი დატვირთვის წინააღობისას, C ტევადობა იცვლება 2.5 მფ-დან 0.4 მფ-მდე, ხოლო L ინდუქციურობა კი 2.5 მჰც-დან 0.5 მჰც-მდე, მოხერხდა სიხშირის ცვლილება 63.7 ჰც-დან 356 ჰც-მდე.

§14. წრფივი ოთხპოლუსა. ოთხპოლუსას მახასიათებელი

როგორც უკვე აღვნიშნეთ, წრფივი წრედების დანიშნულებას შეადგენს სიგნალის გადაცემა და ფილტრაცია რადიოკავშირის ტრაქტში.

რადიოტექნიკური წრედი, რომელშიც გადის სიგნალი, ხშირად შეიძლება წარმოდგენილი იქნას ოთხპოლუსას სახით. ოთხპოლუსა წარმოადგენს მოწყობილობას, რომელსაც გააჩნია ორი შესავალი და ორი გამოსავალი (ნახ.14.1).



ნახ.14.1. წრფივი ოთხპოლუსა

თუ ოთხპოლუსა წარმოადგენს წრფივ წრედს მუდმივი პარამეტრებით, მაშინ მის შესავალზე $u_{შეს}$ სინუსოიდური სიგნალის მოდებისას, გამოსავალზეც მიიღება $u_{გამოს}$ სინუსოიდური სიგნალი ისეთივე სიხშირით. თუმცა, მისი ამპლიტუდა და ფაზა შეიძლება იყოს განსხვავებული. შესაბამისად, წრფივ მუდმივ პარამეტრებიან წრედში სიგნალის გავლისას იცვლება მისი კომპლექსური ამპლიტუდა.

წრფივი ოთხპოლუსა ხასიათდება **გადაცემის კომპლექსური კოეფიციენტით**, რომელიც ტოლია გამოსავლის კომპლექსური ძაბვის ამპლიტუდის შეფარდებისა შესავლის კომპლექსური ძაბვის ამპლიტუდასთან:

$$K(\omega) = \frac{\dot{u}_{mგამოს(\omega)}}{\dot{u}_{mშეს(\omega)}} = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}. \quad (14.1)$$

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

გადაცემის კოეფიციენტის $K(\omega)$ მოდული გვადლევს გამოსავლისა და შესავლის ძაბვების ამპლიტუდათა შეფარდებას, ხოლო $\varphi(\omega)$ არგუმენტი - შესავლის საწყისი ფაზის ცვლილებას გამოსავალთან შედარებით.

ვთქვათ, საჭიროა $u_{შეს}(t)$ სიგნალის გადაცემა გარკვეული ოთხპოლუსას საშუალებით დამახინჯების გარეშე. გავიხსენოთ, რომ პერიოდული სიგნალი ფურიეს თეორემით შეიძლება წარმოდგენილი იქნას ჰარმონიული მდგენელების ჯამის სახით:

$$u_{შეს}(t) = \sum_{i=1}^N \dot{u}_{max,i} e^{j\omega t}. \quad (14.2)$$

შესაბამისად, გამოსავალზე მდგენელებს ექნება შემდეგი სახე:

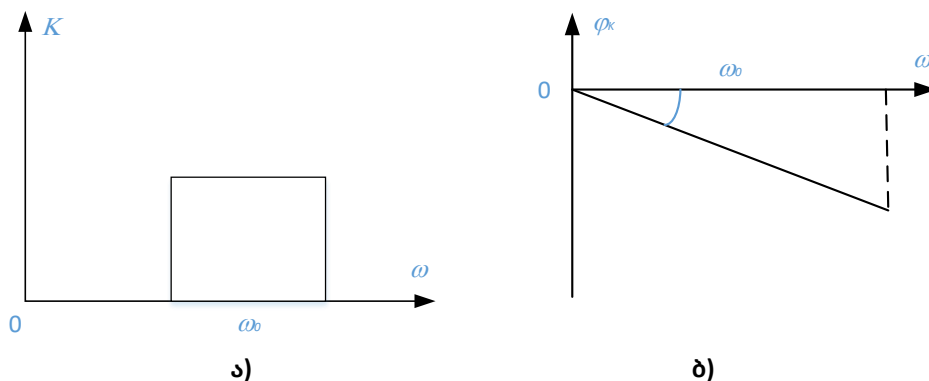
$$\dot{u}_{გამოს}(t) = \sum_{i=1}^N K \dot{u}_{max,i} e^{j\omega(t-t_0)} = \sum_{i=1}^N K \dot{u}_{max,i} e^{-j\omega t_0} e^{j\omega t}. \quad (14.3)$$

სიგნალის დაუმახინჯებელი გადაცემისა და აღდგენისათვის ოთხპოლუსაში შესავალი სიგნალის ყველა მდგენელი უნდა იცვლებოდეს ერთი და იგივე K რიცხვით (ამპლიტუდით) და განიცდიდეს ერთნაირ t_0 დაყოვნებას. კომპლექსური გადაცემის კოეფიციენტს უნდა ჰქონდეს შემდეგი სახე:

$$\dot{K}(\omega) = K e^{-j\omega t_0}. \quad (14.4)$$

ე.ი. მისი მოდული უნდა იყოს ერთი და იგივე ყველა გადაცემული სიხშირისთვის ($K(\omega) = const$), ხოლო არგუმენტი - სიხშირის წრფივი ფუნქცია ($\varphi_k(\omega) = -\omega t_0$). გადაცემის კოეფიციენტის მოდულის სიხშირეზე დამოკიდებულებას უწოდებენ **ამპლიტუდა-სიხშირულ მახასიათებელს (ამს)**, ხოლო ფაზაზე დამოკიდებულებას - **ფაზა-სიხშირულ მახასიათებელს (ფსმ)**.

ოთხპოლუსას მიმართ წაყენებულ მოთხოვნებს შორის ერთ-ერთი მოთხოვნაა $\Delta\omega$ სიხშირული ზოლის სიგნალისათვის **გადაცემის კოეფიციენტი** იყოს მაქსიმალური, ხოლო ამ დიაპაზონის გარეთ **გადაცემის კოეფიციენტი** 0-ის ტოლი იყოს და ყველა სიგნალი, რომელიც იმყოფება სიხშირეთა მარგი ზოლის გარეთ ჩაითვალოს ხელშემშლელად. ადვილი მისახვედრია, რომ იდეალურ ოთხპოლუსას უნდა ჰქონდეს Π -ს მაგვარი სიხშირული მახასიათებელი. შესაბამისად, $K(\omega)$ და $\varphi_k(\omega)$ დამოკიდებულების გრაფიკებს იდეალური ოთხპოლუსასთვის ნახ.14.2-ზე მოცემული სახე აქვს.

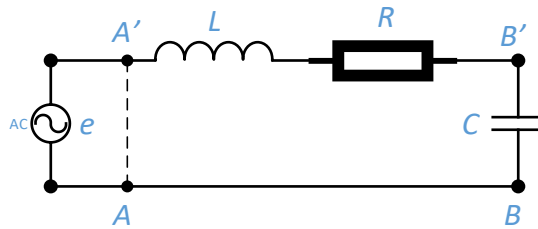


ნახ.14.2. ა) ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებელი (ამს); ბ) ფაზა-სიხშირული მახასიათებელი (ფსმ)

რეალური ოთხპოლუსასთვის $K(\omega)$ და $\varphi_k(\omega)$ დამოკიდებულებები, რა თქმა უნდა, განსხვავდება ნახ.14.2-ზე მოცემულისაგან. რაც უფრო მკვეთრია განსხვავება მით მეტია დამახინჯება.

§15. მიმღევრობითი რხევითი კონტური

მიმღევრობითი რხევითი კონტური წარმოადგენს წრფივი ოთხპოლუსას მაგალითს (ნახ.15.1).



ნახ.15.1. მიმღევრობითი რხევითი კონტური

ფილტრის შესავლის მომჭერებია AA' , გამოსავლის კი - BB' . ვიპოვოთ ამ ფილტრის გადაცემის კოეფიციენტი:

$$\dot{K} = \frac{\dot{u}_{mc}}{\dot{\epsilon}_m} = \frac{\dot{Z}_c}{\dot{Z}} = \frac{1}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}, \quad (15.1)$$

სადაც R - კონტურის აქტიური წინაღობა. (15.1) წარმოვადგინოთ ექსპონენციალური ფუნქციის სახით:

$$\dot{K} = \frac{\frac{1}{\omega C} e^{-j\frac{\pi}{2}}}{Z e^{j\varphi_z}} = \frac{1}{\omega C Z} e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \varphi_z\right)}.$$

გადაცემის კოეფიციენტის მოდულს და არგუმენტს აქვს შემდეგი სახე:

$$K(\omega) = \frac{1}{\omega C Z}, \quad (15.2)$$

$$\varphi_z(\omega) = -\frac{\pi}{2} - \varphi_z(\omega). \quad (15.3)$$

(15.2) არის **ასმ**, ხოლო (15.3)-ე **ფსმ**. ვიპოვოთ გადაცემის კოეფიციენტის მოდული და არგუმენტი რეზონანსული ω_0 სიხშირის მახლობლობაში. ვთქვათ, $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$. შემოვიღოთ **ფარდობითი აშლის ცნება** და მივიღოთ, რომ:

$$\xi = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}, \quad \omega = \omega_0(1 + \xi), \quad \xi \ll 1.$$

გარდავექმნათ კონტურის იმპედანსი:

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = R \left[1 + \frac{j}{\omega C R} \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right) \right].$$

გავითვალისწინოთ, რომ:

$$\frac{1}{\omega C R} = Q_0, \quad \frac{1}{LC} = \omega_0^2,$$

ხოლო

$$\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \approx 2\xi,$$

მივიღებთ:

$$Z(\xi) \approx R\sqrt{1 + 4\xi^2 Q_0^2}. \quad (15.4)$$

(15.4)-დან პრაქტიკულად გამომდინარეობს, რომ:

$$Z(\xi) \approx R\sqrt{1 + 4\xi^2 Q_0^2}, \quad (15.5)$$

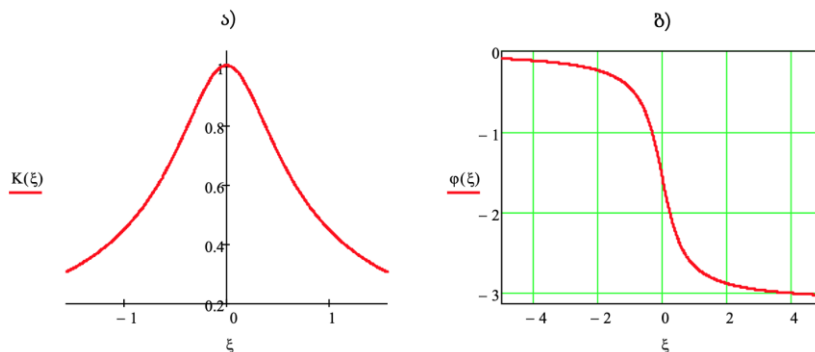
$$\varphi_Z \approx \arctg(2\xi Q_0). \quad (15.6)$$

ჩავსვათ (15.5) და (15.6), (15.2) და (15.3)-ში მივიღებთ:

$$K(\xi) \approx \frac{Q_0}{\sqrt{1 + 4\xi^2 Q_0^2}}, \quad (15.7)$$

$$\varphi_k(\xi) \approx -\frac{\pi}{2} - 2\xi Q_0. \quad (15.8)$$

ამრიგად, როცა წყაროს წინაღობას არ ვითვალისწინებთ, ე.ი. $\xi = 0$ ($\omega = \omega_0$) მიმდევრობითი კონტურის გადაცემის კოეფიციენტი რიცხობრივად ტოლია Q_0 -ის და მცირდება ξ -ის ზრდისას. გადაცემის კოეფიციენტის არგუმენტი არის სიხშირის ფუნქცია. $K(\xi)$ და $\varphi_k(\xi)$ დამოკიდებულებების გრაფიკებს აქვს შემდეგი სახე:



ნახ.15.2. ა) $K(\xi)$ და ბ) $\varphi_k(\xi)$ დამოკიდებულებები

ნახ.15.2-ზე მოცემული გრაფიკები გვიჩვენებს, რომ მიმდევრობითი რხევითი კონტური არის ფილტრი, რომელიც უზრუნველყოფს სიგნალის გადაცემას რეზონანსული სიხშირის მახლობლობაში. ფილტრის გატარების ზოლი განისაზღვრება შემდეგი პირობით: გატარების ზოლის საზღვართან ფილტრის გადაცემის კოეფიციენტი $\sqrt{2}$ -ჯერ მცირდება მის რეზონანსულ მნიშვნელობასთან შედარებით, ე.ი. გადაცემის კოეფიციენტის გამოსათვლელ განტოლებას აქვს სახე:

$$K(\xi) \approx \frac{Q_0}{\sqrt{1 + 4\xi_{\text{ფლ}}^2 Q_0^2}} = \frac{Q_0}{\sqrt{2}}. \quad (15.9)$$

სადაც $\xi_{\text{ფლ}}$ - ფარდობითი აშლის ზღვრული მნიშვნელობაა, რომელიც შეესაბამება ფილტრის ზღვრულ სიხშირეს. ფილტრის ფარდობითი და აბსოლუტური გატარების ზოლისათვის (15.9)-დან მივიღებთ:

$$\xi_{\text{გატ}} = 2|\xi_{\text{ფლ}}| = \frac{1}{Q_0}; \quad \Delta f_{\text{გატ}} = \frac{f_0}{Q_0}. \quad (15.10)$$

მიმდევრობითი რხევითი კონტურის ფილტრაციის თვისების განხილვისას ჩვენ მხედველობაში არ მიგვიღია წყაროს ემძ-ის შიგა წინაღობა. რეალურ პირობებში ნებისმიერ წყაროს გააჩნია შიგა წინაღობა r . თუ ეს წყარო ჩართულია მიმდევრობით კონტურში, სრული წინაღობა გახდება $R + r$; r წინაღობის გათვალისწინებით მიმდევრობითი კონტურის ვარგისობა იქნება:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R + r} < Q_0, \quad (15.11)$$

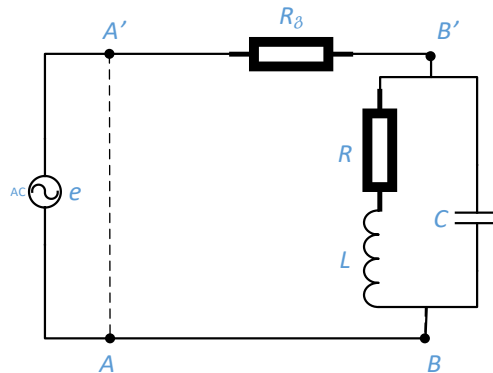
სადაც:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R},$$

კონტურის საკუთარი ვარგისობაა. მაშასადამე, მიმდევრობით კონტურში ჩართული წყაროს შიგა წინაღობა არ უნდა იყოს დიდი, რადგან მკვეთრად მცირდება კონტურის ვარგისობა და შესაბამისად, ფართოვდება ფილტრის გატარების ზოლი. ეს ნიშნავს, რომ კვების წყაროს დიდი შიგა წინაღობის შემთხვევაში, მიმდევრობითი რხევითი კონტურის გამოყენება ფილტრის როლში შეუძლებელია.

§16. პარალელური რხევითი კონტური

პარალელურ რხევით კონტურში, რხევითი კონტურის ელემენტები L და C ერთმანეთთან პარალელურადაა ჩართული (ნახ.16.1). განვიხილოთ პარალელური კონტურის ფილტრაციის თვისება.



ნახ.16.1. პარალელური რხევითი კონტური

გადაცემის კოეფიციენტი გამოითვლება ფორმულით:

$$K = \frac{\dot{U}_{\text{max,გამ}}}{\dot{\varepsilon}_m} = \frac{\dot{Z}_3}{R_გ + \dot{Z}_3}, \quad (16.1)$$

სადაც $\dot{\varepsilon}_m$ და $\dot{U}_{\text{max,გამ}}$ - ემძ-ისა და გამოსავლის ძაბვის კომპლექსური ამპლიტუდებია. K გადაცემის კოეფიციენტის პოვნისათვის საჭიროა ვიპოვოთ წრედის იმპედანსი:

$$\dot{Z}_3 = \frac{\dot{Z}_L \dot{Z}_C}{\dot{Z}_L + \dot{Z}_C}, \quad (16.2)$$

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

$$\dot{Z}_L = R + j\omega L, \quad \dot{Z}_C = \frac{1}{j\omega C}.$$

ამიტომ გვაქვს:

$$\dot{Z}_3 = \frac{(R + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}. \quad (16.3)$$

პრაქტიკული თვალსაზრისით საინტერესოა შემთხვევა, როცა სიგნალის სიხშირე ახლოსაა რეზონანსულ სიხშირესთან ($\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$). მარტივი გარდაქმნის შემდეგ (16.3) მიიღებს სახეს:

$$\dot{Z}_3 = \frac{(R + j\omega_0 L) \frac{1}{j\omega_0 C}}{R}. \quad (16.4)$$

(16.3) გამოსახულების მნიშვნელოვანი მიმდევრობითი კონტურის იმპედანსის ტოლია. რეზონანსული სიხშირის მახლობლად მხედველობაში მივიღოთ ფარდობითი აშლა:

$$\xi = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0},$$

და გავითვალისწინოთ (16.3)-ში. ანალიზური გარდაქმნებით ვღებულობთ:

$$\dot{Z}(\xi) \approx R(1 + 2j\xi Q_0).$$

თუ კონტურის ვარგისობა დიდია, ხოლო ω ახლოსაა ω_0 - თან, მაშინ სამართლიანია $\omega L \gg R$ უტოლობა. ეს ნიშნავს, რომ კოჭას იმპედანსი შეიძლება ჩაითვალოს წარმოსახვითად და (16.3)-ის მრიცხველში R შესაკრები უგულებელვყოთ. შესაბამისად, (16.3) მიიღებს სახეს:

$$\dot{Z}_3 = \frac{L/c}{R(1 + 2j\xi Q_0)} = \frac{Z_0}{1 + 2j\xi Q_0}, \quad (16.5)$$

სადაც Z_0 - კონტურის წინაღობაა რეზონანსისას:

$$Z_0 = \frac{L}{CR} + \frac{\rho^2}{R} = \rho Q_0 = \frac{\omega_0^2 L^2}{R} = \frac{1}{\omega_m^2 C^2 R}. \quad (16.6)$$

კომპლექსური \dot{Z}_3 წინაღობა წარმოვიდგინოთ შემდეგი სახით:

$$\dot{Z}_3 = R_0 + jX_0. \quad (16.7)$$

მაშასადამე, რეალური პარალელური კონტური შეიძლება შევცვალოთ მიმდევრობით შეერთებული ეკვივალენტური აქტიური და რეაქტიული წინაღობებით. R_0 და X_0 -ს პოვნისათვის (16.5) გავამრავლოთ და გავყოთ $(1 - 2j\xi Q_0)$ სიდიდეზე, მივიღებთ:

$$\dot{Z}_3 = \frac{Z_0}{1 + 4\xi^2 Q_0^2} - j \frac{2\xi Q_0 Z_0}{1 + 4\xi^2 Q_0^2}. \quad (16.8)$$

(16.7)-ის და (16.8)-ს შედარებით ვღებულობთ:

$$R_0 = \frac{Z_0}{1 + 4\xi^2 Q_0^2}, \quad X_0 = -\frac{2\xi Q_0 Z_0}{1 + 4\xi^2 Q_0^2}. \quad (16.9)$$

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

პარალელური კონტურის აქტიური და რეაქტიული წინაღობები დამოკიდებულია ω სიხშირეზე. ამით განსხვავდება იგი მიმდევრობითი კონტურისაგან, რომლის აქტიური წინააღობაც სიხშირეზე არ არის დამოკიდებული. რეზონანსულ სიხშირეზე ($\xi = 0$): $X_g = 0$, R_g მაქსიმალურია და: $R_g = Z_g$.

გამოვსახოთ გადაცემის კოეფიციენტი მოცემული სქემებისათვის. (16.8) ჩავსვათ (16.1) -ში მივიღებთ:

$$\dot{K} = \frac{Z_g}{R_g \left(1 + \frac{Z_g}{R_g} + 2j\xi Q_g \right)}. \quad (16.10)$$

კომპლექსური გადაცემის კოეფიციენტი \dot{K} წარმოვადგინოთ ექსპონენციალური ფუნქციის სახით:

$$\dot{K} = K e^{j\varphi_k},$$

ანალიზური გამოთვლებით გადაცემის კოეფიციენტის მოდულისა და არგუმენტისათვის ვღებულობთ:

$$K = \frac{Z_g}{R_g \sqrt{\left(1 + \frac{Z_g}{R_g} \right)^2 + 4\xi^2 Q_g^2}}, \quad (16.11)$$

$$\varphi_k = \operatorname{arctg} \left(-\frac{2\xi Q_g}{1 + \frac{Z_g}{R_g}} \right). \quad (16.12)$$

კონტურის გატარების ზოლის განსაზღვრის მიზნით, ვიპოვოთ ფარდობითი აშლის ზღვრული მნიშვნელობა $\xi_{\text{ფლ}}$, რომლის დროსაც გადაცემის კოეფიციენტის მოდული $\sqrt{2}$ -ჯერ მცირდება მის რეზონანსულ მნიშვნელობასთან შედარებით. ცხადია, როცა $\xi = \xi_{\text{ფლ}}$ (16.11) გამოსახულების მნიშვნელის ფესქვეშ მოთავსებული მეორე წევრი პირველის ტოლი ხდება:

$$\Delta f_{\text{ფლ}} = f_g |2\xi_{\text{ფლ}}| = \frac{f}{Q_g} \left(1 + \frac{Z_g}{R_g} \right). \quad (16.13)$$

ამრიგად, პარალელური კონტურის გატარების ზოლი ახლოსაა კონტურის საკუთარი გატარების ზოლთან ($2\xi_{\text{ფლ}} f_g = \frac{f_g}{Q_g}$), როცა $R \rightarrow 0$. ე.ი. მაშინ, როცა კონტური მთლიანად კარგავს ამორჩევითობის თვისებას.

§17. ფილტრები

ელექტრული ფილტრი არის ოთხპოლუსა, რომელიც საშუალებას იძლევა გამოვყოთ ელექტრული სიგნალის სასურველი სპექტრის დიაპაზონი ან/და ჩავახშოთ სპექტრის არასასურველი დიაპაზონი.

ელექტრული ფილტრები რადიოტექნიკური წრედების ნაწილია, ამიტომ ფილტრები ისევე კლასიფიცირდება, როგორც ზოგადად წრედები. ის შეიძლება იყოს: ანალოგური ან ციფრული, პასიური ან აქტიური, წრფივი ან არაწრფივი. თავის მხრივ, ციფრული ფილტრებიდან გამოყოფენ **რეკურსიულ**⁷ ან **არარეკურსიულ**⁸ ფილტრებს და მათ კერძო შემთხვევებს, როგორიცაა: **ჩებიშევის**, **ბესელის**, **ბატერვოტის** და **ელიფსური** ფილტრები. გატარების სიხშირის მიხედვით განასხვავებენ შემდეგი სახის ელექტრულ ფილტრებს:

- დაბალი სიხშირის ფილტრები;
- მაღალი სიხშირის ფილტრები;
- ზოლური ფილტრები (გამშვები და შემაკავებელი ფილტრები);
- ფაზური ფილტრები.

ფილტრები ე.წ. მოჭრის f_0 სიხშირით ხასიათდებიან. მაგალითად, დაბალი სიხშირის ფილტრი ყველა სიხშირის დენს ატარებს ნულიდან f_0 მოჭრის სიხშირემდე. მაღალი სიხშირის ფილტრი f_0 -ზე ნაკლები სიხშირის დენს არ ატარებს, ან ცუდად ატარებს, ხოლო f_0 -ის ზემოთ ყველა სიხშირის დენს კარგად ატარებს. ზოლოვანი ფილტრი კარგად ატარებს სიგნალს სიხშირეთა განსაზღვრულ ზოლში ω_1 და ω_2 შორის, ხოლო (ω_1, ω_2) - დიაპაზონის გარეთ კი - აღარ ატარებს, ასეთ ფილტრებს **გამშვებ ფილტრსაც** უწოდებენ. არსებობს ზოლოვანი ფილტრების მეორე სახეობაც **შემაკავებელი** ანუ **რეაქტორული ფილტრები**, რომლებიც პირიქით (ω_1, ω_2) დიაპაზონში სიგნალს ახშობს, ხოლო ამ დიაპაზონის მიღმა ატარებს.

აღსანიშნავია, რომ გადაცემის კოეფიციენტის, როგორც სიხშირის ფუნქციის რიგის მიხედვით განასხვავებენ 1-ლი, 2-ე და მაღალი რიგის ფილტრებს. 1-ლი რიგის ფილტრების ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლის დახრილობა სიგნალის ჩახშობის ზოლში - 20 დეციბელია დეკადაზე⁹, ხოლო 2-ე რიგის ფილტრებისათვის - 40 დბ. ითვლება, რომ მათი ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლის დახრილობა არასაკმარისია, შესაბამისად, ამ ფილტრების პრაქტიკული გამოყენებაც შეზღუდულია. თუმცა, პასიურ ფილტრებში ნებისმიერი რეაქტიული კომპონენტის დამატება იწვევს ფილტრის რიგის ერთით ამადლებას.

⁷ რეკურსიული - წრფივი ელექტრული ფილტრები უსასრულო იმპულსური მახასიათებლით (**IIR- Infinite Impulse Response**). იმპულსების დროში უსასრულო თანმიმდევრობა უზრუნველყოფილია უკუკავშირით. ასეთი ფილტრები შეიძლება იყოს როგორც ანალოგური ასევე ციფრული.

⁸ არარეკურსიული - წრფივი ელექტრული ციფრული ფილტრები სასრული იმპულსური მახასიათებლით (**FIR - Finite Impulse Response**). დროის რომელიღაც მომენტიდან იმპულსები ნულის ტოლი ხდება.

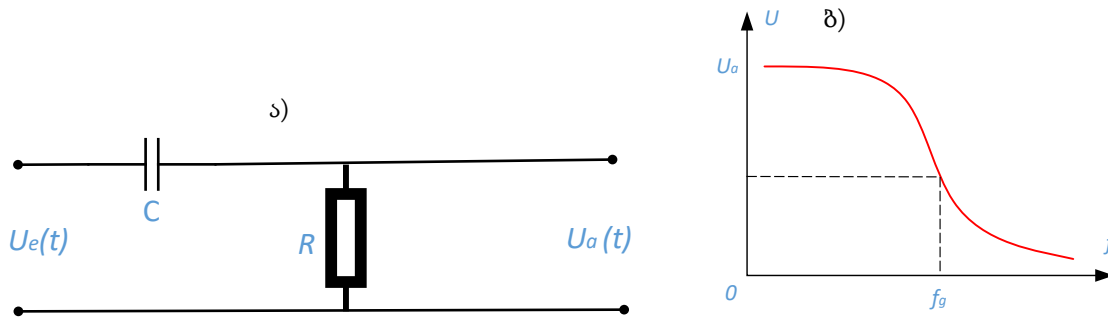
⁹ დეკადი, ისევე როგორც ოქტავა არის სიხშირული ინტერვალის უგანზომილებო პარამეტრი, რომელიც გამოისახება ლოგარითმული ფინქციით ორი სიხშირის ფარდობიდან.

1 ოქტავა = $\log_2(f_2/f_1)$, როცა $\frac{f_2}{f_1} = 2$,

1 დეკადი - $\log_{10}(f_2/f_1)$, როცა $\frac{f_2}{f_1} = 10$.

დაბალი სიხშირის RC ფილტრები

მარტივი დაბალი სიხშირის RC ფილტრი წარმოდგენილია ნახ.17.1 ა)-ზე.



ნახ.17.1. ა) დაბალი სიხშირის RC ფილტრი, ბ) გამოსავალი ძაბვის დამოკიდებულება სიხშირეზე დაბალი სიხშირის ფილტრებისათვის

ასეთი ფილტრის სიხშირული მახასიათებლის მისაღებად, ვისარგებლოთ კომპლექსური გამოსახულებით:

$$\dot{K}_{RC} = \frac{\dot{u}_{\text{გამოს}}}{\dot{u}_{\text{შეს}}} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}. \tag{17.1}$$

გავითვალისწინოთ, რომ $A = A_m e^{j\varphi}$. (17.1) განტოლებაში გამოვყოთ რეალური და წარმოსახვითი ნაწილები, რისთვისაც მრიცხველი და მნიშვნელი გავამრავლოთ და გავყოთ $(1 - j\omega RC)$ -ზე. მივიღებთ:

$$\begin{aligned} \dot{K}_{RC} &= \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} - j \frac{\omega R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \\ \text{Re}(\dot{K}_{RC}) &= \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2}, \quad \text{Im}(\dot{K}_{RC}) = -\frac{\omega R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2}. \end{aligned} \tag{17.2}$$

(17.2) ის საშუალებით მარტივად განვსაზღვრავთ გადაცემის კოეფიციენტის მოდულს და არგუმენტს:

$$\begin{aligned} |K_{RC}| &= \sqrt{[\text{Re}(\dot{K}_{RC})]^2 + [\text{Im}(\dot{K}_{RC})]^2}, \\ \varphi_{RC} &= \text{arctg} \left[\frac{\text{Im}(\dot{K}_{RC})}{\text{Re}(\dot{K}_{RC})} \right], \\ |K_{RC}| &= \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}, \quad \varphi_{RC} = \text{arctg}(-\omega RC). \end{aligned} \tag{17.3}$$

გავითვალისწინოთ, რომ: $T = RC$ - დროითი მუდმივაა RC-ფილტრისათვის, თავის მხრივ: $T = \frac{1}{\omega_0}$, მაშინ (17.3)-დან მივიღებთ:

$$|K_{RC}| = \frac{R}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}, \quad \varphi_{RC} = \text{arctg} \left(-\frac{\omega}{\omega_0} \right). \tag{17.4}$$

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

(17.4) გამოსახულების ანალიზიდან ვადგენთ, რომ: როცა $\omega \ll \omega_0 \rightarrow |K_{RC}| = 1$, გადაცემის კოეფიციენტი მაქსიმალურია. როცა $\omega \gg \omega_0 \rightarrow |K_{RC}| = 0$, გადაცემის კოეფიციენტი მინიმალურია, მცირდება 20 დბ-ით 1 დეკადაზე. როცა $\omega = \omega_0 \rightarrow |K_{RC}| = \frac{1}{\sqrt{2}}$.

ჩამოჭრის სიხშირეზე გადაცემის კოეფიციენტისათვის ვღებულობთ:

$$|K_{RC}|_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad \omega = \omega_0, \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}. \quad (17.5)$$

ფაზის წანაცვლება $\omega = \omega_0$ სიხშირეზე (17.4) ფორმულის თანახმად -45° შეადგენს.

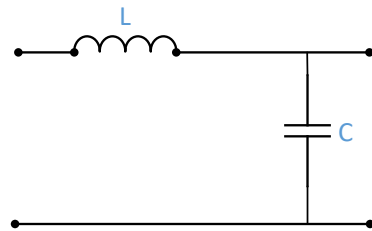
ხშირად, ერთი ფილტრის მაგივრად იყენებენ მიმდევრობით შეერთებულ რამდენიმე ფილტრს, ამ შემთხვევაში ფილტრაციის ხარისხი უმჯობესდება და ჩამოჭრის f_g სიხშირე გამოსახება მიახლოებითი ტოლობით:

$$f_g \approx \frac{f_0}{\sqrt{n}}. \quad (14.6)$$

დაბალი სიხშირის ფილტრებისათვის ძაბვის სიხშირეზე დამოკიდებულების გრაფიკი ზოგად შემთხვევაში წარმოდგენილია ნახ.17.1 ბ)-ზე.

დაბალი სიხშირის LC-ფილტრები

ნახ.17.2-ზე წარმოდგენილია მეორე რიგის დაბალი სიხშირის LC ფილტრი. ფილტრის შესასვლელზე გარკვეული სიხშირის ჰარმონიული სიგნალის მოდებისას, დამყარებულ რეჟიმში ძაბვა გამოსავალზე განისაზღვრება ინდუქციურობის კოჭას რეაქტიული წინაღობის ფარდობით კონდენსატორის რეაქტიულ წინაღობასთან. შესაბამისად, მოცემული ფილტრი ძაბვის დამყოფს წარმოადგენს და გადაცემის კოეფიციენტი შეიძლება გამოვთვალოთ წინაღობათა ფარდობით:



ნახ.17.2. დაბალი სიხშირის LC ფილტრი

$$\dot{K}_{LC} = \frac{\dot{u}_{\text{გამოს}}}{\dot{u}_{\text{შეს}}} = \frac{\dot{Z}_C}{\dot{Z}_L + \dot{Z}_C},$$

$$\dot{Z}_L = j\omega L = jX_L, \quad \dot{Z}_C = \frac{1}{j\omega C} = -jX_C.$$

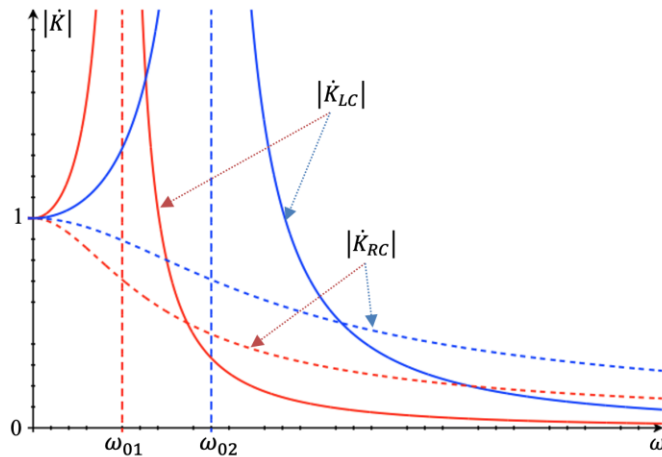
წარმოდგენილი პასიური ფილტრი არ შეიცავს აქტიურ წინაღობას, რომელიც როგორც წესი, ინდუქციურობის კოჭას მიმდევრობით ერთვება, რის გამოც, ფაზურ წანაცვლებას არ ექნება ადგილი. შესაბამისად, ვღებულობთ:

$$|\dot{K}_{LC}| = \frac{1}{1 - \omega^2 LC} = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}. \quad (17.7)$$

როგორც ვხედავთ დაუტვირთავი იდეალური დაბალი სიხშირის LC-ფილტრის გადაცემის კოეფიციენტი $\omega = \omega_0 = \sqrt{1/LC}$ რეზონანსული სიხშირის მახლობლად უსასრულოდ იზრდება, მაღალ სიხშირეებზე ($\omega \gg \omega_0$) მიისწრაფის ნულისაკენ $|\dot{K}_{LC}| = 0$, ხოლო დაბალ სიხშირეებზე ($\omega \ll \omega_0$) ერთის ტოლი ხდება $|\dot{K}_{LC}| = 1$.

თავი III. რადიოტექნიკური წრედები და რხევითი კონტურები

რეალურ წრედებში ფილტრის გამოსავალზე უერთებენ აქტიურ დატვირთვას, რომელიც ამცირებს ფილტრის ვარგისობას და ამით რეზონანსული სიხშირის მახლობლად გადაცემის კოეფიციენტის მკვეთრი ზრდა ბათილდება. ნახ.17.3-ზე წარმოდგენილია გადაცემის კოეფიციენტის ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლები RC (წყვეტილი მრუდები) და LC (უწყვეტი მრუდები) დაბალი სიხშირის ფილტრებისათვის, ორი სხვადასხვა საკუთარი რხევის სიხშირისათვის - ω_{01} (მას შეესაბამება წითელი ფერი) და ω_{02} (გამოყოფილია ლურჯი ფერით), ამასთან, $\omega_{02} > \omega_{01}$. როცა $\omega_0 \rightarrow \infty$, მაშინ დაბალი სიხშირის ფილტრების ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლები განიერი ხდება და ფილტრი კარგავს ფუნქციას, რადგან ის ვეღარ ახშობს მაღალი სიხშირის რხევებს.

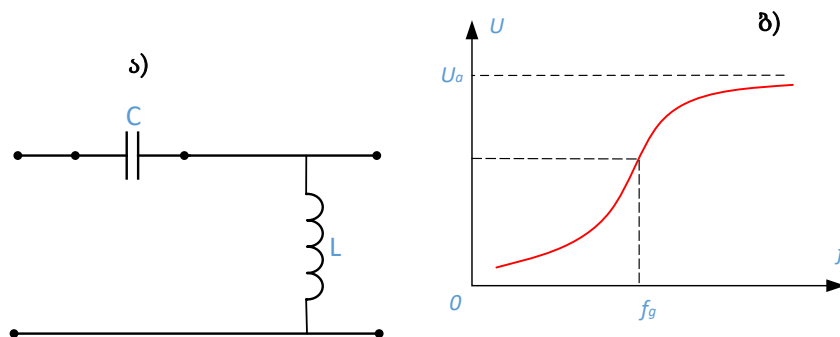


ნახ.17.3. დაბალი სიხშირის ფილტრების ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლები საკუთარი რხევის სხვადასხვა სიხშირეზე. $\omega_0 = \omega_{01}$ - სიხშირეს შეესაბამება წითელი ფერი, $\omega_0 = \omega_{02}$ - კი ლურჯი ფერი. RC-ფილტრის მახასიათებელი წარმოდგენილია წყვეტილი მრუდებით, LC - ფილტრის კი - უწყვეტი მრუდებით

დაბალი სიხშირის LC ფილტრის გადაცემის კოეფიციენტი ω_0 სიხშირეზე დაბალ სიხშირეებთან შედარებით მცირდება 3 დეციბელით ერთ დეკადაზე, ხოლო მაღალ სიხშირეებზე გადაცემის კოეფიციენტი მცირდება 40 დეციბელით ერთ დეკადაზე.

მაღალი სიხშირის LC-ფილტრები

მაღალი სიხშირის ფილტრი არის წრედი, რომელიც ცვლილების გარეშე გადასცემს მაღალი სიხშირის სიგნალებს, ხოლო დაბალ სიხშირეზე უზრუნველყოფს სიგნალის მიღევას. მარტივი LC მაღალი სიხშირის ფილტრის სქემა წარმოდგენილია ნახ.17.4 ა)-ზე.



ნახ.17.4. ა) მაღალი სიხშირის LC-ფილტრები, ბ) გამოსავალი ძაბვის დამოკიდებულება სიხშირეზე მაღალი სიხშირის LC-ფილტრისათვის

ასეთი ფილტრის ამპლიტუდურ სიხშირული მახასიათებლების მისაღებად ვისარგებლოთ დაბვა-
თა შეფარდებების ფორმულით:

$$\dot{K}_{LC} = \frac{\dot{u}_{გამოს}}{\dot{u}_{შეს}} = \frac{\dot{Z}_L}{\dot{Z}_L + \dot{Z}_C} = \frac{j\omega L}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\omega^2 LC}{1 - \omega^2 LC} = \frac{\omega^2}{\omega_0^2 \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}. \quad (17.8)$$

ამრიგად, დაუტვირთავი, პასიური, მაღალი სიხშირის LC-ფილტრის ამპლიტუდა-სიხშირულ
მახასიათებელს აქვს სახე:

$$|\dot{K}_{LC}| = \frac{\omega^2}{\omega_0^2 \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}. \quad (17.9)$$

(17.9) გამოსახულების ანალიზიდან ვადგენთ, რომ: როცა $\omega \ll \omega_0, \rightarrow |K_{LC}| = 0$, **გადაცემის კოეფიციენტი**
მინიმალურია. როცა $\omega \gg \omega_0, \rightarrow |K_{LC}| = 1$, **გადაცემის კოეფიციენტი** მაქსიმალურია, როცა $\omega =$
 $\omega_0, \rightarrow |K_{LC}| \rightarrow \infty$, **გადაცემის კოეფიციენტი** მიისწრაფვის უსასრულობისაკენ. ნახ.17.4 ბ)-ზე წარმოდგე-
ნილია მაღალი სიხშირის LC-ფილტრის გამოსავალი დაბვის სიხშირეზე დამოკიდებულება.

ზოლური ფილტრები

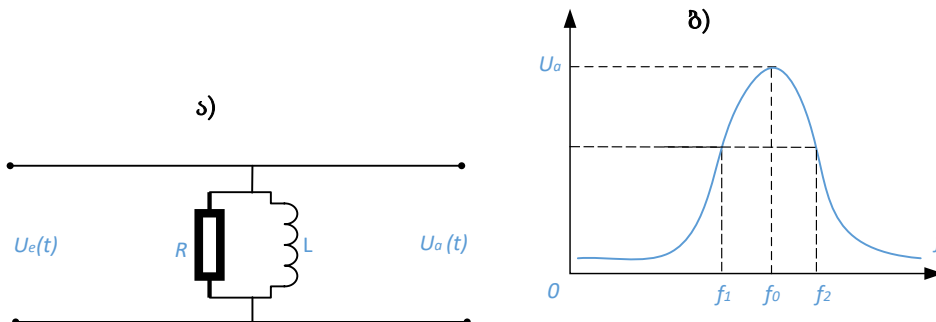
განვიხილოთ ზოლური LC ფილტრი, ასეთი ფილტრი წარმოადგენს სქემას, რომელიც ცვლილე-
ბის გარეშე გადასცემს სიგნალს სიხშირეთა გარკვეულ ზოლს, ხოლო მის ქვემოთ და ზემოთ უზრუნველ-
ყოფს სიგნალის მიღევას. მარტივი LC ზოლური ფილტრის სქემა მოყვანილია ნახ.17.5 ა)-ზე.

ნახ.17.5-ა)-ზე წარმოდგენილი ზოლური ფილტრის სქემა ანალოგიურია რხევითი კონტურის,
რომლის საკუთარი რხევის სიხშირეა:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

როდესაც $u_{შეს}(t)$ შესავალზე მოედება f_0 -ის ტოლი სიხშირის სიგნალი, წრედში ადგილი ექნება
რეზონანსს, რომლის დროსაც დენი და დაბვა მიაღწევს მაქსიმალურად მნიშვნელობას. სწორედ ამ
სიხშირეზე ფილტრს ექნება სიგნალის მაქსიმალურად კარგად გატარების უნარი, ხოლო მის მარჯვნივ
სიგნალი მიიღევა. ფილტრის გატარების ზოლად ითვლება სიხშირეთა დიაპაზონის მინიმუმი და
მაქსიმუმი, რომლისთვისაც გამოსავალი დაბვა $\sqrt{2}$ -ჯერ მცირდება.

ზოლური ფილტრის გამოსავალი დაბვის სიხშირეზე დამოკიდებულება ზოგადად წარმოდგენი-
ლია ნახ.17.5 ბ)-ზე. აქ (f_1, f_2) სიხშირეთა დიაპაზონი არის ფილტრის გატარების ზოლი.



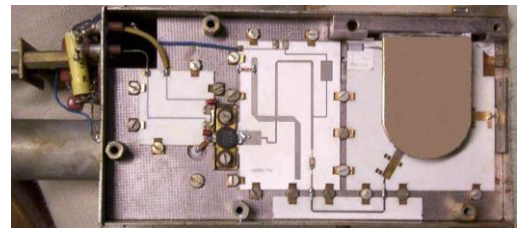
ნახ.17.5. ა) ზოლური ფილტრი, ბ) გამოსავალი დაბვის დამოკიდებულება სიხშირეზე ზოლური ფილტრის შემთხვევაში

ზემატალი სიხშირის ფილტრები

ზემატალ სიხშირეებზე თავმოყრილი ელემენტები, როგორცაა: კონდენსატორი, ინდუქციურობის კოჭა პრაქტიკულად არ გამოიყენება. სიხშირის ზრდასთან ერთად მათი მახასიათებელი ნომინალები და შესაბამისად, ზომებიც, იმდენად მცირდება, რომ მათი დამზადება შეუძლებელი ხდება, ამიტომ გამოიყენება ე.წ. გავრცელებულ პარამეტრებიანი გადამცემი ხაზები, რომლებშიც ინდუქციურობა, ტევადობა და აქტიური დატვირთვაც თანაბრად ან არათანაბრადაა განაწილებული მთელი ხაზის გასწვრივ. დაბალი სიხშირის ფილტრები, როგორც ზემოთ განვიხილეთ, შეიცავს ორ თავმოყრილ ელემენტს: რეზისტორს და კონდენსატორს, რომლებიც რეზონატორებს წარმოადგენენ. გავრცელებულ პარამეტრებიანი ფილტრი კი შედგება მხოლოდ ერთი რეზონატორისაგან, მაგალითად ლითონის ღეროსაგან.

მაღალი სიხშირის ფილტრების კონსტრუქცია სხვადასხვანაირია. იგი დამოკიდებულია ფილტრისადმი წაყენებული მოთხოვნების რეალიზაციაზე. კონკრეტულ შემთხვევაში უნდა შეირჩეს მუშა სიხშირეთა მნიშვნელობა, ვარგისობა, დაყოვების ზოლში მაქსიმალური მილევა, გამოვლინდეს პარაზიტული გატარების ზოლი.

გავრცელებული პარამეტრების მქონე ფილტრების პროექტირება საკმაოდ რთული პროცესია. ეს პროცესი ორი ეტაპისაგან შედგება: ელექტრული პარამეტრების მიღება და ფილტრისადმი წაყენებული მოთხოვნების განსაზღვრა; ფილტრის გეომეტრიული ზომების განსაზღვრა. მიკროტალღური ფილტრების პროექტირების საფუძველს წარმოადგენს შეკავშირებულ რეზონატორთა თეორია. ერთ-ერთი ასეთი მოწყობილობა მიკროზოლოვანი ხაზი, წარმოდგენილია სურ.17.6-ზე. მიკროზოლოვანი ხაზი წარმოადგენს არასიმეტრიულ გადაცემის ხაზს, რომელიც გამოიყენება ელექტრომაგნიტური ტალღების გადასაცემად ჰაერში ან დიელექტრიკულ გარემოში. ელექტრომაგნიტური ტალღა ვრცელდება ორი ან რამდენიმე თხელი, ზოლური გამტარი ხაზებისა და ფირფიტების გასწვრივ.

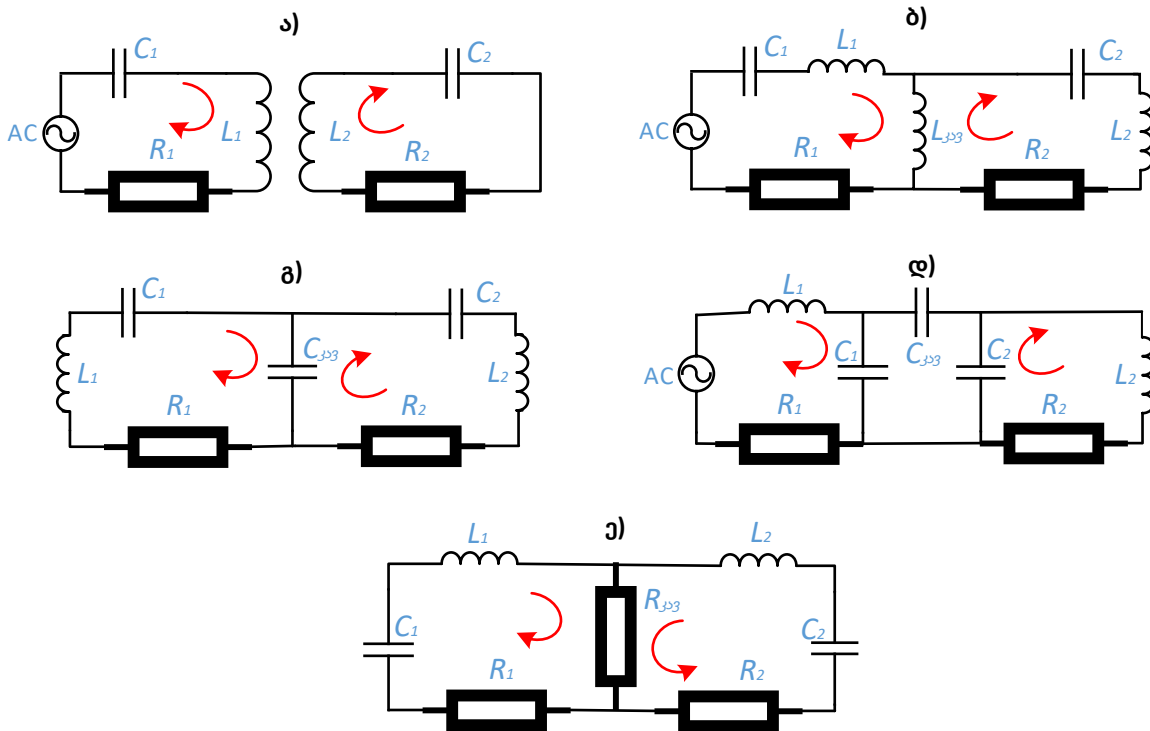


სურ.17.6. ზემატალ სიხშირული მოწყობილობა - ფილტრი, ე.წ. „ცირკულატორი“, რომელიც დამზადებულია მიკროზოლის ტექნოლოგიით

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

§18. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემის სახეები. კავშირის კოეფიციენტი

შეკავშირებული ეწოდება ორ ან მეტ კონტურთა სისტემას, რომლებიც ისეა ჩართული, რომ ერთ კონტურში წარმოქმნილი ელექტრომაგნიტური რხევები გადაეცეს მეორე კონტურს და მამასადამე, ადგილი ჰქონდეს კონტურებს შორის ენერგიის ურთიერთცვლას.



ნახ.18.1. შეკავშირებულ კონტურთა სახეები. ა) ტრანსფორმატორული კავშირი; ბ) ავტოტრანსფორმატორული კავშირი; გ) შიგა ტევადური კავშირი; დ) გარე ტევადური კავშირი; ე) ინდუქციურ - ტევადური (რეზისტორული) კავშირი

ორ კონტურიან შეკავშირებულ კონტურთა სისტემაში პირველადი კონტური იკვებება უშუალოდ ემძ წყაროდან, მეორე კი ენერგიას იღებს პირველადი კონტურიდან. პირველადი და მეორე კონტურების საერთო ელემენტს **კავშირის წინაღობას** უწოდებენ. ამ წინაღობის გვარობის მიხედვით განარჩევენ კავშირის შემდეგ სქემებს:

- **საერთო მაგნიტური ველით** - ინდუქციური კავშირი (ტრანსფორმატორული ან ავტოტრანსფორმატორული, ნახ.18.1 ა, ბ);
- **საერთო ელექტრული ველით** - შიგა ტევადური (უბრალოდ ტევადური, ნახ.18.1 გ) ან გარე ტევადური კავშირი (რთული ტევადური, ნახ.18.1 დ);
- **საერთო აქტიური წინაღობით** - ინდუქციურ-ტევადურ კავშირი (ნახ.18. ე).

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

ტრანსფორმატორული კავშირის სქემაში პირველადი კონტურის I_1 დენი (ნახ.18.1. ა), რომელიც გამოწვეულია წყაროს \mathcal{E}_1 ემძ-ით, გადის L_1 კოჭაში და აღძრავს მაგნიტურ ველს. ეს უკანასკნელი კი L_2 კოჭაში წარმოქმნის ინდუქციის ემძ-ს. წარმოქმნილი ინდუქციის ემძ იწვევს I_2 დენის ინდუცირებას მეორად კოჭაში, ამიტომ ამ სქემაში კავშირის წინაღობა არის:

$$\dot{Z}_{კავშ} = j\omega M, \quad (18.1)$$

სადაც M - კონტურებს შორის ურთიერთინდუქციის კოეფიციენტი.

ავტოტრანსფორმატორული კავშირის სქემებში (ნახ.18.1. ბ) პირველადი კონტურის I_1 დენი ინდუქციის ემძ-ს აღძრავს კავშირის კოჭაში, მაგრამ რადგან ეს კოჭა ორივე კონტურისათვის საერთოა, ამიტომ მეორე კონტურში აღიძვრება I_2 დენი. აქ კავშირის წინაღობა არის:

$$\dot{Z}_{კავშ} = j\omega L_{კავშ}. \quad (18.2)$$

შიგა ტევადური კავშირის მქონე სქემაში (ნახ.18.1. გ) კავშირის ელემენტის როლს ასრულებს $C_{კავშ}$ კონდენსატორი, რომელზეც პირველადი კონტურის I_1 დენი წარმოქმნის პოტენციალთა სხვაობას - დაბვას, რომელიც თავის მხრივ მეორად კონტურში იწვევს I_2 დენის აღძვრას. შესაბამისად, კონტურის წინაღობა მოცემულ შემთხვევაში იქნება:

$$\dot{Z}_{კავშ} = \frac{1}{j\omega C_{კავშ}}. \quad (18.3)$$

გარე ტევადური კავშირის სქემაში (ნახ.18.1. დ) პირველადი კონტურის დენი განშტოვდება C_1 და მიმდევრობით ჩართულ $C_{კავშ}$ და C_2 კონდენსატორებზე. C_2 კონდენსატორზე აღძრული დაბვა წარმოქმნის I_2 დენს მეორად კონტურში. კავშირის წინაღობა მოცემულ შემთხვევაში შეიძლება წარმოვადგინოთ (18.3) ფორმულით.

კონტურებს შორის რაოდენობრივი კავშირის შეფასების მიზნით მიზანშეწონილია შემოტანილი იქნას კავშირის კოეფიციენტის ცნება, რომელიც ერთი კონტურიდან მეორეზე დაბვის გადაცემის კოეფიციენტით განისაზღვრება.

ტრანსფორმატორული კავშირის მქონე შეკავშირებული კონტურებიდან მეორე განვტვირთოთ (განვრთოთ) და განვსაზღვროთ პირველი კონტურის L_1 კოჭას დაბვის რა ნაწილს შეადგენს ის დაბვა, რომელიც მოიხსნება $\dot{Z}_{კავშ} = j\omega M$ კავშირის წინაღობიდან. ამით ვიპოვიოთ პირველადი კონტურის დაბვის გადაცემის კოეფიციენტი:

$$K_{12} = \frac{u_{კავშ}}{u_{L_1}} = \frac{I_1 \cdot \omega M}{I_1 \cdot \omega L_1} = \frac{M}{L_1}. \quad (18.4)$$

ასევე შეიძლება გამოვთვალოთ მეორე კონტურის დაბვის გადაცემის კოეფიციენტი პირველის მიმართ:

$$K_{21} = \frac{u_{კავშ}}{u_{L_2}} = \frac{I_2 \cdot \omega M}{I_2 \cdot \omega L_2} = \frac{M}{L_2}. \quad (18.5)$$

კონტურებს შორის კავშირის კოეფიციენტი K_{12} და K_{21} -დან საშუალო გეომეტრიულის ტოლია:

$$K_{კავშ} = \sqrt{K_{12} \cdot K_{21}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (18.6)$$

(18.6)-ტოლობის მარჯვენა მხარეს მრიცხველი და მნიშვნელი გავამრავლოთ ω სიხშირეზე, მივიღებთ:

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

$$K_{\text{კავშ}} = \frac{\omega M}{\sqrt{\omega L_1 \omega L_2}} = \frac{X_{\text{კავშ}}}{\sqrt{X_1 X_2}}, \quad (18.7)$$

სადაც

$$X_{\text{კავშ}} = \omega L_{\text{კავშ}}, \quad X_1 = \omega L_1, \quad X_2 = \omega L_2,$$

შესაბამისად, ტრანსფორმატორული კავშირის სქემისათვის კავშირის, პირველი და მეორე კონტურების რეაქტიული წინაღობებია. ყველა მათგანი ერთნაირი ბუნებისაა და მოცემულ შემთხვევაში ინდუქციურია.

ავტოტრანსფორმატორული შეკავშირებული კონტურებისათვის:

$$X_{\text{კავშ}} = \omega L_{\text{კავშ}}, \quad X_1 = \omega(L_1 + L_{\text{კავშ}}), \quad X_2 = \omega(L_2 + L_{\text{კავშ}}),$$

ამიტომ:

$$K_{\text{კავშ}} = \frac{X_{\text{კავშ}}}{\sqrt{X_1 \cdot X_2}} = \frac{\omega L_{\text{კავშ}}}{\sqrt{\omega(L_1 + L_{\text{კავშ}}) \cdot \omega(L_2 + L_{\text{კავშ}})}} = \frac{L_{\text{კავშ}}}{\sqrt{(L_1 + L_{\text{კავშ}}) \cdot (L_2 + L_{\text{კავშ}})}}. \quad (18.8)$$

შიგა ტევადობის კავშირის მქონე სქემებისათვის, როგორც პირველად კონტურში C_1 და $C_{\text{კავშ}}$, ასევე მეორედ კონტურში C_2 და $C_{\text{კავშ}}$ მიმდევრობითაა ერთმანეთთან დაკავშირებული. მიმდევრობითი შეერთებისას კონდენსატორის შებრუნებული ტევადობების ჯამი ჯამური ტევადობის შებრუნებული სიდიდის ტოლია:

$$X_{\text{კავშ}} = \frac{1}{\omega C_{\text{კავშ}}}, \quad X_1 = \frac{1}{\omega C'_1} = \frac{1}{\omega} \left(\frac{C_1 + C_{\text{კავშ}}}{C_1 C_{\text{კავშ}}} \right), \quad X_2 = \frac{1}{\omega C'_2} = \frac{1}{\omega} \left(\frac{C_2 + C_{\text{კავშ}}}{C_2 C_{\text{კავშ}}} \right),$$

სადაც:

$$\frac{1}{C'_1} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_{\text{კავშ}}} = \frac{C_1 + C_{\text{კავშ}}}{C_1 C_{\text{კავშ}}}, \quad \frac{1}{C'_2} = \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_{\text{კავშ}}} = \frac{C_2 + C_{\text{კავშ}}}{C_2 C_{\text{კავშ}}}.$$

შესაბამისად, კავშირის კოეფიციენტისათვის ვღებულობთ:

$$K_{\text{კავშ}} = \frac{X_{\text{კავშ}}}{\sqrt{X_1 \cdot X_2}} = \sqrt{\frac{C_1 C_2}{(C_{\text{კავშ}} + C_1)(C_{\text{კავშ}} + C_2)}}. \quad (18.9)$$

გარე ტევადობის კავშირისას, პირველად კონტურში C_1 და $C_{\text{კავშ}}$, ასევე მეორედ კონტურში C_2 და $C_{\text{კავშ}}$ პარალელურადაა ერთმანეთთან დაკავშირებული. კონდენსატორების პარალელური ჩართვისას ჯამური ტევადობა მიიღება ცალკეული ტევადობის ალგებრული ჯამით, ამიტომ:

$$X_{\text{კავშ}} = \frac{1}{\omega C_{\text{კავშ}}}, \quad X_1 = \frac{1}{\omega C'_1} = \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_1 + C_{\text{კავშ}}} \right), \quad X_2 = \frac{1}{\omega C'_2} = \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_2 + C_{\text{კავშ}}} \right),$$

სადაც:

$$C'_1 = C_1 + C_{\text{კავშ}}, \quad C'_2 = C_2 + C_{\text{კავშ}},$$

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

$$K_{\text{კავშ}} = \frac{X_{\text{კავშ}}}{\sqrt{X_1 \cdot X_2}} = \frac{1}{C_{\text{კავშ}}} \sqrt{(C_1 + C_{\text{კავშ}})(C_2 + C_{\text{კავშ}})}. \quad (18.10)$$

განვიხილოთ შეკავშირებულ კონტურთა სისტემა (ნახ.18.1. ა), რომელშიც ε_1 -გენერატორის ემძ, $Z_{\text{კავშ}}$ - კავშირის წინაღობა, $Z'_1 + Z_{\text{კავშ}} = Z_1$ და $Z'_2 + Z_{\text{კავშ}} = Z_2$ პირველადი და მეორადი კონტურების წინაღობები. ჩავწეროთ მოცემული კონტურებისათვის კირხჰოფის მეორე წესი:

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = i_1(Z'_1 + Z_{\text{კავშ}}) + i_2 Z_{\text{კავშ}} = i_1 Z_1 + i_2 Z_{\text{კავშ}} \\ 0 = i_1 Z_{\text{კავშ}} + i_2(Z'_2 + Z_{\text{კავშ}}) = i_1 Z_{\text{კავშ}} + i_2 Z_2 \end{cases} \quad (18.11)$$

(18.11) განტოლებათა სისტემის მეორე განტოლებიდან ვპოულობთ:

$$i_2 = -i_1 \frac{Z_{\text{კავშ}}}{Z_2}. \quad (18.12)$$

(18.12) ჩავსვათ (18.11) განტოლებათა სისტემის პირველ განტოლებაში, მივიღებთ:

$$\varepsilon_1 = i_1 Z_1 + i_2 Z_{\text{კავშ}} = i_1 \left(Z_1 - \frac{Z_{\text{კავშ}}^2}{Z_2} \right). \quad (18.13)$$

(18.13) გამოსახულების ფრჩხილებში მოთავსებული გამოსახულებას შესატანი წინაღობა ეწოდება. რადგან:

$$Z_{\text{შეს}} = \frac{\varepsilon_1}{i_1} = Z_1 - \frac{Z_{\text{კავშ}}^2}{Z_2},$$

ამიტომ იგი შეიძლება გამოისახოს r_1 , r_2 აქტიური და X_1 , X_2 რეაქტიული წინაღობებით. გავითვალისწინოთ, რომ :

$$Z_{\text{კავშ}} = Z_1 - \frac{Z_{\text{კავშ}}^2}{Z_2} = r_1 + jX_1 + \frac{(jX_{\text{კავშ}})^2}{Z_2} = r_1 + jX_1 + \frac{X_{\text{კავშ}}^2}{r_2 + jX_2}.$$

რეალური და კომპლექსური ნაწილების გამოყოფის მიზნით, მიღებული გამოსახულების მარჯვენა მხარე გავამრავლოთ და გავყოთ მნიშვნელის კომპლექსურ შუდლებულზე:

$$\begin{aligned} Z_{\text{შეს}} &= r_1 + jX_1 + \frac{X_{\text{კავშ}}^2}{r_2 + jX_2} \cdot \frac{r_2 - jX_2}{r_2 - jX_2} = r_1 + jX_1 + \frac{X_{\text{კავშ}}^2}{r_2^2 + X_2^2} r_2 - j \frac{X_{\text{კავშ}}^2}{r_2^2 + X_2^2} \cdot X_2 = \\ &= \left(r_1 + \frac{X_{\text{კავშ}}^2}{Z_2^2} \cdot r_2 \right) + j \left(X_1 - \frac{X_{\text{კავშ}}^2}{Z_2^2} \cdot X_2 \right). \end{aligned}$$

სადაც Z_2 - მეორე კონტურის წინაღობის მოდულია. მიღებული ტოლობიდან ჩანს, რომ შესავლის წინაღობა კომპლექსური ხასიათისაა.

$$Z_{\text{შეს}} = R_{\text{შეს}} + jX_{\text{შეს}},$$

სადაც

$$R_{\text{შეს}} = r_1 + \frac{X_{\text{კავშ}}^2}{Z_2^2} \cdot r_2; \quad (18.14)$$

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

$$X_{შეს} = X_1 - \frac{X_{კავშ}^2}{Z_2^2} \cdot X_2; \tag{18.15}$$

ამ ორი მდგენელის არსებობა მოწმობს იმას, რომ გენერატორის ε_1 ემძ და I_1 დენი ერთმანეთის მიმართ ფაზით წანაცვლებულია:

$$\psi_{შეს} = \arctg\left(\frac{X_{შეს}}{R_{შეს}}\right). \tag{18.16}$$

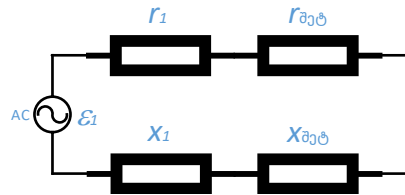
მეორე კონტურის არ არსებობისას $R_{შეს} = r_1$ და $X_{შეს} = X_1$. ეს იმას ნიშნავს, რომ (18.14) და (18.15) ტოლობების მეორე შესაკრებები განპირობებულია მეორადი კონტურის არსებობით, მას უწოდებენ მეორადი კონტურის მიერ პირველად კონტურში **შეტანილ წინაღობას**, რომლის აქტიური და რეაქტიული მდგენელებია:

$$R_{შეს} = r_1 + r_{შეტ}, \quad X_{შეს} = X_1 + X_{შეტ}, \tag{18.17}$$

$$r_{შეტ} = \frac{X_{კავშ}^2}{Z_2^2} r^2, \tag{18.18}$$

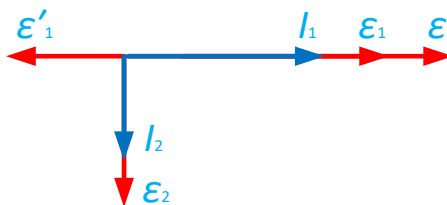
$$X_{შეტ} = -\frac{X_{კავშ}^2}{Z_2^2} X^2. \tag{18.19}$$

ნიშანი მინუსი იმის მაჩვენებელია, რომ $X_{შეტ}$ რეაქტიული წინაღობა საპირისპირო ნიშნისაა საკუთარი რეაქტიული წინაღობის მიმართ. ამ შენიშვნის შემდეგ შეკავშირებულ კონტურთა სისტემა შეიძლება შეიცვალოს ეკვივალენტური კონტურით (ნახ.18.2), რომლის აქტიური წინაღობების პარამეტრები არის r_1 და $r_{შეტ}$, ხოლო რეაქტიული კი X_1 და $X_{შეტ}$.



ნახ.18.2. ეკვივალენტური კონტური

ინდუქციური კავშირის მქონე კონტურთა სისტემა გენერატორის ω_0 სიხშირის მიმართ სხვადასხვა სიხშირეზეა აწყობილი. მოცემული პირობებისას წინაღობა $X_1 = X_2 = 0$, ამიტომ პირველადი კონტურის I_1 დენი ფაზით ემთხვევა გენერატორის ε_1 ემძ-ს (ნახ.18.3).



ნახ.18.3. ვექტორული დიაგრამა

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

მეორად კონტურში I_1 დენი წარმოქმნის ε_2 ემძ-ს, რომელიც ელექტრომაგნიტური ინდუქციის კანონის თანახმად 90° კუთხით ჩამორჩება მას და ტოლია: $\varepsilon_2 = I_1 \omega_0 M$. რადგანაც $X_2 = 0$, დენი მეორად კონტურში ფაზით ემთხვევა ემძ-ს და განისაზღვრება:

$$I_2 = \frac{\varepsilon_2}{r_2} = \frac{I_1 \omega_0 M}{r_2}. \quad (18.20)$$

ეს დენი, თავის მხრივ, აღძრავს ε'_1 ემძ-ს პირველად კონტურში, რომელიც I_2 დენს 90° -იან კუთხით ჩამორჩება და ტოლია:

$$\varepsilon'_1 = I_2 \omega_0 M = \frac{I_1 \omega_0^2 M^2}{r_2}.$$

ვექტორული დიაგრამიდან ჩანს, რომ ε_1 ემძ ფაზით ეწინააღმდეგება ε'_1 ემძ-ს, ე.ი. გენერატორის I_1 დენი ტოლია პირველი კონტურის ჯამური ემძ-ის შეფარდებისა r_1 წინააღმდეგობასთან (რეაქტიული წინააღმდეგობა: $X_1 = 0$).

$$I_1 = \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon'_1}{r_1} = \frac{\varepsilon_1}{r_1} - \frac{I_1 \omega_0^2 M^2}{r_1 r_2} = \frac{1}{r_1} \left(\varepsilon_1 - \frac{I_1 \omega_0^2 M^2}{r_2} \right),$$

აქედან:

$$\varepsilon_1 = I_1 r_1 + \frac{I_1 \omega_0^2 M^2}{r_2} = I_1 \left(r_1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{r_2} \right),$$

ε_1 -ის გაყოფით I_1 -ზე ვრწმუნდებით, რომ შესავლის წინააღმდეგობა არის აქტიური ხასიათის და შედგება ორი შესაკრებისაგან:

$$R_{\text{შეს}} = r_1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{r_2}. \quad (18.21)$$

r_1 პირველადი კონტურის საკუთარი წინააღმდეგობა, ხოლო მეორე შესაკრები კი არის შეტანილი წინააღმდეგობა:

$$r_{\text{შეტ}} = \frac{\omega_0^2 M^2}{r_2}. \quad (18.22)$$

(18.20) და (18.21) ტოლობების მიღება შეიძლება (18.17) და (18.19) გამოსახულებიდან, თუ მათში ჩავსვამთ $X_1 = 0$ და $X_2 = 0$.

ზემოთქმულიდან გამომდინარე:

$$I_1 = \frac{\varepsilon}{r_1} = \frac{\varepsilon - \varepsilon'_1}{r_1}, \quad I_1 = \frac{\varepsilon_1}{R_{\text{შეს}}} = \frac{\varepsilon_1}{r_1 - r_{\text{შეტ}}}. \quad (18.23)$$

ამ ტოლობებიდან პირველი გვიჩვენებს, რომ პირველად კონტურში დენი მცირდება ε'_1/r_1 სიდიდით, მეორადი კონტურის ინდუქციური დენის ხარჯზე. (18.23) სისტემის მეორე განტოლებიდან ვადგენთ, რომ I_1 დენის შემცირება გამოწვეულია შეტანილი წინააღმდეგობის სიდიდით. პირველი განტოლება ასახავს პროცესის ფიზიკურ არსს, ხოლო მეორე - ამარტივებს გამოთვლებს, მაგრამ არ შეესაბამება ფიზიკურ მოვლენას, რადგან არავითარი წინააღმდეგობა არ შეიძლება „შეტანილიყო“ ერთი წრედიდან მეორეში.

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

პირველ კონტურში შეტანილი წინაღობა წარმოადგენს გენერატორს ისეთივე დატვირთვით, როგორცაა, მთლიანად მეორადი კონტური, ამიტომ P_2 სიმძლავრე, რომელიც მიეწოდება მეორად კონტურს, ტოლია პირველად კონტურში შეტანილ წინაღობაზე გამოყოფილი სიმძლავრის. მათემატიკურად ეს ასე მტკიცდება: მეორად კონტურში I_2 დენის გავლისას r_2 აქტიურ წინაღობაზე გამოიყოფა სიმძლავრე $P_2 = I_2^2 \cdot r_2$. ჩავსვათ (18.20) ამ უკანასკნელში, მივიღებთ:

$$P_2 = I_1^2 \frac{\omega_0^2 M^2}{r_2^2} r_2 = I_1^2 \frac{\omega_0^2 M^2}{r_2} = I_1^2 r_{\text{შეს}}. \quad (18.24)$$

შეკავშირებულ კონტურთა სისტემა ნებისმიერად შეიძლება აეწყოს. კონტურთა სრული წინაღობები, ისევე როგორც, შესატანი საერთო წინაღობა, ცხადია კომპლექსურია:

$$\begin{aligned} Z_1 &= r_1 + jX_1 ; & Z_2 &= r_2 + jX_2 , \\ Z_{\text{შეს}} &= R_{\text{შეს}} + jX_{\text{შეს}} . \end{aligned}$$

რადგან პირველადი კონტურის ε ჯამური ელექტრომაგნიტური ძალა მოდებულია Z_1 წინაღობაზე, ამიტომ I_1 დენი ε -ის მიმართ ფაზით წანაცვლებულია 90° -იანი კუთხით, ხოლო ε_2 მოდებულია Z_2 წინაღობაზე, ამიტომ I_2 დენი ε_2 -ის მიმართ წანაცვლებულია კუთხით:

$$\psi_2 = \text{arctg} \left(\frac{X_2}{r_2} \right).$$

ფარადეის ელექტრომაგნიტური ინდუქციის კანონის თანახმად, I_2 დენი პირველად კონტურში აღძრავს ε'_1 ემძ-ს, რომელიც I_2 დენის ძალას ჩამორჩება 90° -იანი კუთხით. გენერატორის ε_1 ემძ მიიღება, როგორც ε და ε'_1 ვექტორების სხვაობა. შესატანი წინაღობის არგუმენტი:

$$\psi_{\text{შეს}} = \text{arctg} \left(\frac{X_{\text{შეს}}}{R_{\text{შეს}}} \right)$$

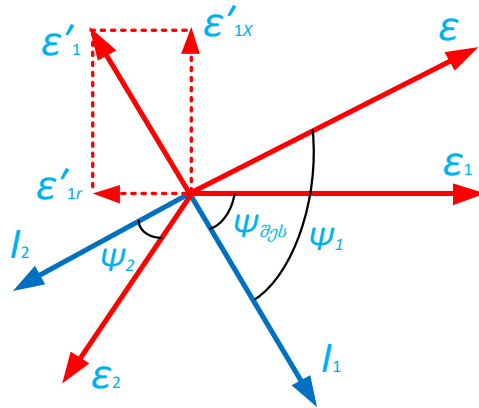
არ არის ტოლი

$$\psi_1 = \text{arctg} \left(\frac{X_1}{r_1} \right)$$

კუთხის ε_1 ვექტორის მდებარეობის მიუხედავად. სხვა სიტყვებით, რომ ვთქვათ, მეორადი კონტურის დენი ცვლის I_1 დენს არა მხოლოდ სიდიდით არამედ ფაზითაც. ეს დასტურდება აგრეთვე ε'_1 ვექტორის ორი მდგენელის არსებობით. ε'_{1r} აქტიური მდგენელი მიმართულია ε_1 ვექტორის საპირისპიროდ, ხოლო ε'_{1X} რეაქტიული მდგენელი კი - ε_1 -სადმი პერპენდიკულარულად.

მეორადი და პირველადი კონტურის წინაღობების რეაქტიულ ხასიათს ადასტურებს ქვემოთ მოცემული ვექტორული დიაგრამა (ნახ.18.4). ამავე დიაგრამიდან ჩანს, რომ შეტანილი წინაღობა არის ტევადური სახის.

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები



ნახ.18.4. ვექტორული დიაგრამა

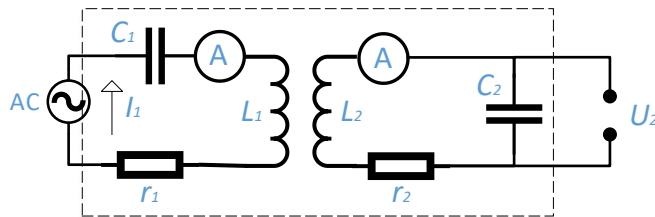
ϵ'_1 -ის გავლენით პირველადი კონტურის დენის ცვლილება ასე მოიცემა:

$$I_1 = \frac{\epsilon}{Z} = \frac{\epsilon_1 + \epsilon'_1}{Z_1} = \frac{\epsilon_1 + \epsilon'_1}{r_1 + jX_1},$$

ხოლო შეტანილი წინაღობის საშუალებით კი:

$$I_1 = \frac{\epsilon_1}{Z_{შეს}} = \frac{\epsilon_1}{R_{შეს} + jX_{შეს}} = \frac{\epsilon_1}{(r_1 + r_{შეს}) + j(X_1 + X_{შეს})}.$$

შეკავშირებულ კონტურზე, როგორც ოთხპოლუსზე მოქმედებს გენერატორის ემძ, ხოლო გამოძახილის როლს ასრულებს ან მეორადი კონტურის I_2 დენი, ან მისი პროპორციული გამოსავლის u_2 ძაბვა, რომელიც მოიხსნება $1/\omega C_2$ ტევადური წინააღობიდან, ან გამოსავლის $P_2 = I_2^2 r_2$ სიმძლავრე (ნახ.18.5).



ნახ.18.5. შეკავშირებული რხევითი კონტური, როგორც წრფივი ოთხპოლუსა

გენერატორიდან მიწოდებული კონტურის P_3 სიმძლავრე იხარჯება პირველად (P_1) და მეორად (P_2) კონტურებში. თუ რხევითი კონტურები გამოიყენება მძლავრ მოწყობილობებში (მაგალითად გადამცემებში), მაშინ ძირითადი ამოცანა არის დიდი P_2 სიმძლავრის მიღება შედარებით მაღალი მ.ქ.კ-ის პირობებში (იგულისხმება შუალედური კონტურის მ.ქ.კ), რომელიც განისაზღვრება გამოსახულებით:

$$\eta_{შუალედ.კონტ.} = \frac{P_2}{P_3} = \frac{P_2}{P_1 + P_2} \quad (18.25)$$

§19. შეკავშირებული რხევითი კონტურის რეზონანსული მახასიათებლები

შეკავშირებულ კონტურთა სისტემის აწყობა ხდება წრედის რეაქტიული მახასიათებლების: X_1 -ის, C_1 -ის, L_1 -ის, X_2 -ის, C_2 -ის და L_2 -ის შერჩევით, შესაბამისად, ხდება $X_{კავ}$ კავშირის წინააღმდეგობისა და $X_{შეტ}$ შეტანილი წინააღმდეგობის შერჩევა. ამ სიდიდეების შერჩევა ხდება M ტრანსფორმაციის კოეფიციენტის ცვლილებით. ამ გზით აწყობის შედეგად მივიღებთ **პირველ და მეორე კერძო რეზონანს, სრულ რეზონანსს და რთულ რეზონანსს**. პირველი კერძო რეზონანსი მიიღწევა მხოლოდ პირველადი კონტურის აწყობით, ხოლო სრული რეზონანსი ორივე კონტურის აწყობით. მეორე კერძო რეზონანსი მიიღება მეორე კონტურის აწყობით. რთული რეზონანსისას ორივე კონტურის აწყობასთან ერთად უნდა შეირჩეს კავშირის წინააღმდეგობა. რთული რეზონანსი - ერთ-ერთი კერძო რეზონანსის შეთანხმება კონტურებს შორის კავშირის ხარისხთან. განვიხილოთ თითოეული მათგანი ცალ-ცალკე.

პირველი კერძო რეზონანსი

შევიწინოთ უცვლელი ω სიხშირე და ε_1 ემძ-ის ეფექტური მნიშვნელობა. შევეცადოთ მივიღოთ მაქსიმალური დენი მეორად კონტურში C_1 ტევალობის შერჩევით, რისთვისაც საჭიროა გავითვალისწინოთ:

ა) C_1 -ის მნიშვნელობაზე დამოკიდებულია, როგორც $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ სიხშირე, ისე $X_1 = \omega L_1 - 1/\omega C_1$ რეაქტიული წინააღმდეგობა;

ბ) X_1 -ის ცვლილება იწვევს $X_{შეს} = X_1 + X_{შეტ}$ და $Z_{შეს} = \sqrt{R_{შეს}^2 + X_{შეს}^2}$ ცვლილებას.

გ) X_1 -ის ცვლილება იწვევს პირველადი კონტურის დენის ცვლილებას:

$$I_1 = \frac{\varepsilon_1}{Z_{შეს}} = \frac{\varepsilon_1}{\sqrt{R_{შეს}^2 + X_{შეს}^2}} \tag{19.1}$$

დ) I_1 დენის პირდაპირპროპორციულად იცვლება ε_2 და I_2 დენი:

$$I_2 = \frac{\varepsilon_1}{Z_2} = \frac{I_1 X_{კავ}}{Z_2} = \frac{\varepsilon_1 \omega M}{Z_2 \sqrt{R_{შეს}^2 + X_{შეს}^2}} \tag{19.2}$$

ამრიგად, პირველ კერძო რეზონანსს შეესაბამება ისეთი X_1 რეაქტიული წინააღმდეგობა, რომელიც სრულად აკომპენსირებს მეორე კონტურში შეტანილ $X_{შეტ}$ წინააღმდეგობას. მაშინ შესატანი წინააღმდეგობა ნულის ტოლი გამოდის:

$$X_1 = -X_{შეტ} \text{ და } X_{შეს} = X_1 + X_{შეტ} = 0,$$

რის გამოც, I_1 და I_2 დენები აღწევს მაქსიმალურ I_{1max} და I_{2max} მნიშვნელობებს. ამ მოვლენას ადგილი აქვს $\omega_1 = \omega_{01}$ საკუთარი სიხშირისას (ნახ.19.1 ა).

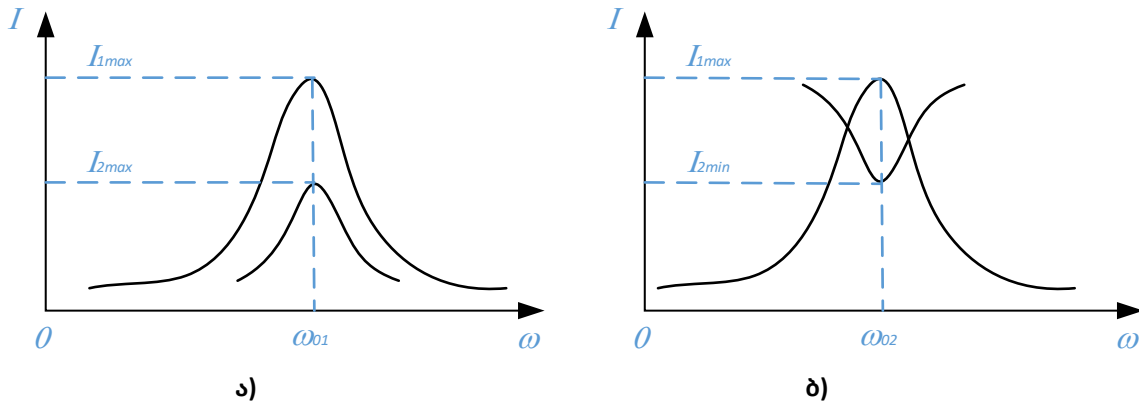
მეორე კერძო რეზონანსი

ვთქვათ მუდმივია პირველადი კონტურის X_1 წინააღმდეგობა, ω სიხშირე და გენერატორის ε_1 ემძ. C_2 ტევალობის ცვლილებით მივიღოთ დენის მაქსიმალური მნიშვნელობა პირველად კონტურში. რად-

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

გან მეორე კონტურის X_2 რეაქტიული წინაღობა დამოკიდებულია $\omega_2 = \omega_{02}$ საკუთარ სიხშირეზე, ამიტომ შეიძლება გვქონდეს შემთხვევა, როცა X_2 წინაღობა სიდიდით ტოლია და ნიშნით კი საპირისპირო მეორე კონტურში შეტანილი წინაღობის.

როცა, I_1 დენი - მაქსიმალურია (I_{1max}), მეორე კონტურის სრული წინაღობა ხდება მაქსიმალური, ხოლო I_{2min} დენი კი - მინიმალური. ე.ი. იწყება მეორე კერძო რეზონანსი. I_2 დენის ზრდას თან სდევს ემძ-ის ზრდა, რომელიც ამ დენით ინდუცირდება პირველად კონტურში. ინდუცირებულ ემძ-სთან ერთად იზრდება მეორე კონტურიდან პირველში შეტანილი წინაღობა. ამის გამო, მცირდება დენი პირველად კონტურში. ამგვარად, მეორე კერძო რეზონანსიდან გადახრა, ე.ი. ω_{02} სიხშირიდან გადახრა, იწვევს მეორად კონტურში I_2 დენის შემცირებას და პირველად კონტურში I_1 დენის ზრდას. კონტურებში დენების ცვლილება, როგორც ეს ნახ.19.1. ბ)-დან ჩანს, სამართლიანია კონტურების მცირე აშლისას.



ნახ.19.1. ა) პირველი კერძო რეზონანსი; ბ) მეორე კერძო რეზონანსი

სრული რეზონანსი

სრული რეზონანსის მისაღწევად აუცილებელია შესრულდეს შემდეგი:

1. ღია მეორადი კონტურისას აწყობენ პირველად კონტურს მასში I_{1max} დენის მისაღებად. რადგან საქმე გვაქვს უკვე ერთ - პირველ კონტურთან, ამიტომ I_{1max} დენი მიიღება მასში, როცა პირველი კონტურის საკუთარი სიხშირე ω_{01} გენერატორის სიხშირის ω_0 ტოლი იქნება: $\omega_1 = \omega_0$, ხოლო რეაქტიული წინაღობა კი $X_1 = 0$.
2. ამყარებენ სუსტ კავშირს და მეორე კონტურს აწყობენ მასში I_{2max} დენის მიღებამდე. ვინაიდან კავშირი სუსტია, შეტანილი წინაღობა შეიძლება უგულებელვყოთ და მივიღებთ, რომ I_2 დენი აღწევს მაქსიმუმს როცა $X_2 = 0$, პირველადი კონტურის ანალოგიურად, ე.ი. I_{2max} დენი მიიღება, როცა მეორე კონტურის საკუთარი სიხშირე ω_{02} ტოლია გენერატორის ω_0 სიხშირის: $\omega_{02} = \omega_0$. ამ ოპერაციების შემდეგ შეტანილი და შესატანი წინაღობების რეაქტიული მდგენელები იქნება:

$$X_{შეტ} = -\frac{\omega_0^2 M^2}{Z_2^2} \cdot X_2 = 0; \quad X_{შეს} = X_1 + X_{შეტ} = 0.$$

ჩრება მხოლოდ აქტიური მდგენელები. მათ შორის შეტანილი წინაღობა განისაზღვრება (18.22) ფორმულით, ხოლო შესატანი წინაღობა კი (18.21) ფორმულით. შესაბამისად, პირველად და მეორად კონტურებში დენის ძალისათვის გვექნება:

$$I_1 = \frac{\epsilon_1}{R_{შეს}} = \frac{\epsilon_1}{r_1 + r_{შეტ}} = \frac{\epsilon_1}{r_1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{r_2}} \tag{19.3}$$

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

$$I_2 = \frac{\varepsilon_2}{r_2} = \frac{I_1 \omega_0 M}{r_2} = \frac{I_1 X_{კვ}}{r_2}. \quad (19.4)$$

3. კონტურებს შორის კავშირს ზრდიან, სანამ დენი მეორად კონტურებში არ მიაღწევს მაქსიმალურ I_{2max} მნიშვნელობას. დენის ძალასა და სიმძლავრეს შორის კავშირი დამოკიდებულია კონტურებს შორის კავშირსა და შეტანილ წინაღობაზე. შეტანილი წინაღობა $r_{შეტ} = \omega_0^2 M^2 / r_2$ პროპორციულია კავშირის $X_{კვ} = \omega_0 M$ წინაღობის, რომელიც ურთიერთკავშირის პირველი ხარისხის პროპორციულია, ე.ი. (19.3)-ის თანახმად I_1 დენი მცირდება მდორედ M -ის ზრდისას, სანამ $r_{შეტ} < r_1$ და გვაქვს სრული რეზონანსი. კონტურებს შორის კავშირი შეიძლება იყოს **ოპტიმალური** ან **კრიტიკული**. თუ კონტურების პარამეტრები ერთნაირი არ არის, მაშინ კრიტიკული ან ოპტიმალური კავშირი განსხვავებულია.

ცნება **კრიტიკული კავშირი** ნიშნავს, რომ ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლის ფორმა მკვეთრად იცვლება, როცა $X_{კვ}$ გადადის კრიტიკულში. ცნება **ოპტიმალური კავშირი** ნიშნავს, რომ როცა: $X_{კვ} = X_{კვ.კრ}$ ($r_{შეტ.კრ} = r_1$), მეორად კონტურში რხევის სიმძლავრე მაქსიმალურია:

$$P_{2max} = I_{2max}^2 r_2.$$

გამოვსახოთ კრიტიკული კავშირისას შეტანილი წინაღობა ფორმულით:

$$r_{შეტ.კრ} = \frac{X_{კვ.კრ}^2}{r_2}.$$

სრული რეზონანსის პირობაა $r_{შეტ.კრიტ} = r_1$. ეს იმასაც ნიშნავს რომ:

$$X_{კვ.კრ} = \sqrt{r_{შეტ.კრ} \cdot r_2} = \sqrt{r_1 \cdot r_2}, \quad (19.5)$$

(19.3) და (19.4) დენები კონტურებში დებულობს მნიშვნელობებს:

$$I_{1max} = \frac{\varepsilon_1}{r_1 + r_{შეტ.კრ}} = \frac{\varepsilon_1}{2r_1}. \quad (19.6)$$

$$I_{2max} = \frac{I_{1max} \cdot X_{კვ.კრ}}{r_2} = \frac{\varepsilon_1 \sqrt{r_1 \cdot r_2}}{2r_1 r_2} = \frac{\varepsilon_1}{2\sqrt{r_1 \cdot r_2}} \quad (19.7)$$

ვისარგებლებთ რა (18.24) და (18.25) გამოსახულებებით პირველადი კონტურის რხევითი ენერგია გამოისახება ამ კონტურის დენით:

$$P_{კონტ} = P_1 + P_2 = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2 = I_1^2 r_1 + I_1^2 r_{შეტ},$$

და შუალედური კონტურის **მქ** იქნება:

$$\eta_{შუალედ.კონტ.} = \frac{P_2}{P_{კონტ}} = \frac{I_1^2 r_{შეტ}}{I_1^2 r_1 + I_1^2 r_{შეტ}} = \frac{r_{შეტ}}{r_1 + r_{შეტ}}. \quad (19.8)$$

აქედან გამომდინარეობს, რომ კავშირის გაძლიერებისას, იზრდება რა $r_{შეტ}$ წინაღობა, ასევე იზრდება **მქ**.

მძლავრ მოწყობილობებში სადაც აუცილებელია **მქ**-ს დიდი მნიშვნელობა, საჭიროა კონტურებს შორის კავშირის ზრდა, მიუხედავად იმისა, რომ ეს იწვევს მარგი სიმძლავრის შემცირებას.

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

გამოსავლის u_{2max} დაბვა მოიხსნება ტევადური წინაღობიდან:

$$\frac{1}{\omega C_2} = \rho_2 ,$$

ერთნაირი კონტურებისას ($r_1 = r_2 = r, \rho_1 = \rho_2 = \rho$):

$$u_{2max} = I_{2max}\rho_2 = \frac{\varepsilon_1 \rho_2}{2\sqrt{r_1 r_2}} = \frac{\varepsilon_1 \rho}{2r} = \frac{\varepsilon_1 Q}{2}$$

ხოლო დაბვის გადაცემის კოეფიციენტი:

$$K_{max} = \frac{u_{2max}}{\varepsilon_1} = \frac{Q}{2} \tag{19.9}$$

ნაკლებია რეზონანსულ მნიშვნელობაზე. შეკავშირებულ კონტურებში გენერატორის სიმძლავრის მხოლოდ ნახევარი მიეწოდება მეორად კონტურს, მეორე ნახევარი კი იკარგება პირველად კონტურში.

(19.5) ტოლობის მარცხენა და მარჯვენა ნაწილი გავყოთ $\sqrt{\omega_0 L_1 \omega_0 L_2}$ -ზე და გარდავქმნათ ისინი ცალ-ცალკე, მივიღებთ:

$$\begin{aligned} \frac{X_{კავ კრ}}{\sqrt{\omega_0 L_1 \omega_0 L_2}} &= \frac{\omega_0 M_{კრ}}{\sqrt{\omega_0 L_1 \omega_0 L_2}} = \frac{M_{კრ}}{\sqrt{L_1 L_2}} = K_{კრ} , \\ \sqrt{\frac{r_1 r_2}{\omega_0 L_1 \omega_0 L_2}} &= \sqrt{\frac{r_1 r_2}{\rho_1 \rho_2}} = \sqrt{d_1 d_2} , \\ K_{კრ} &= \sqrt{d_1 d_2} . \end{aligned} \tag{19.10}$$

სადაც $K_{კრ}$ - კავშირის კრიტიკული კოეფიციენტია; d_1 და d_2 - პირველი და მეორე კონტურის მილევის კოეფიციენტებია. სრული რეზონანსისას პირველ ორ პირობას ($X_1 = 0, X_2 = 0$) დაემატა (19.10)-ე ფორმულით განსაზღვრული მესამე პირობა.

ამრიგად, სრული რეზონანსის მისაღებად აუცილებელი სამი პირობაა:

- 1) პირველი კონტურის $X_1 = 0$ რეაქტიული წინაღობა უნდა უდრიდეს ნულს,
- 2) მეორე კონტურის $X_2 = 0$ რეაქტიული წინაღობა უნდა უდრიდეს ნულს,
- 3) კავშირის კრიტიკული კოეფიციენტი უნდა აკმაყოფილებდეს (19.10) ფორმულით განსაზღვრულ პირობას.

ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებელი (ასმ)

ვთქვათ, LCR კონტურის ვარგისობა არის - Q , ხოლო რხევის საკუთარი სიხშირეა - ω_0 . შემოვიფარგლოთ მცირე ფარდობითი აძლის პირობით:

$$\frac{1}{\omega C} \approx \frac{1}{\omega_0 C} = \rho, \quad u_2 = \frac{1}{\omega C} I_2 = I_2 \cdot \rho.$$

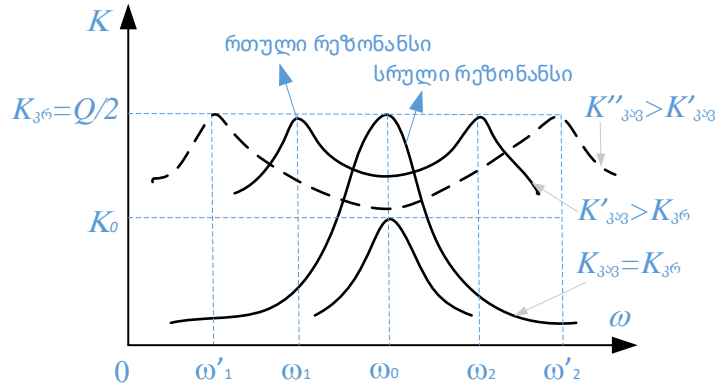
u_2 -ისა და I_2 -ის დამოკიდებულებებიდან გამომდინარეობს, რომ შეკავშირებულ კონტურთა სისტემის **ასმ** დაბვისა და ღენის მიმართ ერთნაირია. ამასთან, მისი ფორმა ერთმაგი კონტურის ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლისაგან განსხვავდება არა მხოლოდ Q ვარგისობით, არამედ $K_{კავ}$ კოეფიციენტითაც.

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

განვიხილოთ ასმ, რომელიც გადაღებულია $K_{კვ}$ კოეფიციენტის სამი მნიშვნელობისას, რომლებიც ტოლია, ნაკლებია ან მეტია კავშირის კრიტიკულ კოეფიციენტზე (ნახ.19.2).

ვისარგებლოთ ელექტრული წრედების ცნობილი დამკვირვებელი: მაქსიმალური სიმძლავრის გამოყოფისათვის საჭიროა წრედის წინაღობა იყოს გენერატორის წინაღობის კომპლექსურად შუღლებული. მოცემულ შემთხვევაში პირველად კონტურს აქვს კომპლექსური $r_1 + jX_1$ წინაღობა, თუ გენერატორის ემძ არის ε_1 და შეტანილი წინაღობა კი $r_{შეტ} + jX_{შეტ}$, მაშინ მეორედ კონტურში მაქსიმალური სიმძლავრის მისაღებად უნდა შესრულდეს პირობა:

$$X_1 + X_{შეტ} = 0 \quad \text{და} \quad r_{შეტ} = r_1.$$



ნახ.19.2. კავშირის კოეფიციენტის დამოკიდებულება სიხშირეზე

კრიტიკული კავშირისას ($K_{კვ} = K_{კრ}$) და გენერატორის $\omega = \omega_0$ სიხშირისას, ეს პირობა დაცულია, რადგან სრული რეზონანსი, რომლის დროსაც $X_{შეტ} = X_1 = X_2 = 0$ და $r_{შეტ} = r_1$, ამიტომ დაბვის მიმართ გადაცემის კოეფიციენტი აღწევს მაქსიმალურ $K_m = \frac{Q}{2}$ მნიშვნელობას. ω -ს განსხვავება ω_0 -სგან იწვევს კონტურის აშლას, რის გამოც, მცირდება დაბვის მიმართ გადაცემის კოეფიციენტი.

კრიტიკულზე ნაკლები კავშირის კოეფიციენტის მნიშვნელობისას ($K_{კვ} < K_{კრ}$, ისევე როგორც $K_{კვ} = K_{კრ}$ -სას), ამპლიტუდა-სიხშირულ მახასიათებელს $\omega = \omega_0$ სიხშირეზე აქვს $K_{კვ} = K_0$ მაქსიმუმი. ეს მაქსიმუმი ზღვრულზე ნაკლებია ($K_0 < K_m$), რადგან: r_1 წინაღობა რჩება უცვლელი, ხოლო შეტანილი $r_{შეტ}$ წინაღობა მცირეა r_1 -ზე. მართლაც, ურთიერთინდუქციისას, როცა: $M < M_{კრ}$ და $\omega = \omega_0$:

$$r_{შეტ} = \frac{\omega_0^2 M^2}{r_2} < \frac{\omega_0^2 M_{კრ}^2}{r_2} = r_1. \tag{19.11}$$

თუ კავშირის კოეფიციენტი მეტია კრიტიკულზე ($K_{კვ} > K_{კრ}$, $M > M_{კრ}$) და $\omega = \omega_0$, მაშინ დაბვის მიმართ გადაცემის კოეფიციენტის მოდული ვერ აღწევს თავის მაქსიმალურ $K_m = Q/2$ მნიშვნელობას. ამის მიზეზი არის ის, რომ: $r_{შეტ} \neq r_1$.

როდესაც $\omega \neq \omega_0$, მაშინ (18.18) ტოლობის თანახმად, გვაქვს:

$$r_{შეტ} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} \cdot r_2 = \frac{\omega^2 M^2}{r_2^2 + X_2^2} \cdot r_2.$$

განსაზღვრულ სიხშირეზე, რომელთაგან ერთი მცირეა ($\omega = \omega_1 < \omega_0$), მეორე კი აღემატება ($\omega = \omega_2 > \omega_0$), მაშინ (19.11) ტოლობის გათვალისწინებით, გვაქვს:

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

$$r_{\text{მეტ}} = r_1 ;$$

$$\frac{r_2 \omega^2 M^2}{Z_2^2} = r_1. \quad (19.12)$$

(18.19) ფორმულის საფუძველზე გამოდის, რომ შეტანილი წინაღობის რეაქტიული ნაწილი პირველ კონტურში არის:

$$X_{\text{მეტ}} = \frac{-\omega_1^2 M^2}{Z^2} \cdot X_2 = -\frac{r_1}{r_2} \cdot X_2 ,$$

რადგან კონტურები იდეალურია ($r_1 = r_2$; $X_1 = X_2$), ამიტომ:

$$X_{\text{მეტ}} = -\frac{X_2 r_1}{r_2} = -\frac{X_1 r_1}{r_1} = -X ,$$

ე.ი. პირველ კონტურში შეტანილი რეაქტიული წინაღობა რიცხობრივად ტოლი და ნიშნით საპირისპიროა პირველადი კონტურის საკუთარი რეაქტიული წინაღობის. აქედან შესავლის წინაღობის რეაქტიული მდგენელი იქნება:

$$X_{\text{შეს}} = X_1 + X_{\text{მეტ}} = 0 .$$

ეს კი როგორც ვიცით რეზონანსის ნიშანია, ამ დროს მიღებულ რეზონანსს **რთული რეზონანსი** ეწოდება.

გავაგრძელოთ კონტურთა აშლა. ვნახავთ, რომ I_2 და K **გადაცემის კოეფიციენტი** მცირდება, რადგან იზრდება X_2 , შესაბამისად მცირდება $r_{\text{მეტ}}$ წინაღობა და იგი ნაკლები ხდება r_1 -ზე ($r_{\text{მეტ}} < r_1$).

შეიძლება გავაკეთოთ შემდეგი დასკვნა:

1. კრიტიკულზე ნაკლები კავშირის კოეფიციენტისას, ამპლიტუდა-სიხშირულ მახასიათებელს აქვს ერთი მაქსიმუმი, რომელიც ზღვრულ მნიშვნელობაზე ნაკლებია ($K_0 < K_m$). კრიტიკული კავშირის ეს მაქსიმუმი აღწევს უდიდეს მნიშვნელობას K_m (სრული რეზონანსი), ხოლო კრიტიკულზე მაღალი კავშირისას გვაქვს ორი მაქსიმუმი იმავე დონეზე K_m (რთული რეზონანსი).
2. თუ (19.12) ფორმულაში ჩავსვათ $X_1 = 0$ და $X_2 = 0$, რომლებიც მიღებულია რთული რეზონანსისათვის, მაშინ მიიღება სრული რეზონანსის პირობა:

$$\omega_{1,2} M = Z_2 \sqrt{\frac{r_1}{r_2}} = \sqrt{r_2^2 + X_2^2} \cdot \sqrt{\frac{r_1}{r_2}} = r_2 \sqrt{\frac{r_1}{r_2}} = \sqrt{r_1 r_2} = \omega_0 M_{3\text{რ}} .$$

რთული რეზონანსის კერძო შემთხვევას წარმოადგენს **სრული რეზონანსი**. სრული რეზონანსი მიიღება კონტურებს შორის კრიტიკული კავშირისას $\omega = \omega_0$ საკუთარი რხევის სიხშირეზე:

$$M = M_{3\text{რ}}, \quad X_{3\text{ავშ}} = X_{3\text{ავ.3რ}} = \sqrt{r_1 r_2} .$$

ხოლო რთული რეზონანსი მიიღება, როცა $\omega_1 < \omega_0$, $\omega_2 > \omega_0$:

$$M > M_{3\text{რ}}, \quad X_{3\text{ავშ}} = \omega_1 M = Z_2 \sqrt{\frac{r_1}{r_2}} .$$

რთული და სრული რეზონანსების შედეგი პრაქტიკულად ერთნაირია:

$$I_2 = I_{\text{max}}; K = K_{\text{max}} .$$

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

3. რთულ რეზონანსზე აწყობა უფრო ხანგრძლივი პროცესია, ვიდრე სრულ რეზონანსზე. ჯერ ვამყარებთ ერთ-ერთ კერძო რეზონანსს (მაგალითად, $X_1 = -X_{შეტ}$), შემდეგ ვარჩევთ ოპტიმალურ კავშირს ($r_{შეტ} = r_1$). ოპტიმალური კავშირის შერჩევა იწვევს $X_1 = -X_{შეტ}$ ტოლობის რღვევას, ამიტომ საჭირო ხდება პირველადი კონტურის კიდევ დამატებითი აწყობა.

კავშირის სიხშირე

რთული რეზონანსის პირობას $X_1 = -X_{შეტ}$ ინდუქციური კავშირისას (უდანაკარგო კონტურებისას) ($X_{კავ} = \omega M, L_1 = L_2 = L, C_1 = C_2 = C, r_1 = r_2 = 0$) აქვს შემდეგი სახე:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = \frac{\omega^2 M^2}{\omega L - \frac{1}{\omega C}}, \quad \text{ი.ი.} \quad \omega L - \frac{1}{\omega C} = \pm \omega M.$$

ამ უკანასკნელი ტოლობის ორივე მხარის ωL სიდიდეზე გაყოფით და $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ -ის გათვალისწინებით, მივიღებთ:

$$1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} = \pm \frac{M}{L} = \pm K_{კავ}.$$

აქედან სიხშირისთვის მივიღებთ:

$$\omega = \omega_1 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + K_{კავ}^2}}; \quad \omega = \omega_2 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - K_{კავ}^2}}. \quad (19.13)$$

რადგან $\omega = \omega_1$ და $\omega = \omega_2$ დამოკიდებულია კავშირის კოეფიციენტზე, ამიტომ ω სიხშირეს **კავშირის სიხშირე** ეწოდება. ორი სიხშირის არსებობა და მათი დამოკიდებულება კავშირის ($K_{კავ}$) კოეფიციენტზე ასე აიხსნება.

ყოველი შეკავშირებული კონტური არის მიმდევრობითი კონტური, იმის გამო, რომ $\omega < \omega_0$ წინაღობა $X_1 < 0, X_2 < 0$, და $X_{შეტ} > 0$. როცა $\omega > \omega_0$, მაშინ პირიქით, $X_1 > 0, X_2 > 0$ და $X_{შეტ} < 0$. გარდა ამისა, რაც უფრო მეტია $K_{კავ}$, მით მეტია $|X_{შეტ}|$ და რადგან (19.13)-ის თანახმად $K_{კავ}$ -ის ზრდისას ω_1 და ω_2 სიხშირეები უფრო მეტად გადაიხრება ω_0 -დან, ამიტომ კონტურის ხელმეორედ აწყობა იქნება საჭირო.

რეალურ კონტურებში, რომელთა მიღევის კოეფიციენტიც არის d , ω_1 და ω_2 -ის განსხვავება ω_0 -სგან გვაძლევს $K_{კავ} = 0$ ტოლობას, ხოლო სრული რეზონანსისას $K_{კავ} = K_{გრ} = d$.

§20. შეკავშირებული რხევითი კონტურის ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებელი (ასმ)

ვთქვათ, გვაქვს ორი ინდუქციურად შეკავშირებული კონტური, ამასთან თითოეული წარმოადგენს მიმდევრობით რხევით კონტურს:

$$\dot{Z}_1 = \dot{Z}_2 = \dot{Z} = r(1 + ja) \text{ და } \dot{Z}_{კავ} = j\omega M.$$

ჩავწეროთ ამ კონტურებში დენის ძალის კომპლექსური გამოსახულებები:

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

$$\begin{aligned}
 i_1 &= \frac{\dot{\epsilon}_1}{\dot{Z}_2} = \frac{\dot{\epsilon}_1}{\dot{Z}_1 - \frac{\dot{Z}_{33}^2}{\dot{Z}_2}} = \frac{\dot{\epsilon}_1}{\dot{Z} - \frac{(j\omega M)^2}{\dot{Z}}} = \frac{\dot{\epsilon}_1}{\dot{Z} + \frac{(\omega M)^2}{\dot{Z}}}, \\
 i_2 &= -\frac{\dot{i}_1 Z_{33}}{\dot{Z}_2} = -\frac{\dot{\epsilon}_1 j\omega M}{\dot{Z} \left(\dot{Z} + \frac{\omega^2 M^2}{\dot{Z}} \right)} = -\frac{\dot{\epsilon}_1 j\omega M}{\dot{Z}^2 + \omega^2 M^2}.
 \end{aligned} \tag{20.1}$$

გამოსავლის u_2 დაბვა მოიხსნება მეორე კონტურის კონდენსატორიდან, რადგან:

$$\frac{1}{\omega C} = -\frac{1}{j\omega C} = -j\rho,$$

ამიტომ:

$$\begin{aligned}
 u_2 &= -j\dot{i}_2\rho = -j^2 \frac{\dot{\epsilon}_1 \omega M \rho}{\dot{Z}^2 + \omega^2 M^2} = -\frac{\dot{\epsilon}_1 \omega M \rho}{r^2(1 + ja) + \omega^2 M^2} = \\
 &= -\frac{\dot{\epsilon}_1 \omega M \rho}{r^2 \left[(1 + ja)^2 + \frac{\omega^2 M^2}{r^2} \right]} = \frac{\dot{\epsilon}_1 \omega M Q}{r \left[(1 + ja)^2 + \frac{\omega^2 M^2}{r^2} \right]},
 \end{aligned}$$

კავშირის კოეფიციენტის შეფარდებას კრიტიკული კავშირის კოეფიციენტთან აღვნიშნოთ η -თი.

$$\eta = \frac{K_{33}}{K_{33\text{კრიტ}}} = \frac{X_{33}}{X_{33\text{კრიტ}}} = \frac{\omega M}{\sqrt{r_1 r_2}} = \frac{\omega M}{r},$$

მაშინ, დაბვის მიმართ გადაცემის კოეფიციენტი:

$$\begin{aligned}
 \dot{K} &= \frac{\dot{u}_2}{\dot{\epsilon}_1} = -\frac{\omega M Q}{r \left[(1 + ja)^2 + \frac{\omega^2 M^2}{r^2} \right]} = -\frac{Q\eta}{(1 + ja)^2 + \eta^2} = -\frac{Q\eta}{1 + 2ja - a^2 + \eta^2} = \\
 &= -\frac{Q\eta}{(1 + \eta^2 - a^2) + 2ja} = \frac{Q\eta[(1 + \eta^2 - a^2) - 2ja]}{[(1 + \eta^2 - a^2) + 2ja][(1 + \eta^2 - a^2) - 2ja]} = \\
 &= \frac{Q\eta(1 + \eta^2 - a^2)}{(1 + \eta^2 - a^2)^2 + 4a^2} - j \frac{2aQ\eta}{(1 + \eta^2 - a^2)^2 + 4a^2} = \text{Re}(K) + \text{Im}(K).
 \end{aligned}$$

ამ კოეფიციენტის მოდული კი იქნება:

$$\begin{aligned}
 K &= \sqrt{(\text{Re}(\dot{K}))^2 + (\text{Im}(\dot{K}))^2}, \\
 K &= \frac{Q\eta}{\sqrt{(1 + \eta^2 - a^2)^2 + 4a^2}}.
 \end{aligned} \tag{20.2}$$

(20.2) გამოსახულება გადავწეროთ შემდეგი სახით:

$$\begin{aligned}
 K &= \frac{Q\eta}{\sqrt{(1 + \eta^2)^2 - 2(1 + \eta^2)a^2 + a^4 + 4a^2}} = \frac{Q\eta}{\sqrt{(1 + \eta^2)^2 - 2a^2 - 2\eta^2 a^2 + 4a^2 + a^4}} = \\
 &= \frac{Q\eta}{\sqrt{(1 + \eta^2)^2 + 2(1 - \eta^2)a^2 + a^4}}.
 \end{aligned} \tag{20.3}$$

თავი IV. შეკავშირებულ კონტურთა სისტემები

როცა $a = 0$ (20.3)-დან გვაქვს:

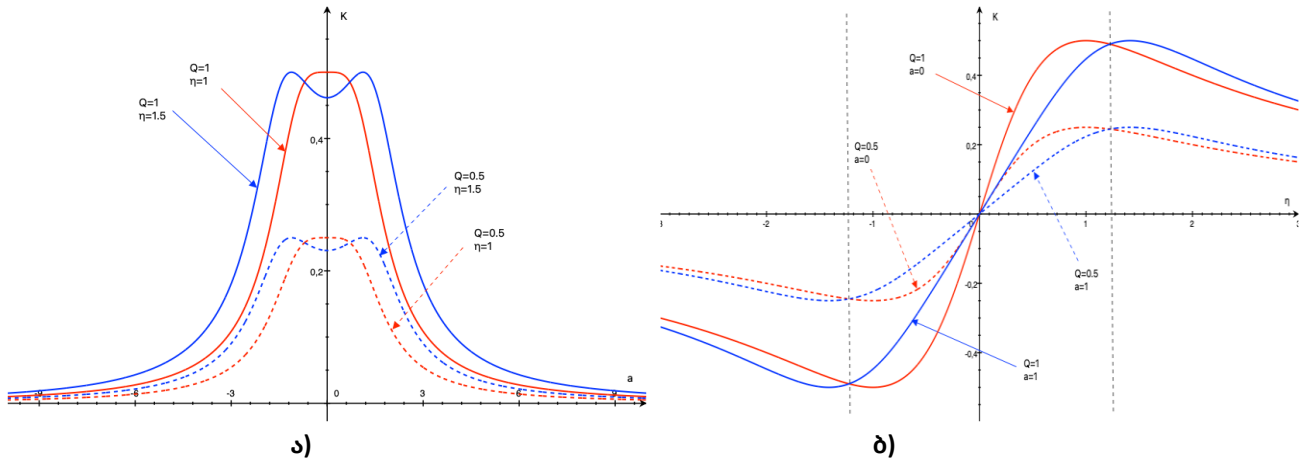
$$K|_{a=0} = \frac{\eta Q}{1 + \eta^2}. \quad (20.4)$$

როცა $\eta = 1$ მაშინ:

$$K|_{\eta=1} = \frac{Q}{\sqrt{4 + a^4}}. \quad (20.5)$$

(20.5)-ე ტოლობის თანახმად, K კოეფიციენტი მცირდება a აშლის ზრდით და არ არის დამოკიდებული მის ნიშანზე, რადგან ლუწ ხარისხშია. (20.2)-ის თანახმად, როცა $\eta \leq 1$ ასმ ერთმაქსიმუმია, ხოლო როცა $\eta = 1.5$, მაშინ a აშლის ზრდა იწვევს ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლის გაგანიერებას, ამავე დროს, ის ორ მაქსიმუმია ხდება. Q ვარგისობა გავლენას ახდენს მახასიათებლის ამპლიტუდაზე. რაც უფრო მეტია ის, მით უფრო დიდია მახასიათებლის ამპლიტუდა (ნახ.20.1 ა).

ნახ.20.1.ბ)-ზე მოცემულია $K(\eta)$ დამოკიდებულება a და Q -ს სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის. Q ვარგისობა განსაზღვრავს ამპლიტუდის პიკს. რაც უფრო მაღალია Q , მით უფრო დიდია ამპლიტუდის პიკი, ხოლო a აშლის ზრდისას, ის წაანაცვლებს კოორდინატა სათავიდან მარჯვნივ. $K(\eta)$ სიმეტრიულია სათავის მიმართ, ხოლო $K(a)$ კი სათავეში გამავალი ორდინატა ღერძის მიმართ. შესაბამისად, $K(\eta)$ -ს კენტი, ხოლო $K(a)$ კი ლუწი სიმეტრია აქვს.



ნახ.20.1. ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებელი (ასმ). ა) $K(a)$ დამოკიდებულება η და Q სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის, ბ) $K(\eta)$ დამოკიდებულება, როცა $a = 0$ (წითელი მრუდი), $a = 1$ (ლურჯი მრუდი), $Q = 0.5$ (წყვეტილი მრუდი), $Q = 1$ (უწყვეტი მრუდი)

თავი V. ანალოგური სიგნალების მოდულაცია

§21. ამპლიტუდა-მოდულირებული სიგნალი

პირობითად რხევითი პროცესები დავყოთ მაღალი და დაბალი სიხშირის რხევებად. მს, უმრავლეს შემთხვევაში, ბგერითი სიხშირის დიაპაზონშია (20 ჰც - 30 კჰც) და მიეკუთვნება დაბალი სიხშირის დიაპაზონს. უშუალოდ მს-ის გადაცემა დიდ მანძილზე, დანაკარგების გარეშე, საკმაოდ რთულია და ზოგჯერ შეუძლებელიც კი. დაბალ სიხშირეს გრძელი ტალღის სიგრძე შეესაბამება ($f = \frac{c}{\lambda}$, სადაც f - ტალღის სიხშირეა, λ - ტალღის სიგრძეა, $v = c/\sqrt{\epsilon\mu}$ - გარემოში ტალღის გავრცელების სიჩქარეა, ϵ და μ გარემოს დიელექტრიკული და მაგნიტური შეღწევადობებია, $c = 3 \cdot 10^8$ მ/წმ - სინათლის სიჩქარეა ვაკუუმში). საჭირო ხდება დამზადდეს საკმაოდ დიდი ზომის ანტენები (ტალღის სიგრძე ანტენის გრძივი ზომის რიგის უნდა იყოს), რომელთა აგება, გარდა იმისა, რომ ძვირია, ტექნიკურ პრობლემებთანაც არის დაკავშირებული. ამიტომ შედარებით ეკონომიური და ტექნიკურად რეალიზებადია მს-ის გარდაქმნა მაღალსიხშირულ რადიოსიგნალად, რომელიც საშუალებას იძლევა შევამციროთ საანტენო სისტემის გეომეტრიული ზომები. მს-ის უსადენოდ გადასაცემად საჭიროა სიგნალის სპექტრი დაბალი სიხშირის დიაპაზონიდან გადატანილი იქნას მაღალი სიხშირის დიაპაზონში. ამ პროცესს მოდულაცია ეწოდება.

განვიხილოთ უწყვეტი ჰარმონიული რხევითი პროცესი. ვთქვათ ჰარმონიული რხევის ძაბვის მყისი მნიშვნელობა იცვლება კანონით:

$$u = u_m \sin(\omega t + \varphi), \quad (21.1)$$

სადაც, u_m - რხევის ძაბვის ამპლიტუდაა, ω - ციკლური სიხშირეა, ხოლო φ - საწყისი ფაზაა. ვთქვათ, (21.1) განტოლებით მოცემული რხევითი პროცესი მაღალი სიხშირისაა და მისი საშუალებით ვაპირებთ სასარგებლო - მს-ის გადაცემას. ამისათვის საჭიროა სასარგებლო სიგნალის სპექტრი გადატანილი იქნას მაღალი სიხშირის დიაპაზონში. ერთ-ერთი გზა, რომლითაც სასარგებლო სიგნალის სპექტრი შეიძლება გადავიტანოთ (21.1) ფორმულით მოცემული მაღალის სიხშირის სპექტრზე არის ის, რომ დაბალი სიხშირის რხევის ცვლილების კანონით ვიმოქმედოთ $u(t)$ მაღალი სიხშირის, მზიდი სიგნალის რხევის ერთ-ერთ პარამეტრზე (u_m - ამპლიტუდაზე, ω - სიხშირეზე ან φ - ფაზაზე). ეს აუცილებელია, რადგან მუდმივი ამპლიტუდის, სიხშირისა და ფაზის პირობებში მს-ის გადაცემა შეუძლებელია. სიგნალის გადასაცემად საჭიროა ამპლიტუდის ან მყისი ფაზის ცვლილება განვანორციელოთ მს-ის ცვლილების კანონით.

პროცესს, რომლის დროსაც მს-ის ოსცილაციების მიხედვით იცვლება მაღალსიხშირული, მზიდი სიგნალის ამპლიტუდა, **ამპლიტუდური მოდულაცია AM (Amplitude Modulation)** ეწოდება. ამპლიტუდური მოდულაციის განხორციელებისათვის საჭიროა (21.1) მზიდი სიგნალის ამპლიტუდა იცვლებოდეს დაბალი სიხშირის $s(t)$ კანონით:

$$u_m = u_0 + \Delta u \cdot s(t), \quad (21.2)$$

თავი V. ანალოგური სიგნალების მოდულაცია

u_0 – მატალსიხშირული, მს-ის ამპლიტუდაა მოდულაციის განხორციელებამდე, ცხადია $u_m = u_0$ როცა $s(t) = 0$, ხოლო Δu - ამპლიტუდის ნაზრდია. (21.2) გავითვალისწინოთ (21.1)-ში, მივიღებთ:

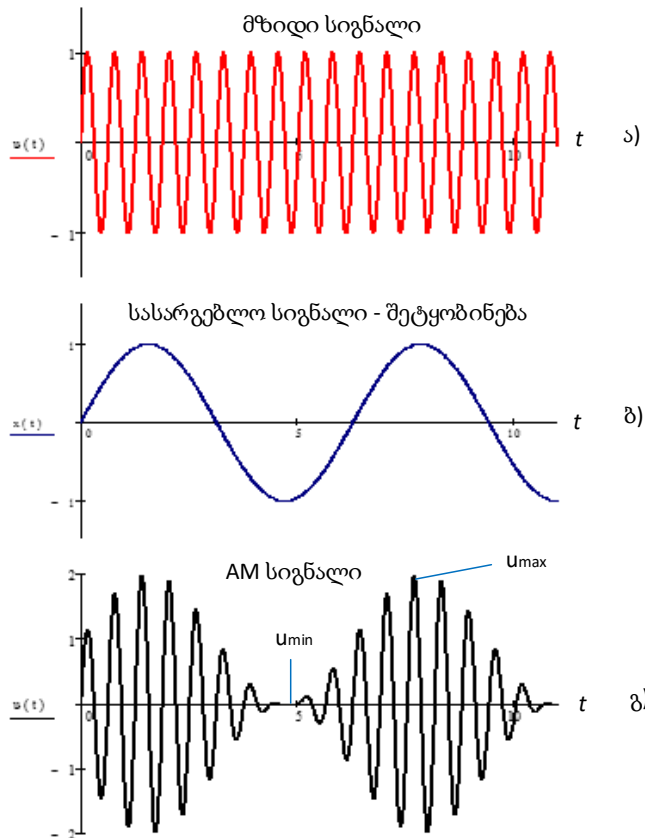
$$u = [u_0 + \Delta u \cdot s(t)]\sin(\omega t + \varphi) = u_0[1 + m \cdot s(t)]\sin(\omega t + \varphi), \quad (21.3)$$

სიდიდეს:

$$m = \frac{\Delta u}{u_0}$$

მოდულაციის კოეფიციენტი ეწოდება, იგი განსაზღვრავს მოდულაციის სიღრმეს.

(21.3)-ე ფორმულა გამოსახავს **AM-სიგნალს**, რომელიც მიიღება მაღალი და დაბალი სიხშირის რხევათა ნამრავლით. შედეგი ასახულია მზიდი სიგნალის ამპლიტუდაში. მზიდი სიგნალის, ანუ **სამოდულაციო სიგნალის** ამპლიტუდის ცვლილება დროში მოცემულია ნახ.21.1 ა)-ზე, ხოლო **მს-ის ანუ მამოდულირებელი სიგნალის** ამპლიტუდის ცვლილება მოცემულია ნახ.21.1 ბ)-ზე. **AM-სიგნალის** ამპლიტუდის ცვლილება დროში ნაჩვენებია ნახ.21.1 გ)-ზე.



ნახ.21.1. ა) მაღალი სიხშირის მზიდი სიგნალი; ბ) დაბალი სიხშირის მს; გ) მოდულირებული სიგნალი

თუ დავაკვირდებით ნახ.21.1 გ)-ს, მოდულაციის კოეფიციენტი შეიძლება ასეც ჩავწეროთ:

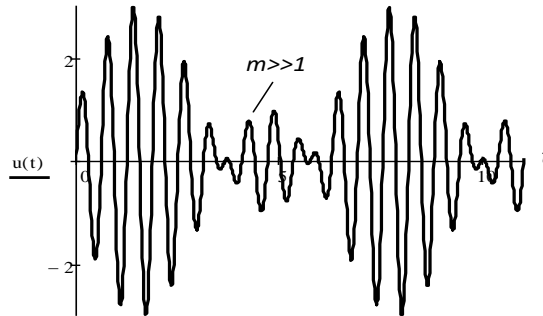
$$m = \frac{\Delta u}{u_0} = \frac{u_{max} - u_{min}}{u_{max} + u_{min}}. \quad (21.4)$$

(21.4)-ის ანალიზიდან ვადგენთ, რომ მოდულაციის კოეფიციენტის ზღვრული მნიშვნელობები მოთავსებულია 0-სა და 1-ს შორის ($0 < m < 1$). თუ $m > 1$ -ზე, მაშინ ადგილი აქვს **ზემოდულაციას** და

თავი V. ანალოგური სიგნალების მოდულაცია

სიგნალი განიცდის დამახინჯებას, ვინაიდან მოდულირებული რხევების მომვლები ზუსტად ვეღარ იმეორებს მამოდულირებელი ფუნქციის ფორმას. ეს განსხვავება მით უფრო მკვეთრია, რაც უფრო მკაცრად სრულდება პირობა: $m \gg 1$ (ნახ.21.2).

ამრიგად, მოდულირებული რხევა მაღალი სიხშირისაა, თუმცა მისი ამპლიტუდა იცვლება დაბალ-სიხშირული მს-ის ცვლილების კანონით. ასეთი რხევის გამოყენება უკვე შეიძლება შორ მანძილზე ინფორმაციის გადასაცემად კომპაქტური ზომის ანტენური სისტემით.



ნახ.21.2. ზემოდრებული სიგნალი ($m \gg 1$)

განვიხილოთ კერძო შემთვევა, ვთქვათ მს იცვლება შემდეგი კანონით:

$$s(t) = \sin(\Omega t), \tag{21.5}$$

მაშინ მზიდი სიგნალის რხევა (21.1) ფორმულის საფუძველზე ჩაიწერება გამოსახულებით:

$$u = u_0 [1 + m \cdot \sin(\Omega t)] \sin(\omega t + \varphi),$$

ვისარგებლოთ მარტივი ტრიგონომეტრიული გარდაქმნებით:

$$\sin(\alpha) \cdot \sin(\beta) = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta),$$

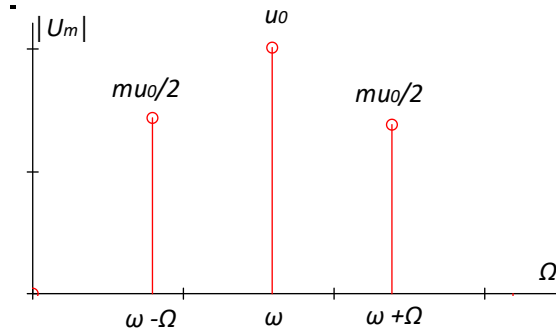
$$\cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta).$$

შედეგად, როცა $\varphi = 0$, მივიღებთ:

$$u = u_0 \sin(\omega t) + \frac{m}{2} u_0 \cos[(\omega - \Omega)t] - \frac{m}{2} u_0 \cos[(\omega + \Omega)t], \tag{21.6}$$

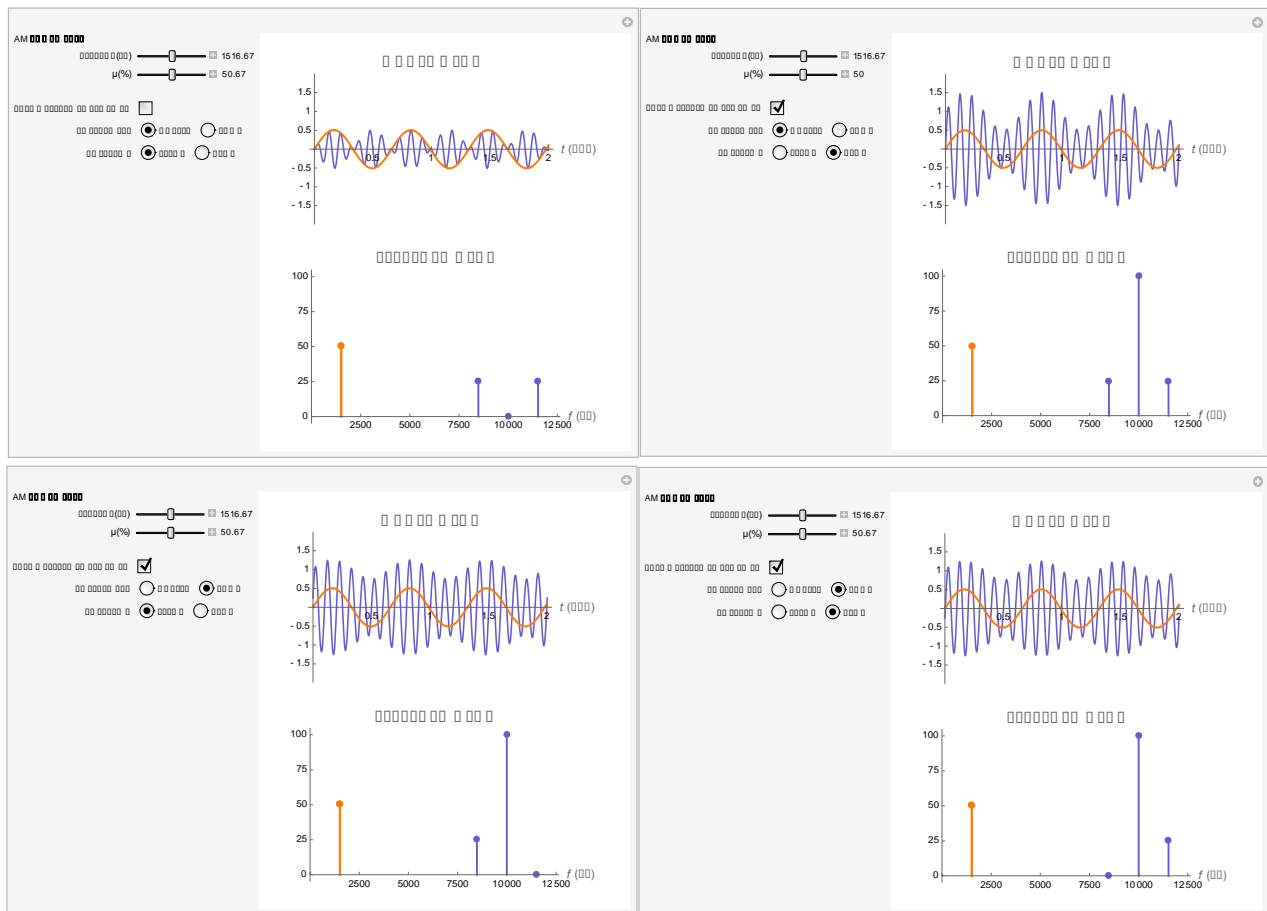
როგორც ვხედავთ, მოდულირებული რხევა სამ მდგენელს შეიცავს. მზიდი სიხშირის მდგენელს და ორ გვერდით მდგენელს, რომელთა $(\omega - \Omega)$ სიხშირის მდგენელი **მარცხენა** ანუ **ქვედა კიღურა მდგენელად** იწოდება, მეორე $(\omega + \Omega)$ კი **მარჯვენა** ანუ **ზედა კიღურა** მდგენელად. კიღურა სიხშირეების მდგენელების ამპლიტუდები მოდულაციის კოეფიციენტის სიდიდეზეა დამოკიდებული და მისი მაქსიმალური მნიშვნელობისას კიღურა მდგენელების ამპლიტუდები მზიდი სიხშირის მდგენელის ამპლიტუდის ნახევარს უდრის. (21.6) ტოლობის სპექტრი დისკრეტულია და მას ნახ.21.3-ზე მოცემული სახე აქვს.

თავი V. ანალოგური სიგნალების მოდულაცია



ნახ.21.3. AM-სიგნალის სპექტრი

ქვედა და ზედა კიღურა მდგენელების სხვადასხვა კომბინაციები ქმნის სხვადასხვა ტიპის AM-სიგნალს. ცხადია კიღურა მდგენელების სხვადასხვა კომბინაციები და მოდულაციის კოეფიციენტის სხვადასხვა მნიშვნელობა დიდ გავლენას ახდენს მოდულაციის თვისებებზე. ნახ.21.4-ზე ილუსტრირებულია AM-სიგნალის დროითი და სიხშირული არე კიღურა მდგენელების სხვადასხვა კომბინაციისას. მს ნაჩვენებია ლურჯად, ხოლო მოდულირებული სიგნალი (სინუსოიდური ტალღა) არის ნარინჯისფერი.



ნახ.21.4. AM-სიგნალის დროითი და სიხშირული არე კიღურა მდგენელების სხვადასხვა კომბინაციისას

თავი V. ანალოგური სიგნალების მოდულაცია

აღსანიშნავია, რომ ამპლიტუდური მოდულაციის ერთ-ერთ სახეს წარმოადგენს ორმხრივი კიდურა მოდულაცია მზიდი სიგნალის ჩახშობით (DSB-SC, ნახ.21.4-ზე პირველი შემთხვევა, აგრეთვე იხილეთ §3). ამ შემთხვევაში მოდულირებული სიგნალი შეიძლება წარმოვადგინოთ გამოსახულებით:

$$u(t) = u_m(t) \cos(\omega t) = u_0[1 + m \cdot s(t)] \cos(\omega t).$$

ვთქვათ, **მს** რთული ფუნქციის სახით არის მოცემული და შეიცავს რამდენიმე სიხშირეს, სხვა სიტყვებით რომ ვთქვათ, **მრავალტონიანია**:

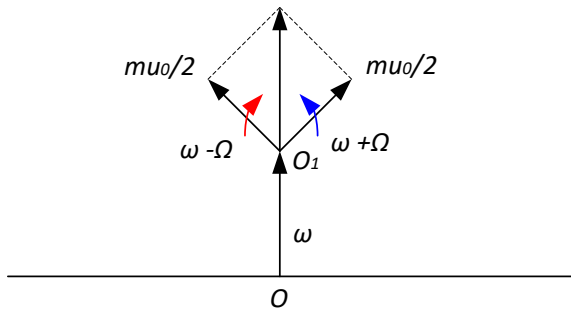
$$x(t) = \sum_{k=1}^{\infty} G_k \cos(k\Omega t + \varphi), \tag{21.7}$$

ამ შემთხვევაში მოდულირებული რხევის განტოლება ასე ჩაიწერება:

$$u = u_0 \left[1 + m \sum_{k=1}^{\infty} G_k \cos(k\Omega t + \varphi) \right] \cos(\omega t),$$

$$u = u_0 \left\{ \cos(\omega t) + \frac{m}{2} \sum_{k=1}^{\infty} G_k \cos[(\omega - k\Omega)t - \varphi] + \frac{m}{2} \sum_{k=1}^{\infty} G_k \cos[(\omega + k\Omega)t + \varphi] \right\}.$$

პროცესის თვალნათლივ წარმოდგენის მიზნით მივმართოთ ვექტორული დიაგრამის მეთოდს (ნახ.21.5). მსჯელობის გასამარტივებლად ვექტორული დიაგრამა გამოვსახოთ მზიდი სიგნალის რხევათა ერთი ტონის მოდულაციისას. სიმარტივისათვის განვიხილოთ ერთტონალური მოდულაციის შემთხვევა, როცა მამოდულირებული - **მს** შეიცავს მხოლოდ ერთ ω სიხშირის რხევას. **მს**-ის სიხშირის რხევა ვექტორულ დიაგრამაზე წარმოვადგინოთ ვექტორით, რომელიც ნახაზის სიბრტყის მიმართ ω კუთხური სიჩქარით ბრუნავს.



ნახ.21.5. ვექტორული დიაგრამა

ამ ვექტორის OO_1 მდებარეობა ღერძის მიმართ ωt კუთხით არის განსაზღვრული. მარჯვენა კიდურა სიხშირის მდგენელი $mu u_0/2$ სიგრძის ვექტორით არის წარმოდგენილი, რომელიც ბრუნავს $(\omega + \Omega)$ კუთხური სიჩქარით, ხოლო მარცხენა კიდურა სიხშირის მდგენელი კი ბრუნავს $(\omega - \Omega)$ კუთხური სიჩქარით. ამ ორი ვექტორის ჯამი ყოველთვის მზიდი სიხშირის მდგენელის გასწვრივია მიმართული და იწვევს მის ცვლილებას. პრინციპში ამაში მდგომარეობს ამპლიტუდის მოდულაციის არსი. ცხადია, ელექტრული

დაბრკოლებები დამატებით ვექტორის სახით ედება მზიდი რხევის ამპლიტუდას და ამახინჯებს შეტყობინების სიგნალს, იწვევს რა მზიდი სიგნალის დამატებით - **პარაზიტულ მოდულაციას**.

§22. სიხშირე-მოდულირებული სიგნალი

სიხშირის მოდულაციის ბუნების გასაგებად, რხევითი პროცესი ჩავწეროთ შემდეგი სახით:

$$u = u_0 \cos[\Psi(t)], \quad (22.1)$$

სადაც $\Psi(t)$ - მყისი ფაზაა. როგორც ვიცით, ფაზასა და სიხშირეს შორის არსებობს შემდეგი დამოკიდებულება:

$$\omega = \frac{d\Psi(t)}{dt}, \quad \Psi(t) = \int \omega dt.$$

სიხშირე-მოდულირებული (FM-Frequency Modulation) რხევების განხილვისას მს-ის სიხშირის ცვლილების კანონით უნდა იცვლებოდეს მზიდი სიგნალის სიხშირე, კერძოდ:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \cdot s(t).$$

თუ ω -ს მნიშვნელობას შევიტანთ მყისი ფაზის ინტეგრალქვეშა გამოსახულებაში, მივიღებთ:

$$\Psi(t) = \int [\omega_0 + \Delta\omega \cdot s(t)] dt = \int \omega_0 dt + \int [\Delta\omega \cdot x(t)] dt = \omega_0 t + \Delta\omega \int s(t) dt.$$

ამ უკანასკნელის გათვალისწინება (22.1)-ში **FM-სიგნალისათვის** გვაძლევს:

$$u = u_0 \cos \left[\omega_0 t + \Delta\omega \int s(t) dt \right], \quad (22.2)$$

ვთქვათ $s(t) = \cos(\Omega t)$, მაშინ:

$$u = u_0 \cos \left[\omega_0 t + \Delta\omega \int x(t) dt \right] = u_0 \cos \left[\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin(\Omega t) \right]. \quad (22.3)$$

(22.3)-ში სიდიდე:

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$$

სიხშირის მოდულაციის ხარისხს განსაზღვრავს და მას **მოდულაციის ინდექსი** ეწოდება, საბოლოოდ **FM-რხევის** განტოლება ასე შეიძლება ჩავწეროთ:

$$u = u_0 \cos[\omega_0 t + \beta \sin(\Omega t)]. \quad (22.4)$$

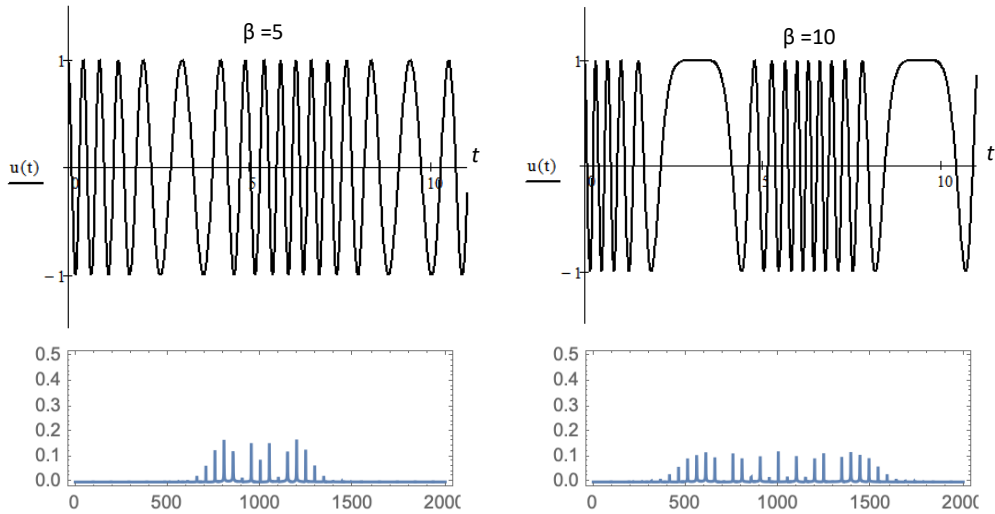
FM-სიგნალის დროში ცვლილება და **ასმ** მოდულაციის სხვადასხვა ინდექსისათვის მოცემულია ნახ.22.1-ზე. მოდულაციის ინდექსის ზრდასთან ერთად სპექტრის სიგანე უფრო ფართე ხდება, ხოლო სპექტრის ამლიტუდის სიდიდე მცირდება.

თუ გამოვიყენებთ ცვლადი არგუმენტის მქონე ფუნქციის მნიშვნელობას, მაშინ (22.4) შეიძლება ბესელის ფუნქციის დახმარებით უსასრულო მწკრივის სახით გავშალოთ და მივიღოთ **FM-სიგნალის** სპექტრული შემადგენლობა:

$$u = u_0 \left[J_0(\beta) \cos(\omega_0 t) + \sum_{k=1}^{\infty} J_k(\beta) \cos[(\omega_0 + k\Omega)t] + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_k(\beta) \cos[(\omega_0 - k\Omega)t] \right]. \quad (22.5)$$

სადაც $J_0(\beta)$ - β არგუმენტის ნულოვანი რიგის ბესელის ფუნქციაა, ხოლო $J_k(\beta)$ - β არგუმენტის k -ური რიგის ბესელის ფუნქციაა.

თავი V. ანალოგური სიგნალების მოდულაცია



ნახ.22.1. FM-სიგნალი და მისი ამპლიტუდური სპექტრი მოდულაციის ინდექსის სხვადასხვა მნიშვნელობისას

გასაგებია, რომ **FM-სიგნალს** პრაქტიკულად ფართო სპექტრი აქვს. იგი შემოსაზღვრულია, რადგან ბესელის ფუნქციები კრებადი ფუნქციებია. ცნობილია, რომ ბესელის ფუნქცია სწრაფად მიღევადია, როცა ფუნქციის რიგი არგუმენტის ტოლი ხდება. ამიტომ შეთანხმდნენ, რომ **FM-სიგნალის** სპექტრის სიგანე განისაზღვროს იმ მდგენელამდე (მწკრივის რიგის გათვალისწინებით), ვიდრე ამპლიტუდა 0.01-ზე ნაკლები არ გახდება.

ვთქვათ, მოდულაციის β ინდექსი ძალიან მცირეა, მაშინ (22.5) გამოსახულებიდან მივიღებთ:

$$u = u_0 \cos[\omega_0 t + \beta \sin(\Omega t)] = u_0 [\cos(\omega_0 t) \cos[\beta \sin(\Omega t)] - \sin(\omega_0 t) \sin[\beta \sin(\Omega t)]].$$

ნულოვან მიახლოებაში ეს გამოსახულება ღებულობს სახეს:

$$u = u_0 \cos(\omega_0 t) + \frac{u_0}{2} \beta \cos[(\omega_0 + \Omega)t] - \frac{u_0}{2} \beta \cos[(\omega_0 - \Omega)t]. \quad (22.6)$$

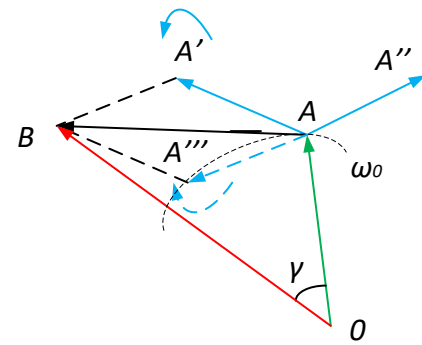
ამრიგად, შეგვიძლია დავასკვნათ, რომ **FM-რხევების** სპექტრული შემადგენლობა მცირე მოდულაციის ინდექსის შემთხვევაში ისეთივეა, როგორც **AM-რხევებისას**.

პრაქტიკაში, **FM-რხევების** საშუალო სიხშირიდან გადახრა 75 კჰც-ით არის შემოსაზღვრული და შესაბამისად, სპექტრის სიგანე 150 კჰც-ია. ასეთი დიდი სიგანის სიხშირული ზოლის შემთხვევაში შესაძლებელია გაცილებით მაღალი ხარისხის მათემატიკური განხორციელებები, ვიდრე ეს მოხერხდებოდა **AM-სადგურით**. ამკარაა, რომ განიერი სპექტრული ზოლის შემთხვევაში შეუძლებელია გადაცემა ვაწარმოოთ გრძელი ან საშუალო სიგრძის ტალღებზე, რადგან ადგილი აქვს სხვადასხვა სიხშირული ზოლის გადაფარვას და ეთერის გადატვირთვის გამო იქმნება თავისუფალი სიხშირის დეფიციტიც. სამაგიეროდ, **FM-სიგნალის** გამოყენება ეფექტურია ულტრამოკლე დიაპაზონში, რადგან ამ შემთხვევაში სპექტრის სიგანე შედარებით ნაკლებია და ეთერიც ნაკლებად იტვირთება.

ავხსნათ სიხშირული მოდულაციის პროცესი გეომეტრიულად. ვექტორულ დიაგრამაზე მზიდი სიგნალის მდგენელი გამოვსახოთ \vec{OA} ვექტორით (ნახ.22.2). იგი ω_0 კუთხური სიჩქარით ბრუნავს ნახაზის სიბრტყის მიმართ. **AM-რხევების** ანალოგიით, კიდურა სიხშირეების მდგენელები $\vec{AA'}$ და $\vec{AA''}$ ვექტორებით უნდა წარმოგვედგინა, მაგრამ $\vec{AA''}$ ვექტორს მიმართულება აქვს შეცვლილი, ამიტომ

თავი V. ანალოგური სიგნალების მოდულაცია

უმჯობესია ის შევცვალოთ სიმეტრიული $\overline{AA''}$ ვექტორით. ამ შემთხვევაში კიდურა სიხშირეთა ვექტორების ტოლქმედია \overline{AB} . იგი \overline{OA} ვექტორის მიმართ მუდამ კუთხით იქნება მიმართული და ცვლის ამ უკანასკნელის მდებარეობას, გადაანაცვლებს რა მას γ კუთხით და აღმოჩნდება \overline{OB} მდგომარეობაში. ადგილი აქვს მზიდი სიხშირის სიდიდის გადახრას საშუალო მნიშვნელობიდან, მაგრამ სიხშირის გადახრასთან ერთად, როგორც ნახაზიდან ჩანს, \overline{OA} ვექტორს შეეცვალა სიდიდეც. ამ შემთხვევაში $|\overline{OB}| > |\overline{OA}|$, რაც დაუშვებელია, ვინაიდან **FM-რხევის** შემთხვევაში მისი ამპლიტუდა მუდმივ მნიშვნელობას უნდა ინარჩუნებდეს.



ნახ.22.2. ვექტორული დიაგრამა

ამპლიტუდის შეცვლის მიზეზი მდგომარეობს იმაში, რომ განხილულია კერძო შემთხვევა, როდესაც რხევა მხოლოდ სამი მდგენელისაგან შედგება. მოდულაციის კოეფიციენტის სასრული მნიშვნელობისათვის მოდულირებული რხევის სპექტრული ზოლი საკმაოდ განიერია. შეჯამება ხდება მრავალი მდგენელის მიხედვით, რის შედეგადაც, ჯამში, მოდულირებული რხევის ამპლიტუდის სიდიდე არ იცვლება და \overline{OA} ვექტორის წვერო პუნქტირით აღნიშნულ წრეხაზზე მოძრაობს.

§23. ფაზა-მოდულირებული სიგნალი

ფაზური მოდულაციის (PM-Phase Modulation) განსახილვის მიზნით ჰარმონიული რხევა წარმოვადგინოთ შემდეგი სახით:

$$u = u_0 \sin(\omega_0 t) .$$

მს-ის გადაცემა ფაზის მოდულაციის გზით გულისხმობს, **მს**-ის საშუალებით, მზიდი სიგნალის ფაზის განსაზღვრას შემდეგი კანონით:

$$\varphi = \varphi_0 + \Delta\varphi \cdot s(t) ,$$

შესაბამისად, **PM-რხევა** მათემატიკურად ასე შეიძლება ჩავწეროთ:

$$u = u_0 \sin[\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi \cdot s(t)] . \tag{23.1}$$

სიმარტივისათვის საწყისი ფაზა 0-ის ტოლად ჩავთვალოთ, მაშინ:

$$u = u_0 \sin[\omega_0 t + \Delta\varphi \cdot s(t)] . \tag{23.2}$$

ვთქვათ **მს** იცვლება კოსინუსის კანონით: $s(t) = \cos(\Omega t)$, მაშინ:

$$u = u_0 \sin[\omega_0 t + \Delta\varphi \cdot \cos(\Omega t)] . \tag{23.3}$$

თავი V. ანალოგური სიგნალების მოდულაცია

როგორც ჩანს მამოდულირებელი¹⁰ რხევის ფუნქცია მზიდი რხევის ფუნქციის არგუმენტში შედის, რაც რხევის სპექტრის უსასრულო სიგანით გაშლას იწვევს. ამ შემთხვევაში მოდულაცია ფაზის **მოდულაციის ინდექსით** $\Delta\varphi$ სიდიდით ხასიათდება. კიდურა სიხშირის ზოლის სიგანე მოდულირებული სიხშირისა და მოდულაციის კოეფიციენტის გაორკეცებული ნამრავლით განისაზღვრება: $2\Delta\varphi \Omega$.

ერთი სიტყვით, ფაზა-მოდულირებული რხევის თავისებურება მდგომარეობს შემდეგში: სპექტრულ ხაზთა რიცხვი იგივე რჩება, რაც აქვს მზიდ სიგნალს, მხოლოდ მათ შორის მანძილი იცვლება მამოდულირებელი რხევის სიხშირეზე დამოკიდებულებით.

PM-რხევის ვექტორულ დიაგრამას ისეთივე სახე აქვს, როგორც **FM-რხევის** შემთხვევაში გვექონდა (იხ.ნახ.22.1).

§24. იმპულსური მოდულაცია

მოდულაციის ცალკეულ სახეობას მიეკუთვნება იმპულსური მოდულაცია, რომლის დროსაც ხდება მიმდევრობითი ციფრული იმპულსების ერთ-ერთი მახასიათებელი პარამეტრის ცვლილება. იმპულსურ სიგნალებს ახასიათებენ სამი ძირითადი პარამეტრით: a - ამპლიტუდით, T - პერიოდით და τ - ხანგრძლივობით. ციფრული მოდულაციას დაწვრილებით შევხებით XV თავში, ამჯერად კი განვიხილავთ იმპულსური სიგნალების ანალოგური მოდულაციის სახეებს. განასხვავებენ სამი სახის იმპულსურ მოდულაციას, ესენია:

- **ამპლიტუდა-იმპულსური (PAM – Puls Amplitude Modulation);**
- **განივ-იმპულსური მოდულაცია (PWM – Pulse Wide Modulation);**
- **დროით-იმპულსური მოდულაცია (PTM – Pulse Time Modulation).**

განვიხილოთ თითოეული ცალ-ცალკე.

ამპლიტუდა-იმპულსური მოდულაცია (PAM – Pulse Amplitude Modulation)

როცა ცვლილებას ექვემდებარება იმპულსის ამპლიტუდა, მაშინ ადგილი აქვს **ამპლიტუდა-იმპულსურ მოდულაციას** (სურ. 24.1. ა).

ვთქვათ, u_0 იმპულსის ამპლიტუდაა $t = 0$ მომენტში, მას შეიძლება ვუწოდოთ არამოდულირებული იმპულსის ამპლიტუდა. დავუშვათ, ამპლიტუდა $t \neq 0$ შუალედში, განიცდის პერიოდულ ცვლილებას კანონით:

$$a(t) = u_0 + K_s s(t), \quad (24.1)$$

K_s - მოდულირებულ რხევასა და იმპულსის ცვლილებას შორის პროპორციულობის კოეფიციენტი, $s(t)$ – ამ შემთხვევაში იმპულსის ფორმის აღმწერი ფუნქციაა. მაგალითად, მართკუთხა, სამკუთხა ან სხვა სახის იმპულსის შემთხვევაში ის შეიძლება ჩავწეროთ გამოსახულებით (7.2)-(7.8) ფორმულებით (იხ. თავი II, §7). როგორც წესი, სასრული ხანგრძლივობის იმპულსებს, უმრავლეს შემთხვევაში, იმპულსებს წარმოადგენენ მართკუთხა ფორმით, ხოლო უსასრულოდ მცირე სიგანის (მეყსეული) იმპულსები შეიძლება წარმოდგენილი იქნას დირაკის δ -ფუნქციით. ასეთი მეყსეული იმპულსების მოდულაციას **δ -მოდულაცია** ეწოდება.

PAM-სას მუდმივი რჩება იმპულსის ხანგრძლივობა $\tau = const$ და პერიოდი $T = const$.

¹⁰ მამოდულირებელი ეწოდება დაბალი სიხშირის (იგივე სასარგებლო) სიგნალს, რომლის მიხედვითაც იცვლება მაღალი სიხშირის (იგივე მზიდი) სიგნალის ერთ-ერთი პარამეტრი.

განივ-იმპულსური მოდულაცია (PWM – Pulse Wide Modulation)

როცა იმპულსის ამპლიტუდა ($a = const$) და პერიოდი ($T = const$) რჩება მუდმივი, მაგრამ იცვლება იმპულსის ხანგრძლივობა (სურ.24.1. ბ), ადგილი აქვს **განივ-იმპულსურ მოდულაციას**. იმპულსის ხანგრძლივობის ცვლილება ჩავეწეროთ კანონით:

$$\tau(t) = \tau_0 + K_{\nu} s(t), \tag{24.2}$$

სადაც, τ_0 - არამოდულირებული იმპულსების ხანგრძლივობაა, K_{ν} - მამოდულირებელ ძაბვასა და იმპულსის ხანგრძლივობის ცვლილებას შორის პროპორციულობის კოეფიციენტი.

PWM-სიგნალის მიერ საშუალო გადატანილი სიმძლავრის შემცირების ერთ-ერთი მეთოდია. დატვირთვაზე მიწოდებული საშუალო სიმძლავრის რეგულირება ხდება დატვირთვასა და კვების წყაროს შორის სწრაფი ჩართვა-გამორთვით. გადართვის სიჩქარე დამოკიდებულია დატვირთვაზე და დაახლოებით შეადგენს რამდენიმე ასეულ კილოჰერცს კომპიუტერული ტექნიკისა და მობილური ტელეფონების კვების წყაროებისათვის. **PWM-სიგნალს** ფართო პრაქტიკული გამოყენება აქვს იმის გამო, რომ კვების წყაროებში სიმძლავრის დანაკარგები ძალიან მცირეა.

PWM პერიოდული იმპულსური სიგნალის საშუალო ძაბვა შეიძლება გამოვთვალოთ ფორმულით:

$$\bar{u} = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt, \tag{24.3}$$

სადაც $s(t)$ - მართკუთხა პერიოდული იმპულსია, რომელიც განისაზღვრება გამოსახულებით:

$$s(t) = \begin{cases} u_{max}, & 0 < t < D \cdot T \\ u_{min}, & D \cdot T < t < T \end{cases} \tag{24.4}$$

სადაც D - შევსების კოეფიციენტი, ის განსაზღვრავს იმპულსის ციკლს. (24.4)-ის გათვალისწინებით (24.3) -ის მარჯვენა მხარეს ინტეგრალი დაიშლება ორი შესაკრების ჯამით:

$$\bar{u} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} s(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T s(t) dt = D \cdot u_{max} + (1 - D) \cdot u_{min}. \tag{24.5}$$

იმ შემთხვევაში, როცა $u_{min} = 0$, მაშინ $\bar{u} = D \cdot u_{max}$. როგორც ვხედავთ, სიგნალის საშუალო მნიშვნელობა დამოკიდებულია D ციკლის სიდიდეზე.

დროით-იმპულსური მოდულაცია (PDM – Pulse Density Modulation ან PTM – Pulse Time Modulation)

როცა იმპულსის ამპლიტუდა $a = const$ და ხანგრძლივობა $\tau = const$ მუდმივი რჩება, მაგრამ იცვლება იმპულსის პერიოდი, მაშინ მოდულაციის ამ შემთხვევას **დროით-იმპულსური მოდულაცია** ეწოდება. ზოგიერთ ლიტერატურაში მოდულაციის ამ სახეს იმპულსის სიმკვრივის მოდულაციას უწოდებენ. თუ დავაკვირდებით **PTM-სიგნალს**, შევამჩნევთ უბნებს, რომელშიც იმპულსები მჭიდროდ არიან განლაგებული, ხოლო ზოგიერთ უბანში იმპულსებს შორის დაშორება დიდია, შესაბამისად, სიმკვრივე მცირეა (ნახ.24.1. გ).

დროით-იმპულსური მოდულაციისას იმპულსის პერიოდის ცვლილება ჩავეწეროთ კანონით:

$$T(t) = T_0 + K_{\omega} s(t), \tag{24.6}$$

თავი V. ანალოგური სიგნალების მოდულაცია

სადაც, T_0 - არამოდულირებული იმპულსების პერიოდი, K_{ω} - პროპორციულობის კოეფიციენტი მოდულირებულ რხევებსა და იმპულსების სვლათა სიხშირეების ცვლილებებს შორის.

იმპულსის პერიოდის ცვლილება შეიძლება გამოისახოს სიხშირის ან ფაზის ცვლილებით. მაგალითად, სიხშირე შეიძლება წარმოვადგინოთ ფორმით:

$$\omega(t) = \Delta\omega \cos(\omega_0 t), \tag{24.7}$$

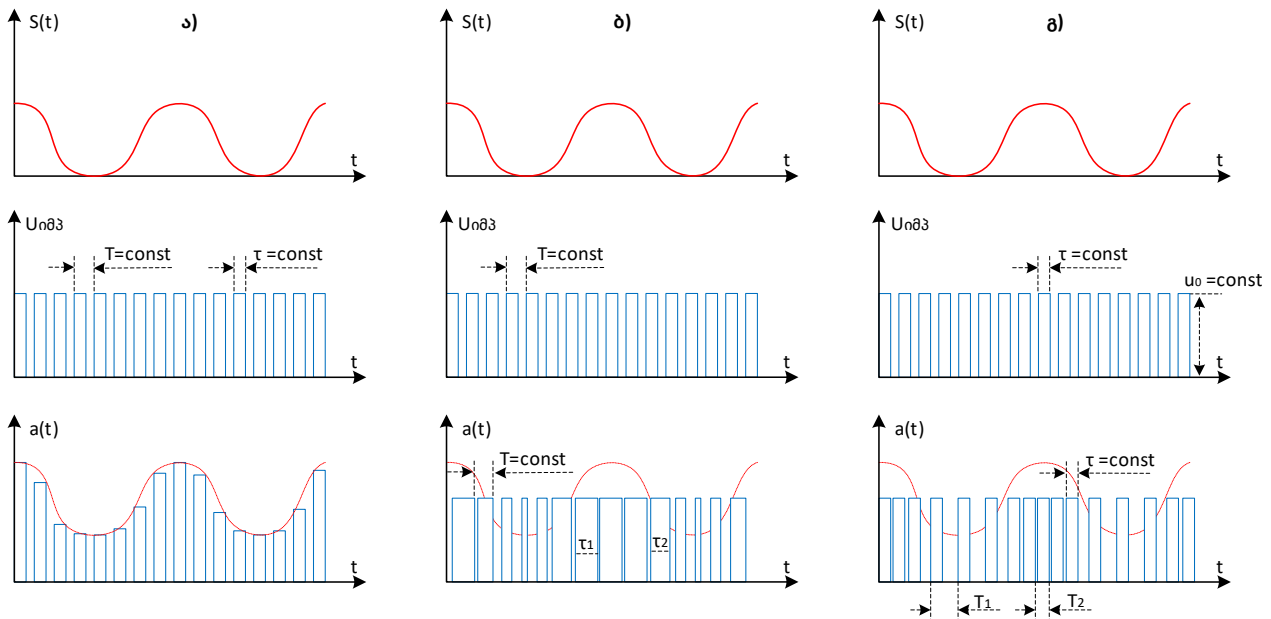
სადაც ω_0 - არამოდულირებული იმპულსების კუთხური სიხშირეა. ფაზის ცვლილება შეიძლება წარმოვადგინოთ კანონით:

$$\psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \int_0^t \Delta\omega \cos(\omega_0 t) dt = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \sin(\omega_0 t) = \beta \sin(\omega_0 t), \tag{24.8}$$

$\Delta\omega$ და β შესაბამისად, **სიხშირის დევიაცია** და მოდულაციის ინდექსია. ამ შემთხვევაში დროითი წანაცვლება გამოთვლება შემდეგნაირად:

$$\Delta t = T_0(\psi(t) - \psi_0) = \beta T_0 \sin(\omega_0 t), \tag{24.9}$$

ψ_0 - არის ფაზა $t = 0$ მომენტში და შეესაბამება არამოდულირებული იმპულსის ფაზას (საწყისი ფაზა). (24.7) და (24.8)-ის საფუძველზე ვადგენთ, რომ სიხშირე და ფაზა იცვლება ურთიერთსაპირისპირო ფაზაში. ორივე მათგანი განსაზღვრავს იმპულსის პერიოდის ცვლილებას. ამიტომ დროითი-იმპულსური მოდულაციიდან გამოყოფენ კიდევ ორ კერძო შემთხვევას, **დროით-იმპულსურ სიხშირულ მოდულაციას (PTFM - Pulse Time Frequency Modulation)** და **დროით-იმპულსურ ფაზურ მოდულაციას (PTPM - Pulse Time Phase Modulation)**.



ნახ.24.1. იმპულსური მოდულაციის სახეები: ა) აკმლიტუდა-იმპულსური მოდულაცია, ბ) განივ-იმპულსური მოდულაცია, გ) დროით-იმპულსური მოდულაცია

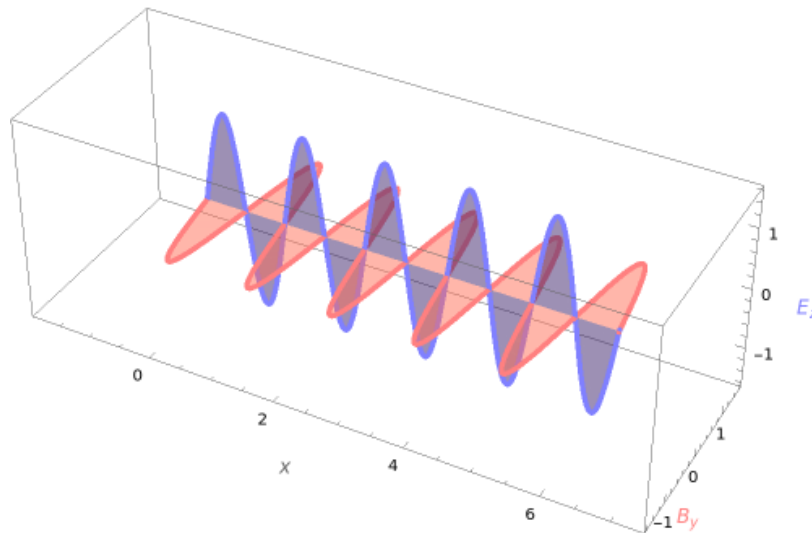
თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

§25. დამუხტული ნაწილაკი ელექტრომაგნიტურ ველში

ვიდრე ელექტროვაკუუმურ ან აირგანმუხტვადი ხელსაწყოების აგებულებას და მოქმედების პრინციპს განვიხილავდეთ, მნიშვნელოვანია განვიხილოთ ელექტრომაგნიტურ ველში დამუხტული ნაწილაკის მოძრაობა.

როგორც ვიცით, ელემენტარული მუხტის მქონე ნაწილაკებს მიეკუთვნება: ელექტრონი, პროტონი და პოზიტრონი. პირობითად მიღებულია, რომ ელექტრონის მუხტის ნიშანი უარყოფითია, პროტონის და პოზიტრონის კი დადებითი და რიცხობრივად ტოლია $1.6 \cdot 10^{-19}$ კ (კულონი). ელემენტარული მუხტის მქონე ნაწილაკები (შემდეგში მოვიხსენიებთ, როგორც ელემენტარულ მუხტებს) განუწყვეტლივ მოძრაობენ, როგორც ატომის ბირთვის ირგვლივ წრიულ ორბიტებზე, ასევე საკუთარი დერძის ირგვლივ. ამ მოძრაობებს **სპინ-ორბიტალური** მოძრაობები ეწოდება. ელემენტარული მუხტის ირგვლივ ყოველთვის არსებობს ელექტრომაგნიტური ველი. თუ ელემენტარულ მუხტს იძულებით გავაჩერებთ, მაშინ ის შეწყვეტს თავის არსებობას, თუმცა, ელექტრომაგნიტურ ველს შეუძლია იარსებოს დამუხტული ნაწილაკის გარეშე, რაც დასტურდება **ფოტონის**¹¹ აღმოჩენით.

ელექტრომაგნიტური ველი არის - მატერიის სახე, რომელიც წარმოადგენს სივრცეში ურთიერთობით მოგონალურად განთავსებული და ურთიერთდაკავშირებული ელექტრული და მაგნიტური ველების ერთობლიობას.



ნახ.25.1. ელექტრომაგნიტური ველის გრაფიკული წარმოდგენა სივრცეში

¹¹ ფოტონი არის სინათლის ნაწილაკი, რომელსაც არ გააჩნია მუხტი, რომლის უძრაობის მასა ნულის ტოლია, ხოლო მოძრაობის სიჩქარე სინათლის სიჩქარის ტოლია. ფოტონი წარმოიშვება მოლეკულების, ატომების, იონების და ატომის ბირთვების გადასვლისას აგზნებული მაღალი ენერგეტიკული დონიდან დაბალ ენერგეტიკულ დონეზე.

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

ნახ.25.1-ზე მოყვანილია ელექტრომაგნიტური ველის გრაფიკული წარმოდგენა სივრცეში. E_z – ცვლადი ელექტრული ველის მდგენელი ერთეულით 10^{-3} ვ/მ ნაჩვენებია ვერტიკალურ ღერძზე. შესაბამისი ცვლადი მაგნიტური ველი $B_y = E_z/c$ (ვ · წმ)/მ² მიმართულია y ღერძის გასწვრივ.

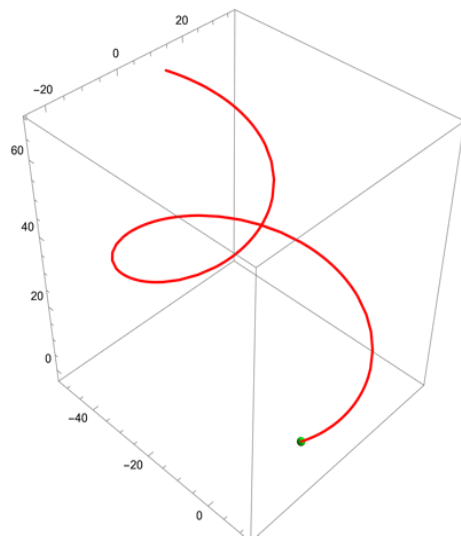
ისე როგორც ყველა ტალდა, ელექტრომაგნიტური ტალდაც ხასიათდება ტალღის სიგრძით λ (მ) და სიხშირით f (ჰც). კავშირი ტალღის სიგრძესა და სიხშირეს შორის მოიცემა დამოკიდებულებით: $c = \lambda f$. ელექტრომაგნიტური ტალღების სიხშირე ფართო დიაპაზონს მოიცავს, დაწყებული გრძელი რადიო ტალღებიდან (10^0 ჰც-დან) გამა სხივების ჩათვლით (10^{30} -ჰც-მდე). მაგალითად, ყველაზე პოპულარული FM - რადიოტალღების სიხშირე 10^8 ჰც-ის ფარგლებშია, AM - რადიოტალღების კი 10^6 ჰც-ის დიაპაზონშია, ხილული ელექტრომაგნიტური ტალღების - სინათლის რხევის სიხშირე დაახლოებით 10^{15} ჰც-ია და ა.შ. ერთი სიტყვით, ელექტრომაგნიტური გამოსხივება მოიცავს რადიოტალღებს, მიკროტალღებს, ინფრაწითელ, (ხილულ) სინათლეს, ულტრაიისფერ, რენტგენის და გამა სხივებს. ყველა ეს ტალდა წარმოადგენს ელექტრომაგნიტური სპექტრის ნაწილს.

ელექტრომაგნიტური ტალღები გამოსხივდება დამუხტული ნაწილაკებით, რომლებიც განიცდიან აჩქარებას და ამ ტალღებს შეუძლიათ შემდგომში ურთიერთქმედება სხვა დამუხტულ ნაწილაკებთან. ელექტრომაგნიტური ტალღები ენერგიას და იმპულსს წყაროდან გადასცემენ მიმღებს. მართალია ელექტრომაგნიტური ველის წყაროს მოძრავი მუხტები წარმოადგენს, გარემოში ან ვაკუუმში მათი გავრცელება უკვე ამ მუხტებისაგან საკმაოდ მოშორებით ხდება, რადგან **მაქსველის ელექტროდინამიკის** თანახმად ელექტრომაგნიტური ტალდა თავისუფლად ავრცელებს თავის თავს ("ასხივებს") მათი წარმომქმნელი მოძრავი მუხტების მუდმივი გავლენის გარეშეც. სწორედ ამიტომ, ელექტრომაგნიტურ გამოსხივებას ზოგჯერ შორეულ ველად მოიხსენიებენ. ახლო ველს კი მიეკუთვნება ელექტრომაგნიტური ველი უშუალოდ წყაროს (მოძრავი მუხტების - ელექტრული დენის) მახლობლად. ცვლადი ელექტრული ველი ქმნის ცვლად მაგნიტურ ველს და ცვლადი მაგნიტური ველი – ცვლად ელექტრულ ველს მხოლოდ მაშინ, როცა ადგილი აქვს მათი ძალური მახასიათებლების \vec{E} ელექტრული და \vec{H} მაგნიტური ველების ცვლილებას, ე.ი.: $\frac{d\vec{E}}{dt} \neq 0, \frac{d\vec{H}}{dt} \neq 0$.

ელექტრომაგნიტურ გამოსხივებას კორპუსკულური და ტალღური ბუნება გააჩნია: ერთი მხივ, მისი ტალღური თვისებებით აიხსნება ინტერფერენციის, დიფრაქციის, პოლარიზაციის მოვლენები, ხოლო მეორე მხრივ, კორპუსკულური თვისებებს გამოხატავს ფოტონების (ნაწილაკების) ნაკადი, რომლებიც დაბალ სიხშირეებზე გამოავლენენ ტალღურ თვისებებს, ხოლო მაღალზე კი - კორპუსკულურს.

თუ დამუხტული ნაწილაკი მოძრაობს ელექტრომაგნიტურ ველში, მაშინ მასზე ერთი მხრივ, ელექტრული ველი მოქმედებს კულონური ძალით, ხოლო მეორე მხრივ, მაგნიტური ველი ლორენცის ძალით:

$$\vec{F}_L = \vec{F}_e + \vec{F}_m = q\vec{E} + q[\vec{v}\vec{B}], \tag{25.1}$$



ნახ.25.2. დამუხტული ნაწილაკის მოძრაობის ტრაექტორია ელექტრომაგნიტურ ველში

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

ამ ძალას განზოგადოებული **ლორენცის ძალა** ეწოდება. განზოგადოებული ლორენცის ძალის ზემოქმედებით ნაწილაკი m მასით და q მუხტით ელექტრომაგნიტურ ველში იმოძრაებს სპირალზე. ელექტრული ველის ზემოქმედებით დამუხტული ნაწილაკი გადაადგილება ძალწირების გასწვრივ, ხოლო მაგნიტური ველი კი აიძულებს დამუხტულ ნაწილაკს იმოძრაოს წრეზე. მათი ერთობლივი მოქმედება ნაჩვენებია ნახ.25.2-ზე.

მაგნიტურ ველში ელექტრონზე მოქმედებს ლორენცის ძალა, რომელიც მაგნიტური ველის \vec{B} ინდუქციის ვექტორის და ელექტრონის მოძრაობის \vec{v} -ს პერპენდიკულარულია. მაგნიტური ველი არ მოქმედებს ელექტრონზე თუ ის უძრავია ან მოძრაობს ინდუქციის წირების გასწვრივ. თუ ელექტრონის მოძრაობის \vec{v} სიჩქარე ინდუქციის \vec{B} ვექტორთან ადგენს $\alpha \neq 0$ კუთხეს, მაშინ ელექტრონის ტრაექტორია არის მრუდი წირი. კერძოდ, როცა $\alpha = 90^\circ$ ტრაექტორია არის წრეწირი, ხოლო, როცა $0^\circ < \alpha < 90^\circ$, მაშინ ელექტრონის მოძრაობის ტრაექტორია სპირალის ფორმისაა. არცერთ შემთხვევაში ელექტრონსა და მაგნიტურ ველს შორის ენერგიის ურთიერთცვლას ადგილი არ აქვს.

ამრიგად, ელექტრონზე ელექტრული ველის მოქმედება იწვევს მისი სიჩქარის, ე. ი. კინეტიკური ენერგიის და მოძრაობის მიმართულების ცვლილებას. მაგნიტური ველი კი ცვლის მხოლოდ მისი მოძრაობის მიმართულებას.

ელექტრომაგნიტურ ველში დამუხტული ნაწილაკის მოძრაობას ეფუძნება ელექტროვაკუუმური და აირგანმუხტვის ხელსაწყოები, რომელთა განხილვაც არის მოცემული თავის მიზანი.

§26. ელექტრონული ემისია

ელექტროვაკუუმური ეწოდება ხელსაწყოს, რომელშიც ელექტრული დენი წარმოიქმნება ვაკუუმში ან აირში განმუხტვის შედეგად. **ვაკუუმში** ($10^{-8} - 10^{-4}$ ჰა) მუხტის გადამტანებია ელექტრონები, ხოლო **აირში** ($10^{-4} - 10^{-1}$ ჰა) ელექტრონები და იონები. ელექტროვაკუუმურ ხელსაწყოს ამზადებენ აირგაუმტარი **მინის**, **ლითონის** ან **ფაიფურის** ბალონისგან, რომელშიც ჩარჩილულია ელექტროდები. ამ ელექტროდებიდან ერთ მათგანს, რომელიც დენის გავლის შედეგად თბება და რომელიც წარმოადგენს ელექტრონების წყაროს, **კათოდს** უწოდებენ, ხოლო მეორეს, რომელიც მიიზიდავს ელექტრონებს - **ანოდს** უწოდებენ. დანარჩენი სხვა ელექტროდები ცნობილია **ბადის** სახელწოდებით. ყველა ბადის ფორმის ელექტროდი მოთავსებულია კათოდსა და ანოდს შორის სივრცეში.

იმისათვის, რომ კათოდიდან ამოფრქვეული ელექტრონები მოძრაობდნენ ანოდისაკენ საჭიროა არსებობდეს **ელექტრული ველი** კათოდსა და ანოდს შორის სივრცეში. ამ ველს ქნიან კათოდის და ანოდის გარე კვების წყაროსთან მიერთებით. გარე კვების წყაროს უარყოფით პოლუსს მიუერთებენ კათოდს, დადებითს კი ანოდს. ანოდსა და კათოდს შორის განლაგებული ელექტროდების (ბადეების) დანიშნულებაა ელექტრონების ნაკადის, ე. ი. **ანოდური დენის** მართვა.

ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები იყოფა: **ელექტრონულ**, **ელექტრონულ-სხივურ**, **აირგანმუხტვის** მილაკებად.

იმისათვის, რომ მყარი სხეულის ატომებიდან ელექტრონები ამოიფრქვას ვაკუუმში, საჭიროა სხეული გავატბოთ, ე. ი. მივანიჭოთ ენერგია, რომელიც საკმარისია მისი ზედაპირიდან ელექტრონების გამოსვლისათვის. მინიჭებული ენერგიის ხარჯზე უნდა შესრულდეს **ელექტრონის გამოსვლის მუშაობა**. მყარი სხეულის ის უბანი, რომლიდანაც ხდება ელექტრონების ამოფრქვევა იმუხტება დადებითად. ამიტომაც ელექტრონის გამოსვლის მუშაობა ორი მუშაობის ჯამის ტოლია: ატომის დადებითად დამუხტული არის (ატომბირთვი) მიზიდულობის ძალების დაძლევის მუშაობისა და კათოდ-

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

დის მახლობლად წარმოქმნილი ელექტრონული დრუბლის ველის დაძლევის მუშაობის ჯამი. ემიტერის¹² ზედაპირის მახლობლად არსებობს ელექტრონული დრუბელი. ემიტერის დადებითად დამუხტული არე ქმნის ბრტყელ კონდესატორის მსგავს სისტემას, რომლის შემონაფენებს შორის მანძილი 10^{-8} სმ-ის რიგისაა.

ელექტროვაკუუმურ ხელსაწყოებში ელექტრონების აგზნების რამდენიმე მეთოდია ცნობილი. ელექტრონების აღგზნების მეთოდი განსაზღვრავს ემისიის სახეს.

ავტოელექტრული ემისია - ხორციელდება ძლიერი ელექტრული ველის მოქმედებით და გამოიყენება ცივ კათოდთან ელექტროვაკუუმურ ხელსაწყოებში.

თერმოელექტრული ემისია - ხორციელდება კათოდის (ემიტერის) გათბობის შედეგად. კათოდის გათბობისას იზრდება იმ ელექტრონების რიცხვი, რომელთა ენერგიაც საკმარისია გამოსვლის მუშაობისთვის. ემისიის ეს სახე გამოიყენება **პირდაპირი** და **ირიბშემთბობიანი** მილაკებში.

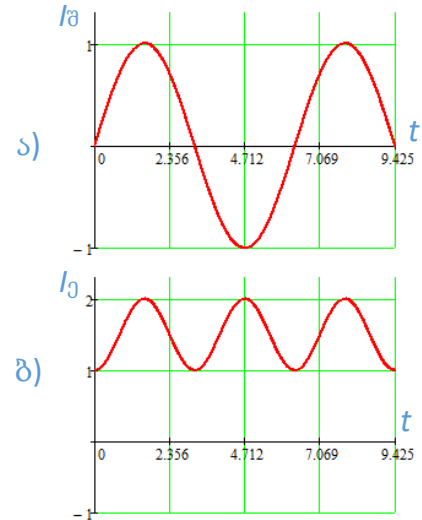
მეორადი ელექტრონული ემისია - წარმოიქმნება ამოფრქვეული ელექტრონების ემიტერის ზედაპირზე ხელმეორედ დაჯახებისას, როცა ემიტერის ზედაპირიდან ახალი ელექტრონების ამოფრქევა ხდება. მეორად ელექტრონულ ემისიას ადგილი აქვს მაგალითად, ფოტოელექტრულ მამრავლებში.

ფოტოელექტრული ემისია - წარმოიქმნება ემიტერის ზედაპირზე სინათლის კვანტის ზემოქმედებით. სინათლის კვანტის შთანთქმით ემიტერის ელექტრონი იძენს ენერგიას, რომელიც საკმარისი აღმოჩნდება ემიტერის ზედაპირიდან გამოსვლის მუშაობის შესასრულებლად. ემისიის ეს სახე გამოიყენება ფოტოელექტრონულ ხელსაწყოებში.

ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოების ნორმალურ რეჟიმში მუშაობისათვის საჭიროა ემიტერი აკმაყოფილებდეს შემდეგ პირობებს: **საიმედოობა, ეკონომიურობა, გამძლეობა** და **ემისიის დიდი უნარი**. ეს პირობები ხშირად ურთიერთგამომრიცხავია. ასე მაგალითად, ემიტერის ემისიურობის უნარის გაზრდა მოითხოვს მუშა ტემპერატურის გაზრდას, ეს კი თავის მხრივ ამცირებს ვარგისობასა და ეკონომიურობას.

თერმოელექტრული ემისიის მისაღებად საჭიროა, ემიტერის - კათოდის ტემპერატურა მივიყვანოთ ელექტრონული ემისიის ტემპერატურამდე. განვიხილოთ პირდაპირი და ირიბშემთბობიანი კათოდები.

პირდაპირი შემთბობიანი კათოდები მზადდება სპირალის ან ზონრის სახით, ისეთი ლითონებისაგან, რომლის დნობის ტემპერატურაც საკმაოდ მაღალია, მაგალითად, ვოლფრამისათვის დნობის ტემპერატურა $3127^{\circ} \text{C} = 3400 \text{ K}$ -ს აღწევს. მილაკების ელექტროდების გამომყვანებს **მანჭველებს** უწოდებენ. კათოდის გამომყვანს აერთებენ შემთბობის კვების წყაროსთან. პირდაპირი შემთბობის მქონე კათოდები გამოირჩევა დიდი ეკონომიურობით, მარტივი კონსტრუქციით, მუშა



ნახ.26.1. პირდაპირ შემთბობიანი კათოდის შემთბობისა და ემისიის დენები

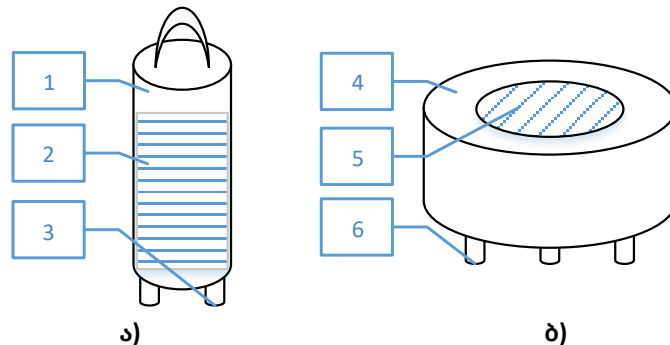
¹² ემიტერი ეწოდება ნივთიერებას რომლიდანაც ადგილი აქვს დამუხტული ნაწილაკების (ელექტრონების) ამოფრქვევას.

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

მდგომარეობაში გათბობისათვის საჭირო დროის სიმცირით, ე.ი. ნაკლები ინერტულობით. მათი კვებისათვის გამოიყენება მუდმივი დენი. ცვლადი დენით კვებისას გამოსავლის სიგნალში თავს იჩენს შემთბობის დაბვის გაორკვებული სიხშირის ფონი (ნახ.26.1), რაც მის ერთ-ერთ სერიოზულ ნაკლს წარმოადგენს.

გამოსავალ სიგნალში გაორკვებული სიხშირის ფონი შეინიშნება იმიტომ, რომ კათოდის გათბობა და გაცივება პერიოდის განმავლობაში ხდება ორჯერ, ემისიური დენი კი იცვლის მნიშვნელობებს მაქსიმალურიდან მინიმალურს შორის.

ირიბშემთბობიანი კათოდი (ნახ.26.2) მზადდება ნიკელის ან მცირე სიმაღლის ცილინდრისაგან.



ნახ.26.2. ირიბშემთბობიანი კათოდები. ა) მილის ფორმის ირიბშემთბობიანი კათოდი; ბ) ცილინდრული ფორმის ირიბშემთბობიანი კათოდი. 1, 4 - მინის მილი; 2, 5 - ტუტემიწათა ოქსიდებით დაფარული ზედაპირი; 3, 6 - მანჭველები

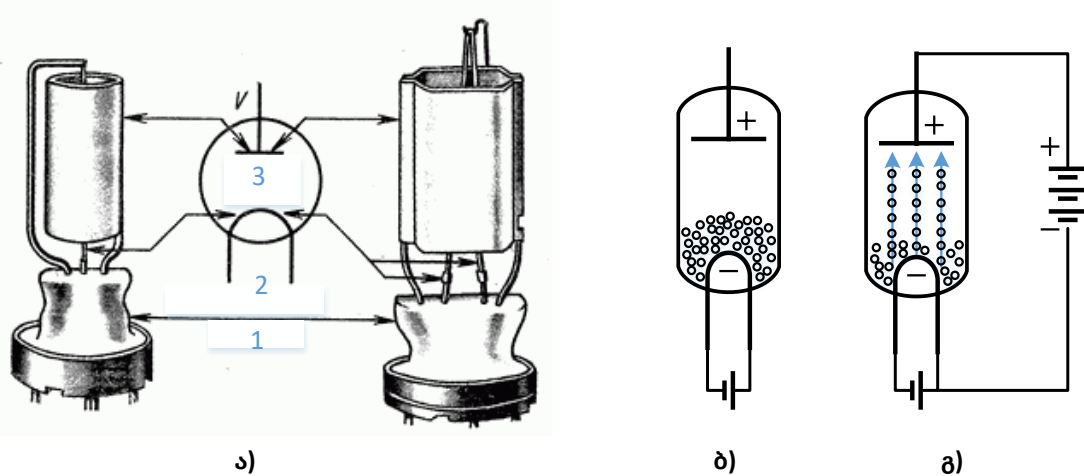
კათოდის მუშა ზედაპირის ემისიური უნარის გადიდების მიზნით მის ზედაპირს (1, 4) ფარავენ ტუტემიწათა ლითონებით - ოქსიდებით (2, 5). ოქსიდნარევი შემთბობის დაფს ათავსებენ კათოდის შიგნით (3, 6). ირიბშემთბობიანი კათოდები ხასიათდება მაღალი ემისიური უნარით, დიდი ვარგისობით, ეკონომიურობით. პირდაპირი შემთბობიანი კათოდისაგან განსხვავებით მათი კვება შესაძლებელია ცვლადი დენით. მათ ძირითად ნაკლს წარმოადგენს დიდი ინერტულობა.

§27. დიოდი და ტრიოდი

დიოდი წარმოადგენს ორ ელექტროდიან მილაკს. დიოდი შეიძლება იყოს ცილინდრული ან სხვა ფორმის (ნახ.27.1 ა). მის ძირითად ელემენტებს წარმოადგენს მინის მყარი სადგამი (1), კათოდი, ვარვარების სპირალით (2) და ანოდი (3). დიოდის კათოდზე მოდებულია უარყოფითი პოტენციალი, ანოდზე კი - დადებითი (ნახ.27.1 ბ). კათოდში (პირდაპირშემთბობიანი კათოდი) ან შემთბობში (ირიბშემთბობიანი კათოდი) დენის გავლისას კათოდი თბება. კათოდის გათბობისას იზრდება მისი შემადგენელი ელექტრონების ენერგია. გარკვეული დროის შემდეგ ელექტრონების ენერგია გადააჭარბებს გამოსვლის მუშაობას და ელექტრონები ამოიფრქვევა კათოდის მახლობელ სივრცეში. ეს ელექტრონები კათოდსა და ანოდს შორის სივრცეში ველის არ არსებობისას, გროვდება კათოდის მახლობელ სივრცეში და წარმოქმნის სივრცით მუხტს (ნახ.27.1. ბ) ელექტრონული დრუბელი თანდათან იზრდება, კათოდთან ამოფრქვეული ელექტრონების ხარჯზე. ელექტრონულ დრუბელში შედარებით ადრე მოხვედრილი ელექტრონების ტემპერატურა და მამასადამე ენერგიაც მცირდება, ამიტომ ელექტრონები იწყებენ მილაკის ფუძეზე დაცვენას.

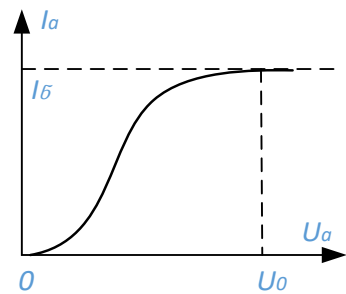
როდესაც კათოდიდან ამოფრქვეული ელექტრონების რიცხვი გაუტოლდება მილაკის ფუძეზე დაცვნილი ელექტრონების რიცხვს მყარდება **დინამიკური წონასწორობა**.

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები



ნახ.27.1. ორ ელექტროდიანი მილაკი - დიოდი. ა) მილის ან ცილინდრული ფორმის დიოდები და მისი ძირითადი ელემენტები. 1 - მილის მყარი სადგამი; 2 - კათოდი; 3 - ანოდი; ბ) ელექტრონული ღრუბელი გავარვარებული (შემთბარი) კათოდის მახლობლად; გ) ელექტრონების მოწესრიგებული მოძრაობა ანოდზე პოტენციალის მინიჭებისას

კათოდსა და ანოდს შორის ამაჩქარებელი ელექტრული ველის არსებობისას ელექტრონები კათოდის მახლობელი არიდან იწყებენ მოწესრიგებულ მოძრაობას ანოდისაკენ, ე. ი. ანოდურ წრედში გადის დენი (ნახ.27.1 გ). კათოდსა და ანოდს შორის პოტენციალთა სხვაობის გაზრდისას იზრდება ანოდური დენის ძალა. ანოდური დენი იზრდება დენის ძალის გარკვეულ მნიშვნელობამდე. განსაზღვრული მნიშვნელობის (ნაჯერობის დაბვა) შემდეგ დაბვის ზრდა არ იწვევს ანოდური დენის ძალის ზრდას. დაბვის განსაზღვრული მნიშვნელობისას იწყება კათოდის მახლობელი სივრციდან ელექტრონების ზვაჳური სვლა ანოდისაკენ. ელექტრონების ზვაჳური სვლისას მათი ნაწილი ვერ ასწრებს ანოდზე გადასვლას და გროვდება ანოდის მახლობელ სივრცეში. ანოდის მახლობელ სივრცეში წარმოიქმნება ელექტრონული ღრუბელი. ამიტომაც დაბვის შემდგომი ზრდა არ იწვევს ანოდური დენის ზრდას. დენის ძალის ამ მნიშვნელობას **ნაჯერობის დენს** უწოდებენ. როგორც წესი, ნაჯერობის დენი საკმაოდ დაბალ დაბვაზე მიიღება, რაც ამცირებს მილაკების გამოყენების სფეროს. ამ მოვლენის აღმოფხვრა ხდება კათოდის ოქსიდებით.



ნახ.27.2. დიოდის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

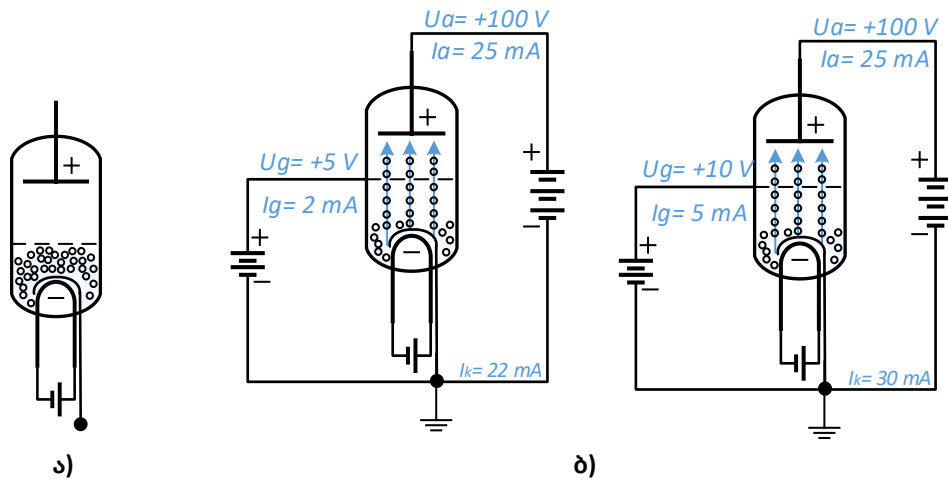
დაბვის შემდგომი ზრდა იწვევს მილაკის მწყობრიდან გამოსვლას. დენის ძალა მკვეთრად იზრდება და დიოდი კარგავს თავის ფუნქციურ დანიშნულებას.

დიოდის ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელს აქვს ნახ.27.2-ზე მოცემული სახე.

თუ კათოდს მოვდებთ ანოდის მიმართ დადებით პოტენციალს, მაშინ კათოდი ემისირებულ ელექტრონებს უკანვე მიიზიდავს და არ იარსებებს სივრცითი მუხტი, ე. ი. არ იარსებებს ანოდური დენი - მილაკი ჩაკეტილია. კათოდის მახლობელ არეში სივრცითი მუხტი და მამასადამე, ანოდური დენი, იარსებებს მხოლოდ მაშინ, როცა კათოდის პოტენციალი ანოდის მიმართ არის უარყოფითი.

ამრიგად, დიოდი ხასიათდება ცალმხრივი გამტარებლობით. სწორედ, ამიტომ იგი ფართოდ გამოიყენება ცვლადი დენის გამართვის სქემაში. დიოდებს, რომლებიც გამოიყენება ცვლადი დენის გამართვის მიზნით **კენოტრონებს** უწოდებენ.

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები



ნახ.27.3. ა) ტრიოდი; ბ) ტრიოდის წრედში ჩართვის სქემა, რომლითაც შეიძლება ანოდური მახასიათებლის გადასაღება

ორელექტროდიან მილაკში მესამე ელექტროდის, მმართველი ბადის დამატებით მიიღება **სამელექტროდიანი მილაკი - ტრიოდი**. ტრიოდში მესამე ელექტროდი, ბადე (grid) მოთავსებულია კათოდთან ახლოს (ნახ.27.3 ა). როგორც წესი მისი პოტენციალი კათოდის პოტენციალის 1/3-ს შეადგენს. ბადის პოტენციალი კათოდის პოტენციალის მიმართ ყოველთვის დადებითია. თუ ბადის პოტენციალი +1, +2 ან +3 ვოლტია, მაშინ ბადე ელექტრონებს აჩქარებს. იზრდება ანოდური დენი. თუ ბადის პოტენციალი -1, -2 ან -3 ვოლტია, მაშინ ადგილი აქვს ელექტრონების დამუხრუჭებას და ანოდური დენი მცირდება (ნახ.27.3 ბ). ბადის უარყოფითი პოტენციალის გადიდებისას, ელექტრონების გატარება ანოდისაკენ შეწყდება და მილაკი ჩაიკეტება. ბადე, რომელსაც ხშირად **მმართველ ელექტროდს** უწოდებენ საკმაოდ დიდ დიაპაზონში ცვლის ანოდურ დენის მნიშვნელობას, კერძოდ ანოდური დენის ძალა იცვლება 0-დან ნაჯერობის მნიშვნელობამდე.

ბადის პოტენციალის ცვლილება უფრო მკვეთრად ცვლის ანოდურ დენის ძალას, ვიდრე ანოდური ძაბვის ცვლილება, ამიტომ ტრიოდში **ანოდური და ბადური დენის ძალები** ორი ცვლადის ფუნქციებს წარმოადგენენ:

$$I_a = f(u_g, u_a) \quad I_g = \varphi(u_g, u_a).$$

ტრიოდის მუშაობისას განარჩევენ ორ რეჟიმს: **სტატიკურს** და **დინამიკურს**. მილაკის მუშაობის რეჟიმს ეწოდება **სტატიკური**, თუ მისი ერთ-ერთი ელექტროდის ძაბვა არის მუდმივი.

მილაკის მუშაობის რეჟიმს ეწოდება **დინამიკური**, თუ მის ელექტროდებზე ძაბვები ერთდროულად იცვლება, ე. ი. ანოდური დენის ძალის ცვლილებას იწვევს ბადისა და ანოდის ძაბვების ერთდროული ცვლილება.

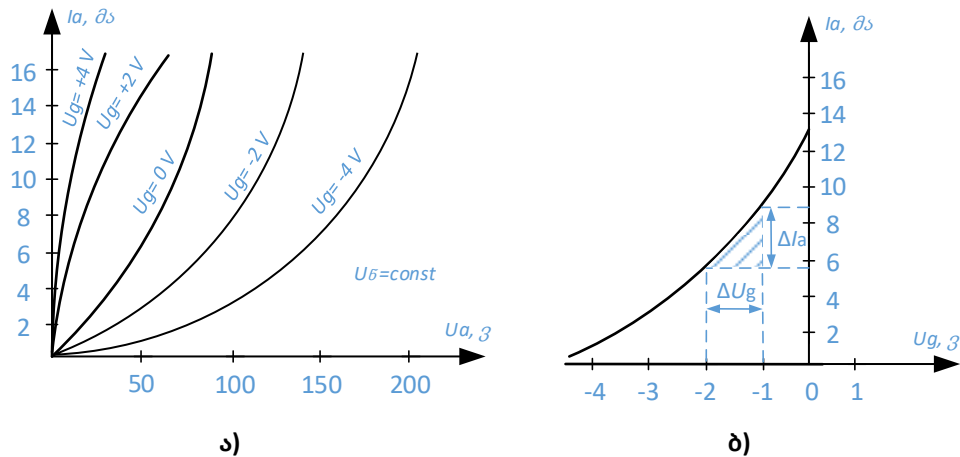
ტრიოდის ანოდური მახასიათებლები ეწოდება ანოდური დენის ძალის ანოდურ ძაბვაზე დამოკიდებულებას, როცა ბადის ძაბვა არის მუდმივი.

$$I_a = f(u_a) \text{ როცა } u_g = const.$$

ბადის ძაბვის სხვადასხვა მნიშვნელობისათვის ანოდურ მახასიათებელთა ოჯახს აქვს შემდეგი სახე (ნახ.27.4 ა).

როცა $u_g = 0$ მრუდს ისეთი სახე აქვს, როგორც დიოდის ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელს, მას ხშირად **ტრიოდის ნულოვან მახასიათებელს** უწოდებენ. ბადის პოტენციალის უარყოფითი მნიშვნელობა მახასიათებელს გადაადგილებს მარჯვნივ.

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები



ნახ.27.4. ტრიოდის მახასიათებლები: ა) $I_a = f(u_a)$, $u_g = const$; ბ) $I_a = f(u_g)$, $u_a = const$

ანოდურ-ბადური მახასიათებელი $I_a = f(u_g)$ როცა $u_a = const$ წარმოდგენილია ნახ.27.6 ბ)-ზე. ანოდური დაბვის ნებისმიერი მნიშვნელობისათვის ბადის დაბვა უარყოფითია, ხოლო ბადის დაბვის იმ მნიშვნელობას, რომლის დროსაც ანოდური დენის ძალა 0-ის ტოლი ხდება ჩამკეტი დაბვა ეწოდება. ჩამკეტ დაბვაზე მაღალი უარყოფითი დაბვისას მილაკი ჩაკეტილია. ბადის უარყოფითი დაბვის შემცირებისას ანოდური დენი ჯერ მდორედ იწყებს ზრდას, ხოლო შემდეგ კი სწრაფად იზრდება და მახასიათებელი თითქმის წრფე ხდება.

სტატიკურ რეჟიმში მილაკის ძირითად თვისებებს ახასიათებს სტატიკური პარამეტრები. ტრიოდის ძირითადი სტატიკური პარამეტრებია:

1. ანოდურ-ბადური მახასიათებლის S - დახრილობა;
2. R_i - დიფერენციალური ანუ შიგა წინააღობა;
3. μ - გაძლიერების სტატისტიკური კოეფიციენტი.

ტრიოდის ანოდური დენი არის ანოდური და ბადური დაბვების ფუნქცია:

$$I_a = f(u_g, u_a).$$

ჩავწეროთ ანოდური დენი სრული დიფერენციალის სახით:

$$dI_a = \frac{\partial I_a}{\partial u_g} du_g + \frac{\partial I_a}{\partial u_a} du_a \tag{27.1}$$

ეს გამოსახულება მარტივ სახეს მიიღებს თუ ბადის ან ანოდის დაბვებიდან ერთ-ერთი მუდმივია (სტატისტიკური რეჟიმი). ვთქვათ $u_a = const$, მაშინ მივიღებთ:

$$dI_a = \frac{\partial I_a}{\partial u_g} du_g,$$

სიდიდეს $S = \partial I_a / \partial u_g$, როცა $u_a = const$ ანოდურ-ბადური მახასიათებლის დახრილობა ეწოდება.

S დიფერენციალური პარამეტრის მიახლოებითი შეფასების მიზნით უსასრულოდ მცირე ნაზრდიდან გადავიდეთ სასრულ მცირე ნაზრდზე, მაშინ მახასიათებლის დახრილობისათვის გვექნება:

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta u_g}, \quad u_a = const. \tag{27.2}$$

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

დახრილობა ახასიათებს ანოდური დენის ცვლილების სისწრაფეს ბადის დაბვაზე დამოკიდებულებით. იგი განისაზღვრება ბადური მახასიათებლის დახრილობის კუთხის ტანგენსით. ნახ.27.4 ბ)-ზე მოცემულია S -ის გრაფიკულად განსაზღვრის მაგალითი. თანამედროვე პირდაპირშემთბობიანი მილაკებისათვის:

$$1 \text{ მა/ვ} \leq S \leq 5 \text{ მა/ვ}.$$

ირიბშემთბობიანი მილაკებისათვის $S \geq 5 \text{ მა/ვ}$ -ზე.

როცა $u_g = const$ (1) განტოლებიდან გვაქვს:

$$dI_a = \frac{\partial I_a}{\partial u_a} du_a = \frac{1}{R_i} du_a,$$

სადაც:

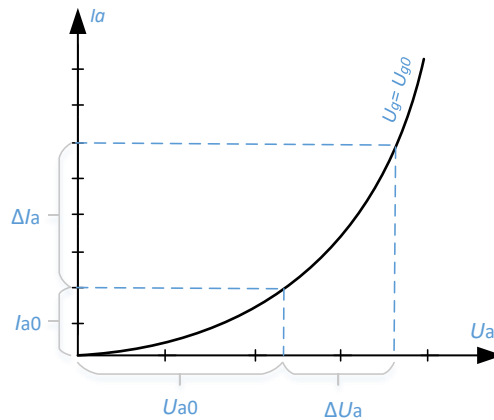
$$R_i = \frac{\partial u_a}{\partial I_a} \approx \frac{\Delta u_a}{\Delta I_a} \tag{27.3}$$

სიდიდეს ტრიოდის **დიფერენციალური ან შიგა წინაღობას** უწოდებენ. მცირე უბანზე მახასიათებელი შეიძლება წრფივად ჩაითვალოს, ე. ი. შეიძლება დავუშვათ, რომ დენის ძალა დაბვის წრფივი ფუნქციაა, ამიტომ თუ ანოდურ წრედს, მუდმივ დაბვასთან ერთად მოვდებთ სინუსოიდურ ცვლად დაბვას, დენის ცვლილებაც იქნება სინუსოიდური $I_a = I_{am} \sin \omega t$.

დავუშვათ, ანოდური დაბვის (მუდმივი) და დენის ცვლილებები ტოლია ცვლადი დაბვისა და დენის ძალის ამპლიტუდების, ე. ი. $u_{am} \approx \Delta u_a$ და $I_{am} \approx \Delta I_a$ (ნახ.27.5), მაშინ შეგვიძლია ჩავწეროთ:

$$\frac{u_{am}}{I_{am}} = \frac{\Delta u_a}{\Delta I_a} = R_i.$$

ამრიგად, მილაკის შიგა წინაღობა არის წინაღობა ცვლადი დენის მიმართ, მცირე ამპლიტუდის დენებისას. ტრიოდის შიგა წინაღობა დამოკიდებულია მილაკის ტიპზე და იცვლება 1-100 კომის შუალედში.



ნახ.27.5. ტრიოდის $I_a = f(u_a)$ ანოდური მახასიათებელი

ტრიოდის სტატისტიკური გვ განისაზღვრება ტოლობით:

$$\mu = \frac{du_a}{du_g} \approx \frac{\Delta u_a}{\Delta u_g}. \tag{27.4}$$

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

ტრიოდებისათვის μ რამდენიმე ერთეულიდან ასეულებამდე აღწევს.

თუ ტრიოდის სამივე პარამეტრი განსაზღვრულია მახასიათებლის ერთ-ერთი რომელიმე უბნისთვის, მაშინ ისინი ერთმანეთთან დაკავშირებულია განტოლებით:

$$R_i S = \mu. \tag{27.5}$$

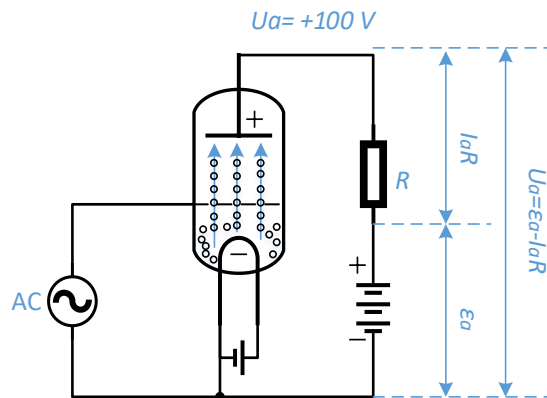
ამ განტოლებას მილაკის **შიგა დიფერენციალურ განტოლებას** უწოდებენ.

მილაკების სხვადასხვა რეჟიმში მუშაობისას (მაგ. გამაძლიერებელ სქემებში) ანოდურ წრედში კვების წყაროსთან ერთად რთავენ დატვირთვისაც. ნახ.27.6-ზე მოცემულია სქემა, რომელშიც ჩართულია R რეზისტორი.

ბადური დაბვის ცვლილებისას იცვლება ანოდური დაბვა. მილაკის სტატიკურ რეჟიმში მუშაობისას ანოდური დაბვა ტოლია კვების წყაროს **ემძ** -ის და არ იცვლება ბადის დაბვის ცვლილებისას. მილაკის დატვირთვის რეჟიმში მუშაობისას ანოდური დაბვა ყოველთვის ნაკლებია კვების წყაროს **ემძ**-ზე, კერძოდ:

$$u_a = \varepsilon_a - I_a R.$$

მილაკის დატვირთვის რეჟიმში მუშაობისას სამივე u_g, u_a და I_a პარამეტრები ერთდროულად იცვლება. ასეთ რეჟიმს კი დინამიკური ეწოდება. ამ რეჟიმისას $I_a = f(u_g, u_a)$ დამოკიდებულებას **დინამიკურ მახასიათებელს** უწოდებენ, ხოლო I_a - კი დინამიკურ პარამეტრს.



ნახ.27.6. ტრიოდის გამოყენება გამაძლიერებელის სახით. ანოდურ წრედში ჩართულია დატვირთვა

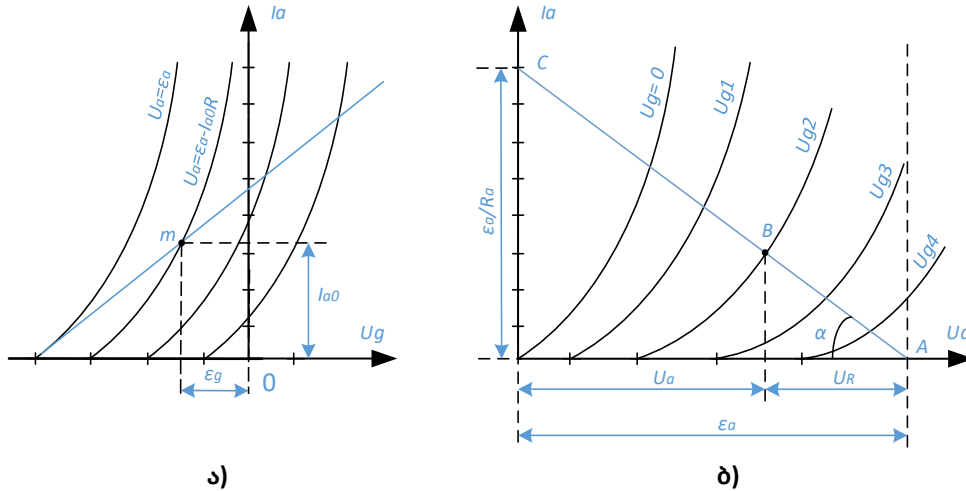
ანოდურ-ბადური დინამიკური მახასიათებელია: $I_a = f(u_g)$, როცა $\varepsilon_a = const$ $R \neq 0$. აქ უკვე არ არის საჭირო u_a -ს მუდმივობის მოთხოვნა, რადგან u_g -ს ცვლილებისას იცვლება u_a -ც. ამასთან, u_a -ს და u_g -ს ცვლილება ხდება საპირისპირო ნიშნით. u_g -ს გაზრდა იწვევს I_a -ს გაზრდას და R დატვირთვაზე დაბვის ვარდნას ($u_R = I_a R$), რაც იწვევს ანოდზე დაბვის შემცირებას. ორი საპირისპირო სიდიდის მოქმედებით გამოწვეული ანოდური დენის ნაზრდი უფრო მცირეა, ვიდრე ის იყო დატვირთვის არ არსებობისას. ეს ნიშნავს რომ დინამიკური მახასიათებელი ბევრად უფრო მდორეა ვიდრე სტატიკური მახასიათებელი (ნახ.27.7. ა). მახასიათებლის დახრილობა დამოკიდებულია დატვირთვის წინააღობაზე. რაც უფრო დიდია დატვირთვის წინააღობა მით უფრო მდორედ მიემართება დინამიკური მახასიათებელი.

ანოდური დენის ანოდურ დაბვაზე დამოკიდებულებას აქვს შემდეგი სახე:

$$I_a = \frac{\varepsilon_a}{R} - \frac{u_a}{R}. \tag{27.6}$$

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

(27.6)-ე არის წრფის განტოლება, რომლის აბსცისთა ღერძთან შედგენილი კუთხის ტანგენსი $1/R$ -ის ტოლია. მახასიათებლის გადაღების მიზნით პოულობენ აბსცისთა და ორდინატთა ღერძებთან გადაკვეთის წერტილებს. დავუშთ, რომ (27.6) ტოლობაში $I_a = 0$ მაშინ $u_a = \varepsilon_a$. დენის ღერძთან გადაკვეთის წერტილის პოვნა ხდება $u_a = 0$ პირობით $I_a = \frac{\varepsilon_a}{R}$. ამ ორ წერტილზე გავლილი წრფე არის დინამიკური მახასიათებელი და მას ხშირად **დატვირთვის წრფესაც** უწოდებენ. ნახ.27.7 ბ)-ზე მოცემულია სტატისტიკური მახასიათებელთა ოჯახი და დატვირთვის წრფე.



ნახ.27.7. ტრიოდის მახასიათებლები: ა) დინამიკური მახასიათებელი; ბ) სტატისტიკური მახასიათებელი

დინამიკური მახასიათებელი გვიჩვენებს, რომ ბადის დაბვის გადიდებისას ანოდური დენი იზრდება და ამავე დროს მცირდება ანოდური დაბვა. დინამიკური მახასიათებლის დახმარებით ბადის დაბვის ნებისმიერი მნიშვნელობისას შეიძლება განისაზღვროს ანოდური დაბვა და ანოდური დენი.

დინამიკური მახასიათებლის დახრილობა დამოკიდებულია დატვირთვის წინააღმდეგობაზე. (27.6)-ე განტოლებიდან გვაქვს:

$$dI_a = S du_g + \frac{1}{R_i} du_a.$$

გავითვალისწინებთ რა, რომ $du_a = R dI_a$ მივიღებთ:

$$dI_a = S du_g - \frac{R}{R_i} dI_a,$$

$$\left(1 + \frac{R}{R_i}\right) dI_a = S du_g,$$

აქედან:

$$S_g = \frac{dI_a}{du_g} \approx \frac{\Delta I_a}{\Delta u_g}, \quad \text{როცა } R = const \text{ და } \varepsilon_a = const.$$

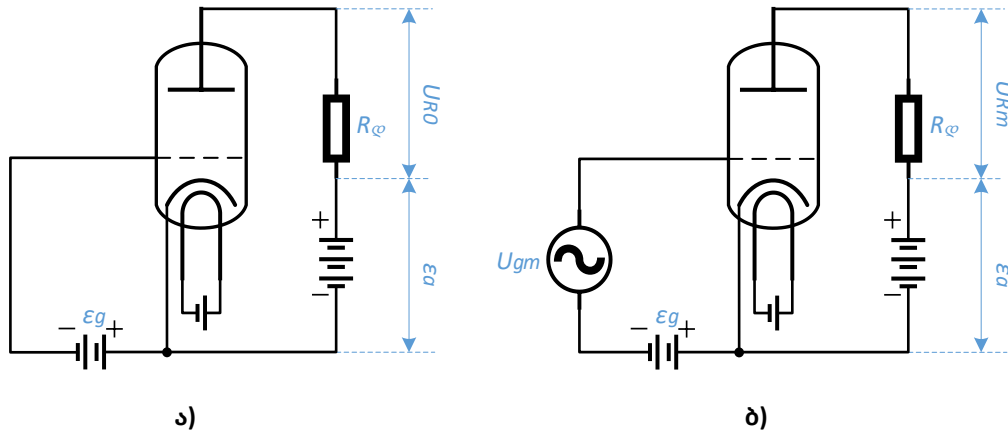
ამ გამოსახულებას უწოდებენ **დინამიკური მახასიათებლის დახრილობას**, ან მოკლედ, **დინამიკურ დახრილობას**. ცხადია:

$$S_g = \frac{dI_a}{du_g} = \frac{S}{1 + \frac{R}{R_i}}.$$

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

როგორც ვხედავთ $S_g < S$ -ზე და ეს პირობა მით უფრო მკაცრად სრულდება რაც უფრო დიდია დატვირთვის R წინაღობა. როცა $R = 0$ მაშინ $S_g = S$.

ტრიოდს უპირატესად სიგნალის გასაძლიერებლად იყენებენ. განვიხილოთ ტრიოდის მუშაობა გამაძლიერებელ სქემაში ($R_{\phi} \neq 0$).



ნახ.27.8. ტრიოდის ჩართვა გამაძლიერებლის რეჟიმში: ა) სტატიკური რეჟიმი, ბ) დინამიკური რეჟიმი

ვთქვათ მილაკი მუშაობს სტატიკურ რეჟიმში (იხ. ნახ.27.8 ა) u_{g0} და u_{a0} გარკვეული მნიშვნელობის დროს და ამ პირობებში ანოდურ წრედში გადის I_{a0} დენი, რომელიც R_{ϕ} (დატვირთვის წინაღობა) წინააღობაზე წარმოქმნის ძაბვის ვარდნას:

$$u_{R0} = I_{a0}R_{\phi} ,$$

და ანოდის ძაბვა იქნება:

$$u_{a0} = \varepsilon_a - u_{R0} = \varepsilon_a - I_{a0}R_{\phi} .$$

ახლა დავუშვათ, რომ მილაკის ბადეზე მოდებულია კიდევ სინუსოიდური $u_{g\sim} = u_{gm}\sin(\omega t)$ ძაბვა. მაშინ, თუ მილაკი მუშაობს ანოდურ-ბადური მახასიათებლის წრფივ უბანზე, ანოდური დენის ცვლილება იქნება სინუსოიდური. შესაბამისად, მუდმივი ძაბვის ვარდნასთან ერთად თავს იჩენს ძაბვის ვარდნის ცვლადი მდგენელიც:

$$u_{R\sim} = I_{a\sim}R_{\phi} .$$

ამრიგად, ძაბვა დატვირთვაზე შეიძლება წარმოვადგინოთ მუდმივი და ცვლადი მდგენელების ჯამის სახით:

$$u_{R0} + u_{Rm}\sin(\omega t) .$$

აქ განსაკუთრებით საინტერესოა ცვლადი მდგენელი, რადგან სწორედ მისი სიდიდე განსაზღვრავს გაძლიერების ეფექტს.

ტრიოდის დინამიკური μ_g გამოისახება ტოლობით:

$$\mu_g = \frac{u_{Rm}}{u_{gm}} .$$

ეს ტოლობა შეიძლება გადავწეროთ შესაბამისი ძაბვის ნაზრდებით.

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

$$\mu_g = \frac{\Delta u_R}{\Delta u_g}.$$

სადაც: $\Delta u_R = \Delta I_a R_{\text{ფ}}$, ამიტომ:

$$\mu_g = \frac{\Delta I_a R_{\text{ფ}}}{\Delta u_g}.$$
$$S_g = \frac{\Delta I_a}{\Delta u_g},$$

გვაქვს:

$$\mu_g = R_{\text{ფ}} S_g = \frac{R_{\text{ფ}} S}{1 + \frac{R_{\text{ფ}}}{R_i}} = \frac{R_i R_{\text{ფ}} S}{R_{\text{ფ}} + R_i}.$$

გავითვალისწინოთ, რომ: $\mu = R_i S$, მივიღებთ:

$$\mu_g = \frac{\mu}{1 + \frac{R_{\text{ფ}}}{R_i}}. \quad (27.7)$$

(27.7)-დან ვადგენთ, რომ:

$$\mu_g < \mu.$$

§28. ტეტროდი და პენტოდი. მაგნეტრონი

ტრიოდს გააჩნია ორი არსებითი ნაკლი, რომელიც ზღუდავს მათ გამოყენებას რადიოელექტრონულ აპარატურაში:

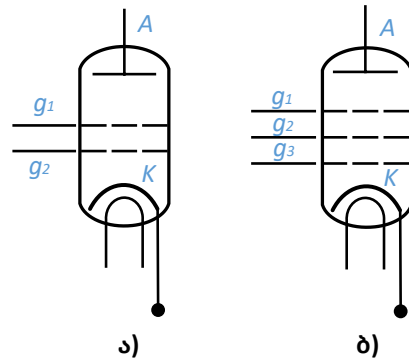
1. მცირე სტატისტიკური გაძლიერების კოეფიციენტი;
2. ელექტროდებს შორის შედარებით დიდი ტევადობა.

ეს უკანასკნელი წარმოქმნის ანოდურ და ბადურ წრედს შორის **ტევადურ უკუკავშირს**. ცვლადი დენი ანოდური წრედიდან ამ ტევადობის გავლით მიემართება ბადური წრედისაკენ. შესაბამისად, გამოსავლის დაბვა ზემოქმედებს მილაკის შესასვლელზე, რაც არსებითად ცვლის მილაკის მუშაობას. ტევადური უკუკავშირი გავლენას ახდენს ტრიოდის გაძლიერების მახასიათებელზე. ეს ფაქტი განსაკუთრებით შესამჩნევია მაღალი სიხშირის სიგნალის გაძლიერებისას (რადგან ტევადური გამტარობა ტოლია $C\omega$).

ზემოთ ჩამოთვლილი ნაკლოვანება აღმოფხვრილია ოთხელექტროდიან მილაკში, სახელწოდებით **ტეტროდი**. ტეტროდის სქემატური გამოსახულება ნახ.28.1 ა)-ზე. ტეტროდში დამატებითი მეოთხე ელექტროდი არის ე. წ. **ეკრანირებადი ბადე**, რომელიც მოთავსებულია მმართველ ბადესა და ანოდს შორის. ეკრანირებად ბადეს მიეწოდება ხოლმე, დადებითი $u_{\text{გ3}}$ პოტენციალი, რომელიც ჩვეულებრივ u_a ანოდური პოტენციალის დაახლოებით 20-50 %-ს შეადგენს.

$u_{\text{გ3}}$ დაბვის შექმნისათვის შეიძლება გამოყენებული იქნეს სპეციალური ბატარეა, მაგრამ ხშირად მას მიეწოდება შემცირებული ანოდური დაბვა. ამ მიზნით გამოიყენება დაბვის დამყოფი ან დაბვის დამადაბლებელი წინაღობა. ამასთან, საყურადღებოა ის გარემოება, რომ მილაკის მუშაობისას ეკრანირებადი ბადის დაბვა უცვლელი უნდა დარჩეს.

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები



ნახ.28.1. ა) ტეტროდი; ბ) პენტოდი

ტეტროდის დენი ძირითადად განისაზღვრება ეკრანირებადი ბადის პოტენციალით, რადგან ეს უკანასკნელი უფრო ახლოსაა კათოდთან, ამიტომ მილაკის მუშაობისას ანოდური დაბვის ცვლილება ანოდურ დენზე გავლენას არ მოახდენს. ეს კი გარკვეულ წილად აღმოფხვრის დინამიკური მახასიათებლის დაქვეითებას, რასაც ადგილი აქვს ტრიოდებში.

გარდა ამისა, ტეტროდში მეორე ბადის არსებობის გამო, მცირდება ელექტროდებს შორის ტევადური კავშირი. მილაკში მეორე ბადე თითქოს „აეკრანებს“ (იცავს კათოდსა და მმართველ ბადეს ანოდის ელექტრული ველის გავლენისაგან.)

ტეტროდის გვრამდენჯერმე მაღალია, ვიდრე ტრიოდის და აღწევს 1000-ს და, ზოგჯერ მეტსაც კი. მაგრამ მეოთხე ელექტროდის მოთავსება აუმჯობესებს და უფრო მდგრადს ხდის მილაკის მუშაობას.

ტეტროიდები ფართოდ გამოიყენება მაღალი სიხშირის რხევების გასაძლიერებლად, მაგრამ იგი არ შეიძლება გამოყენებული იქნეს დიდი დაბვის ამპლიტუდის მქონე რხევების გასაძლიერებლად, მათში **დინოტრონული ეფექტის** გამო. ამ მოვლენის არსი შემდეგში მდგომარეობს:

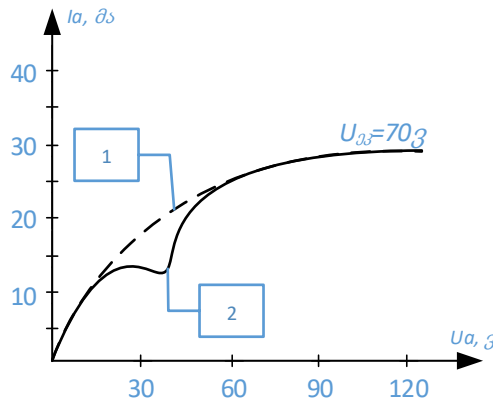
კათოდიდან ანოდისაკენ მიმავალი ელექტრონები ბომბავენ ანოდს და მისგან ამოგლეჯენ ე. წ. მეორად ელექტრონებს. ამასთან, ერთ ელექტრონს შეუძლია ამოაგდოს რამდენიმე. ამ მოვლენას **მეორად ემისიას** უწოდებენ და მას ადგილი აქვს ყველა მილაკში. თუმცა დიოდებსა და ტრიოდებში მას ზიანის მოტანა არ შეუძლია, რადგან მეორადი ელექტრონები მათი მცირე სიჩქარის გამო, ისევ უკან მიიზიდება ანოდისაკენ. სხვაგვარადაა საქმე ტეტრიოდში, როცა ადგილი აქვს მისი გამოყენებით დიდი ამპლიტუდის რხევების გაძლიერებას. ანოდურ წინაღობაზე (დატვირთვაზე) წარმოიქმნება დიდი ამპლიტუდის დაბვა. რადგან ანოდზე და დატვირთვაზე დაბვების ჯამი, ანოდური კვების წყაროს **ემძ**-ის ტოლია, ამიტომ დატვირთვაზე დაბვის გაზრდა იწვევს ანოდის დაბვის შემცირებას. იმ მომენტში, როცა ანოდის დაბვა ნაკლებია ეკრანის დაბვაზე, მეორადი ელექტრონები არ დაბრუნდებიან ანოდზე და მიიზიდებიან მაეკრანირებელ ბადეზე.

მეორადი ელექტრონების ნაკადი ეკრანის ბადეზე წარმოქმნის ელექტრონების საპირისპირო დენს, რომელიც ამცირებს მილაკში ძირითად დენს. ეს საპირისპირო დენი არღვევს მილაკის ნორმალური მუშაობის რეჟიმს, ამახინჯებს მახასიათებელს და ამცირებს გაძლიერების ეფექტურობას.

ნახ.28.2-ზე მრუდი 2 გამოსახავს ტეტროდის ანოდურ მახასიათებელს, რომელსაც **დინოტრონული ვარდნის** გამო გააჩნია ვარდნის უბანი. ანოდური დაბვის გადიდებისას ანოდური დენი ჯერ იზრდება, შემდეგ კი მცირდება, ეკრანის ბადეზე საპირისპირო დენის გავლენით. ანოდური დაბვის ეკრანის დაბვამდე შემცირებისას ეკრანის ბადის საპირისპირო დენი მცირდება და ბოლოს უტოლდება 0-ს, როცა ანოდის დაბვა გაუტოლდება ეკრანის დაბვას. იმ მომენტისათვის, როდესაც ანოდის დაბვა აღემატება ეკრანის დაბვას, მეორადი ელექტრონები ბრუნდებიან უკან ანოდზე, ეკრანის ბადეზე საპირისპირო დენი 0-ის ტოლია და ადგილი არ აქვს დინოტრონულ ეფექტს. დინოტრონული ეფექტის

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

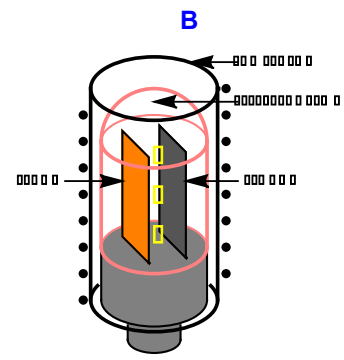
აღმოფხვრის მიზნით ტეტროდში შეჰყავთ მესამე ბადე ანუ მეხუთე ელექტროდი (ნახ.28.1 ბ). ასეთ მილაკებს პენტოდს უწოდებენ. ეკრანსა და ანოდს შორის ათავსებენ ანტიდინოტრონულ ბადეს, რომელიც მიერთებულია კათოდთან და რომელიც ქმნის მასსა და ანოდს შორის ველს. ეს ველი მეორად ელექტრონებს აბრუნებს ანოდზე.



ნახ.28.2. ტეტროდის (მრუდი 1) და პენტოდის (მრუდი 2) ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

პენტოდის ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელს ვარდნის უბანი არ გააჩნია (ნახ.28.2 მრუდი 1) პენტოდი ფართოდ გამოიყენება გამაძლიერებლებში მაღალი და დაბალი სიხშირის რხევების გასაძლიერებლად. გარდა ამისა პენტოდი გამოიყენება გენერატორებშიც, მაღალი სიხშირის რხევების გენერირებისათვის.

ელექტრონული მილაკის ერთ-ერთ გავრცელებულ სახეს წარმოადგენს **მაგნეტრონი**. მაგნეტრონი არის ელექტრონული მილაკი (ბრიტანულად სარქველი), რომელიც გამოიყენება მიკროტალღური გამოსხივების მისაღებად. მაგნეტრონებმა მნიშვნელოვანი წვლილი შეიტანა რადარების შემუშავებაში მეორე მსოფლიო ომის დროს. დღეს მაგნეტრონებს გამოიყენებენ მიკროტალღურ ღუმელებში. მაგნეტრონები მუშაობს ძალიან მაღალ დაბვაზე. ნახ.28.3-ზე წარმოდგენილია მაგნეტრონის გამარტივებული ვერსია. იგი წარმოადგენს მოდიფიცირებულ დიოდურ ელექტრონულ მილაკს, რომელიც შევსებულია დაბალი წნევის ($\sim 10^{-7}$ ტორი) ინერტული აირით. ელექტრონები წარმოიქმნება მარტკუთხა, ვოლფრამის კათოდიდან თერმოელექტრული ემისიის შედეგად ($800 - 1000^{\circ}C$). ანოდი ცვლადი დადებითი u დაბვით დებულობს ელექტრონების ნაკადს. მილაკი მოთავსებულია სოლენოიდში, რომელიც მილაკის ღერძის გასწვრივ ქმნის ერთგვაროვან \vec{B} მაგნიტურ ველს. ანოდური I დენი დამოკიდებულია სოლენოიდის მაგნიტურ ველზე და მამასადამე, მაგნიტური ველის ფუნქციას წარმოადგენს. u დაბვისა და \vec{B} მაგნიტური ველის სწორად შერჩევისას ელექტრონების ტრაექტორია მრუდდება და შეიძლება მათი უკან კათოდისაკენ მიმართვა, ამ დროს ანოდური დენი ნულს უტოლდება.



ნახ.28.3. მაგნეტრონის სტრუქტურული სქემა

მაგნეტრონის მნიშვნელოვან პარამეტრს წარმოადგენს **ელექტრონის ხვედრითი მუხტი (e/m)**. m მასის და e მუხტის ელექტრონის მოძრაობის ტრაექტორია \vec{E} ელექტრულ და \vec{B} მაგნიტურ ველში ემორჩილება ლორენცის ძალას:

თავი VI. ელექტროვაკუუმური ხელსაწყოები

$$m \frac{d^2 \vec{r}}{dt^2} = -e(\vec{E} + [\vec{v}\vec{B}]). \quad (28.1)$$

ელექტრონის სიჩქარე ამაჩქარებელი u ძაბვისას განისაზღვრება გამოსახულებით:

$$\frac{1}{2}mv^2 = eu, \quad (28.2)$$

პერპენდიკულარული მაგნიტური ველი იწვევს ელექტრონის ტრაექტორიის გამრუდებას:

$$\frac{mv^2}{2} = euB. \quad (28.3)$$

(28.2) და (28.3) განტოლებებიდან გამოვრიცხოთ v და განვსაზღვროთ ელექტრონის სვედრითი მუხტი:

$$\frac{e}{m} = \frac{2u}{B^2 r^2}. \quad (28.4)$$

როცა $r \leq d$, სადაც d - არის მანძილი ანოდსა და კათოდს შორის, ანოდური დენი ნულამდე ეცემა. საბოლოოდ ელექტრონის სვედრითი მუხტი შეიძლება ვიპოვოთ გამოსახულებით:

$$\frac{e}{m} = \frac{2u}{B^2 d^2}. \quad (28.5)$$

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

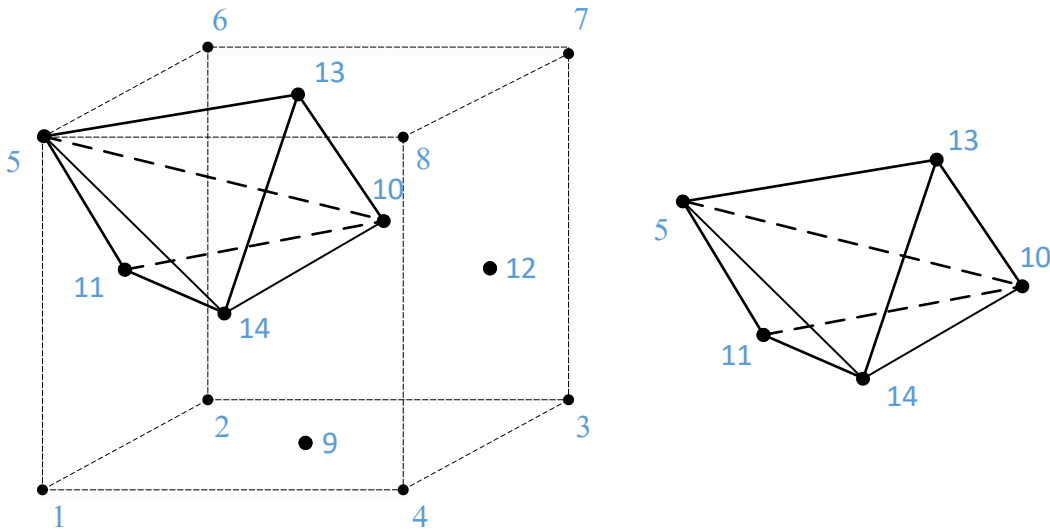
§29. ნახევარგამტართა ელექტროგამტარობა

ნივთიერებები ელექტრული დენის გამტარობის თვალსაზრისით იყოფა **გამტარებად**, **დიელექტრიკებად** და **ნახევარგამტარებად**.

გამტარებს გააჩნიათ მაღალი ელექტრო გამტარობა, დიელექტრიკები პრაქტიკულად არ არიან გამტარები, ხოლო ნახევარგამტარებს კი უჭირავთ გამტარებსა და დიელექტრიკებს შორის შუალედური მდგომარეობა.

ნახევარგამტარებისათვის დამახასიათებელია გამტარებლობის ტემპერატურაზე მკვეთრი დამოკიდებულება. ტემპერატურის შემცირებისას ნახევარგამტარის გამტარობა მცირდება, ხოლო გადიდებისას კი იზრდება.

დღეისათვის ყველაზე უფრო მეტად შესწავლილი და გავრცელებული ნახევარგამტარებია: გერმანიუმი (*Ge*), სილიციუმი (*Si*) და დარიშხანი (*As*). ამ ნახევარგამტარებს მოწესრიგებული **კრისტალური მესერი** გააჩნიათ. მათი ატომები განლაგებულია სივრცეში მკაცრად განსაზღვრული რიგით, რაც ქმნის სწორედ, კრისტალური მესერის მოწესრიგებულობას. იგი ანალოგიურია ალმასის კრისტალური მესერის, რომლის ფრაგმენტსაც აქვს ნახ.29.1-ზე წარმოდგენილი სახე.



ნახ.29.1. ნახევარგამტარული ნივთიერების კრისტალური მესერის ნიმუში

როგორც ნახაზიდან ჩანს, მოცემულ შემთხვევაში, კრისტალურ მესერს კუბის ფორმა აქვს. ატომები 1 - 8 მოთავსებულია კუბის წვეროებში, ხოლო ატომები 9-13 მისი წახნაგების შუა წერტილებში. თუ კუბის ერთ-ერთ წვეროში განლაგებულ ატომს ავიღებთ და შევაერთებთ კუბის წახნაგების შუა წერტილებთან მივიღებთ ტეტრაედს. ასეთი ტეტრაედი შეიძლება მიღებული იქნას ატომთა სხვადასხვა კომბინაციით, ერთ-ერთი მათგანი წარმოდგენილია ნახ.29.1-ზე. ნახაზის მიხედვით, (5, 10, 11, 13, 14)

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

მეზობელი ატომებით ქმნიან ტეტრაედს, რომლის წვეროშიც განთავსებულია ატომი ნომრით 14 (ნახ.29.1. ბ).

ნახევარგამტარის ატომები ერთმანეთთან დაკავშირებულია **სავალენტო ელექტრონებით**. ცენტრალური ატომი ოთხ მეზობელ ატომს უკავშირდება თავისი ოთხი სავალენტო ელექტრონით, მეორე მხრივ, ეს ატომები თავიანთი სავალენტო ელექტრონებით უკავშირდებიან ცენტრალურ ატომს, ე.ი. ატომებს შორის განხორციელებულია **ორმაგი ელექტრონული კავშირი**, რომელსაც **კოვალენტური კავშირი** ეწოდება.

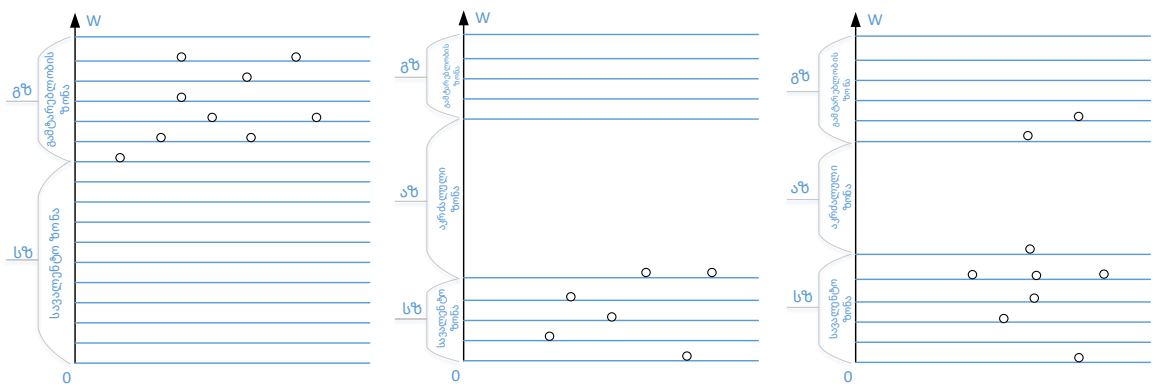
ტემპერატურის აბსოლუტურ ნულზე ყველა კოვალენტური კავშირი შევსებულია ელექტრონებით, ნივთიერებაში თავისუფალი ელექტრონები არ არის და, ამიტომ ნახევარგამტარი ისე იქცევა, როგორც დიელექტრიკი. ტემპერატურის გადიდებისას კრისტალური მესერის სითბური რხევები გადაეცემა სავალენტო ელექტრონებს, რომელთაგან ზოგიერთი, ტოვებს რა თავის კოვალენტურ ორბიტას, ხდება თავისუფალი.

ელექტრონისაგან განთავისუფლებულ კოვალენტურ ორბიტაზე ადგილი აქვს ელექტრონის ვაკანსიას. ეს ვაკანსია შეიძლება შეავსოს მეზობელი ატომების ნებისმიერმა სხვა ელექტრონმა. ამ ვაკანსიას განიხილავენ როგორც დადებითი მუხტის მატარებელს და მას უწოდებენ **ხვრელს**.

გარე ელექტრული ველის მოქმედებით ელექტრონები და ხვრელები იწყებენ ერთმანეთის შემხვედრ, ურთიერთსაპირისპირო მოძრაობას და წარმოქმნიან ელექტრულ დენს.

ამრიგად, ნახევარგამტარში ელექტრული დენი იქმნება მუხტის ორი სახის გადამტანებით ელექტრონებითა და ხვრელებით.

სუფთა ნახევარგამტარი¹³ თავისუფალი ელექტრონების წარმოქმნა თავისთავად ხდება. ელექტრონები გათავისუფლდებიან რა ატომებისაგან, მათ ადგილზე წარმოიქმნება ხვრელი. მაშასადამე, თავისუფალი ელექტრონის გაჩენას აუცილებლად თან ახლავს ხვრელის წარმოქმნაც. ამ პროცესს ეწოდება **ელექტრონ-ხვრელის გენერაცია**. თავისუფალი ელექტრონის გადასვლას ვაკანტურ კოვალენტურ ორბიტაზე ელექტრონული ანუ **საკუთარი გამტარობა** ეწოდება.



ა) ბ) გ)

ნახ.29.2. ენერგეტიკული დონეების განლაგება ელექტრონული გადასვლებისას: ა) გამტარები, ბ) დიელექტრიკები, გ) ნახევარგამტარები

¹³ სუფთა ნახევარგამტარი ეწოდება ნახევარგამტარს, რომელიც არ შეიცავს მინარევებს და შედგება მხოლოდ ერთგვაროვანი ნივთიერებისაგან.

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

სხვადასხვა ნივთიერებათა ელექტროგამტარობას, ჩვეულებრივ, აღწერენ **ენერგეტიკული ზონური დიაგრამით** (ნახ.29.2. ა,ბ,გ), რომლის დროსაც კოორდინატთა ღერძზე ზომავენ სავალენტო ელექტრონების W ენერგიას. თუ სავალენტო ელექტრონები იმყოფებიან კოვალენტურ ორბიტაზე, მათი ენერგია შეესაბამება **სავალენტო ზონის (სზ)** ერთ-ერთ დონეს. ელექტრონი, რომელსაც აქვს დამატებითი ენერგია, გადადის ამ ზონიდან შედარებით მაღალ დონეზე, ან ტოვებს ატომს და თავისუფალი ხდება. ამ შემთხვევაში მისი ენერგია შეესაბამება **გამტარებლობის ზონის (გზ)** ერთ-ერთ დონეს.

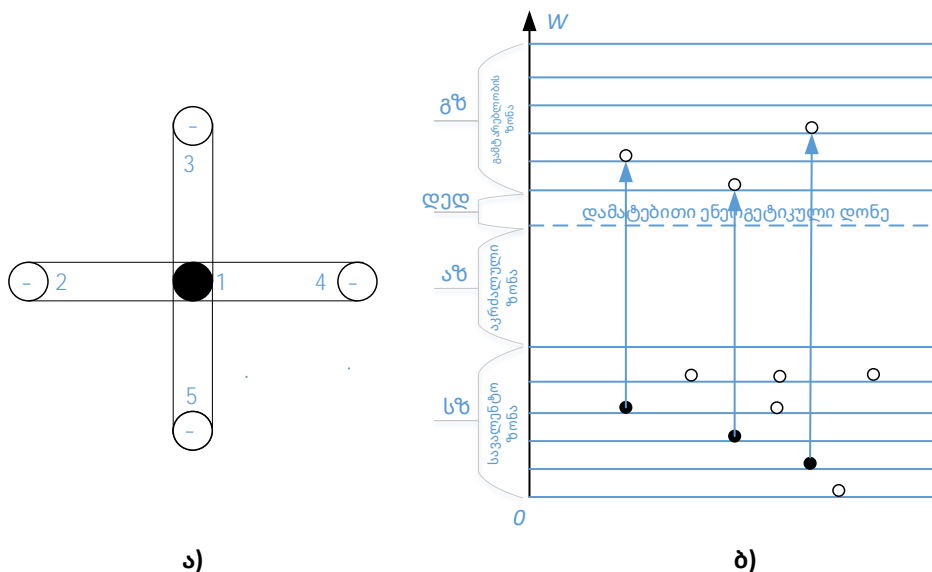
გამტარებში ელექტრონების გადასვლა სავალენტო ზონიდან გამტარებლობის ზონაში გამარტივებულია. 300 K ტემპერატურაზე, პრაქტიკულად, ყველა სავალენტო ელექტრონი მონაწილეობას იღებს ელექტრული დენის შექმნაში (ნახ.29.2 ა).

დიელექტრიკში სავალენტო ელექტრონების გადასვლა გამტარებლობის ზონაში გართულებულია, რადგან მისი სავალენტო ზონა გამტარებლობის ზონისაგან გამოყოფილია საკმაო სიგანის **აკრძალული ზონით (აზ)**, ამიტომ სავალენტო ელექტრონი ვერ შეძლებს გადალახოს **აზ** და აღმოჩნდეს **გზ**-ში (ნახ.29.2. ბ).

ნახევარგამტარებში **აზ**-ის სიგანე არ არის დიდი. მაგალითად, გერმანიუმსათვის (Ge) შეადგენს 0.803 ევ-ს, სილიციუმისათვის 1.12 ევ-ს, ხოლო გალიუმ-არსენიდისათვის ($GaAs$) - 1.43 ევ-ს. ჩვეულებრივ ტემპერატურაზე (დაახლოებით 300 K) ნახევარგამტარებს გააჩნიათ საკმარისი **საკუთარი გამტარობა**. ნახევარგამტარის გამტარობას ეწოდება საკუთარი, თუ ის მიიღება მუხტის თავისუფალი გამტარებით, n_i ელექტრონებით და p_i ხვრელებით. ჩვეულებრივ, ერთგვაროვანი ნახევარგამტარის თავისუფალი ელექტრონებისა და ხვრელების კონცენტრაცია ერთნაირია:

$$n_i = p_i .$$

ერთგვაროვანი ნახევარგამტარის მუხტის გადამტანების რიცხვი დამოკიდებულია მხოლოდ ტემპერატურაზე. ნახევარგამტარული ხელსაწყოს დამზადებისას, როგორც წესი, იყენებენ არა ერთგვაროვან ნახევარგამტარს, არამედ მინარევს. **ნახევარგამტარული მინარევი** ზრდის ნახევარგამტარის გამტარობას. განასხვავებენ n და p -ტიპის ნახევარგამტარულ მინარევს.



ნახ.29.3. ა) კრისტალის კვანძებს შორის ელექტრონულ-ხვრელური განაწილება დონორული მინარევის შემთხვევაში; ბ) ენერგეტიკული დონე დონორული მინარევის შემთხვევაში

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

დავუშვათ, n -ტიპის 4 ვალენტიან ნახევარგამტარში (Si - სილიციუმში) რაღაც გზით შევიყვანეთ ხუთვალენტიანი დონორული მინარევი (მაგალითად: AS - დარიშხანი, P - ფოსფორი ან SB - სტიბიუმი), მაშინ მასში წარმოიქმნება ჭარბი ელექტრონების კონცენტრაცია. ასეთი მინარევის ატომი იკავებს რა ნახევარგამტარის კრისტალური მესერის ერთ-ერთ კვანძს, გარემოცული აღმოჩნდება მეზობელი ატომების ელექტრონებით (ნახ.29.3. ა). ნახევარგამტარის ზონურ დიაგრამაზე წარმოიქმნება დამატებითი - **დონორული ენერგეტიკული დონე (დედ)**, რომელიც განლაგებულია **აზ**-ში **გზ**-ის ფუძესთან ახლოს (ნახ.29.3. ბ).

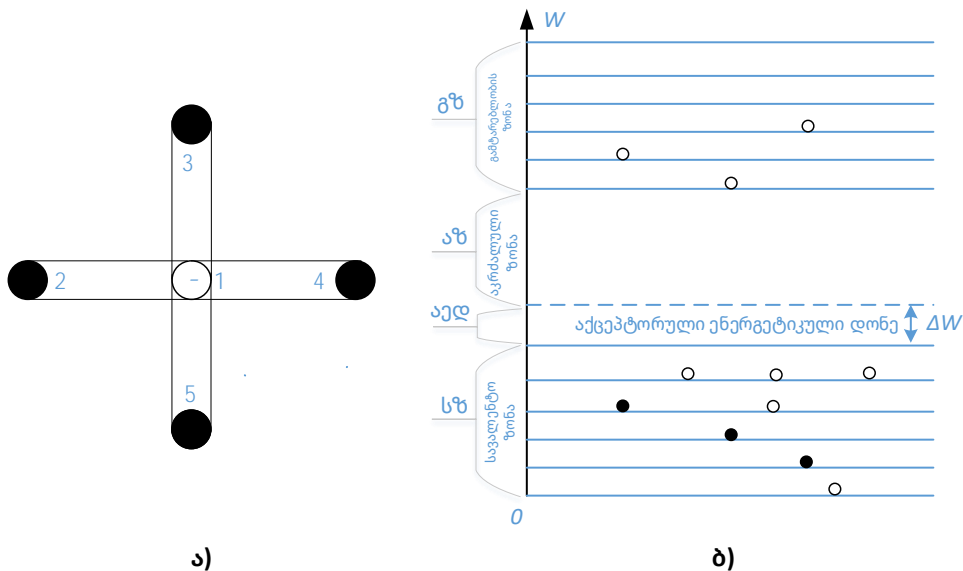
დედ-ზე თავსდება მინარევის ხუთი ელექტროდიდან ერთ-ერთი, რომელსაც არ შეუძლია მონაწილეობა მიიღოს წყვილ კოვალენტურ კავშირებში, რადგანაც ყველა კავშირი დაკავებულია მეზობელი ატომების ელექტრონებით. **აზ**-სა და **გზ**-ს ფუძეს შორის მიიღება **დედ**. **დედ**-ის ΔW ენერჯიის ინტერვალის **აზ**-ს ენერგეტიკულ ინტერვალთან შედარებით მცირეა, ამიტომ სავალენტო ელექტრონი ტოვებს **დედ**-ს და გადადის **გზ**-ში.

ამგვარად, ნახევარგამტარში წარმოიქმნება ელექტრონების ჭარბი კონცენტრაცია, რომელსაც უწოდებენ **მუხტის ძირითად გადამტანს**. n -ტიპის ნახევარგამტარს **დონორული ნახევარგამტარი** ეწოდება.

n -ტიპის ნახევარგამტარისათვის სამართლიანია თანაფარდობა:

$$n_n p_n = n_i p_i ,$$

სადაც n_n და P_n ელექტრონებისა და ხვრელების კონცენტრაციაა. მაშასადამე, დონორული მინარევის ელექტრონებისა და ხვრელების კონცენტრაციათა ნამრავლი, ძირითადი ნახევარგამტარის საკუთარი ელექტრონებისა და ხვრელების კონცენტრაციათა ნამრავლის ტოლია.



ნახ.29.4. ა) კრისტალის კვანძებს შორის ელექტრონულ-ხვრელური განაწილება აქცეპტორული მინარევის შემთხვევაში; ბ) ენერგეტიკული დონე აქცეპტორული მინარევის შემთხვევაში

ახლა განვიხილოთ შემთხვევა, როცა ოთხვალენტიან p -ტიპის ნახევარგამტარში ლეგირების გზით, შეყვანილია სამვალენტიანი აქცეპტორული მინარევი. ამ შემთხვევაში, $p - n$ გადასვლის მახლობლად, წარმოიქმნება ჭარბი ხვრელების კონცენტრაცია. p -ტიპის ნახევარგამტარის ატომს გააჩნია 4 სავალენტო ელექტრონი, რომელთაგან სამი ელექტრონი კოვალენტურ კავშირს დაამყარებს სამ

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

ვალენტურიანი მინარევის რომელიმე ატომის სავალენტო ელექტრონებთან. წარმოიქმნება სამი კოვალენტური კავშირი, მაგრამ თავისუფალი დარჩა მეოთხე ელექტრონი, რომელიც მინარევის სხვა მეზობელი ატომის ელექტრონთან დაამყარებს კოვალენტურ კავშირს. ამ დროს, მეზობელი ატომის გარსში წარმოიქმნება ვაკანტური ადგილი, ე.წ. ხვრელი (ნახ.29.4. ა).

p-ტიპის ნახევარგამტარის ზონურ დიაგრამაზე, დამატებითი ენერგეტიკული დონის სახით, ჩნდება **აქცეპტორული ენერგეტიკული დონე (აედ)**, რომელიც მოთავსებულია **აზ**-ში **სზ**-ის ქვერთან ახლოს (ნახ.29.4. ბ).

ამ შემთხვევაში **აედ**-ის ენერგიის ინტერვალი ΔW , **აზ**-ს ენერგიის ინტერვალთან შედარებით მცირეა, ამიტომ სავალენტო ელექტრონი ტოვებს **სზ**-ს, გადადის **აედ**-ზე და ავსებს მინარევის ატომის კოვალენტურ კავშირს, რის შედეგადაც **სზ**-ში წარმოიქმნება ხვრელი. *p*-ტიპის ნახევარგამტარში ხვრელები არის მუხტის ძირითადი გადამტანები, ელექტრონები კი - არაძირითადი გადამტანები.

p-ტიპის ნახევარგამტარისათვის სამართლიანია შემდეგი თანაფარდობა:

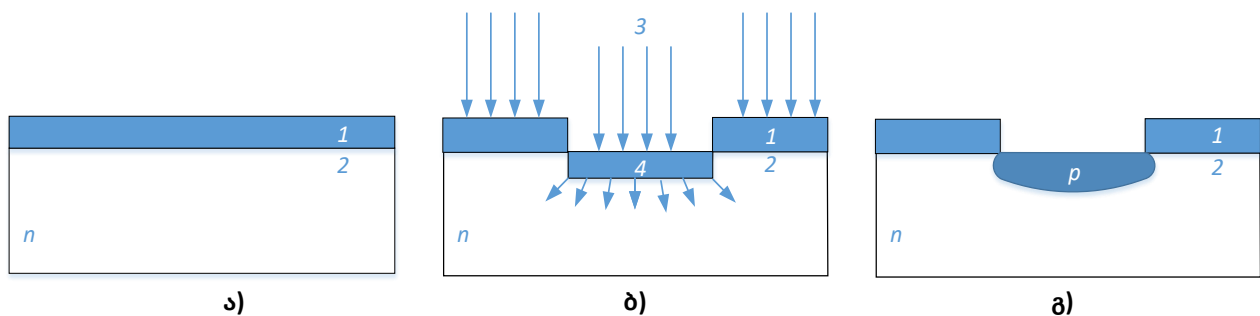
$$n_p p_p = n_i p_i$$

სადაც n_p და p_p მინარევით გამოწვეული ელექტრონებისა და ხვრელების კონცენტრაციაა.

§30. ელექტრონულ-ხვრელური გადასვლა (p-n გადასვლა)

ერთი (*p*-ტიპის) გამტარობის არიდან მეორე (*n*-ტიპის) გამტარობის არეში ელექტრონულ გადასვლას **ელექტრონულ-ხვრელურ** ან ***p* – *n* გადასვლას** უწოდებენ. *p* – *n* გადასვლის მისაღებად საჭიროა ერთმანეთთან მჭიდრო კონტაქტში მოთავსდეს *p* და *n* ტიპის ნახევარგამტარები. ცნობილია, *p* – *n* გადასვლის მიღებისას რამდენიმე ტექნოლოგია, რომელთა შორისაც შედარებით ფართოდ გავრცელებულია ე.წ. **პლანარული¹⁴ მეთოდი**.

პლანარული მეთოდით *p* – *n* გადასვლის მიღება შემდეგი თანმიმდევრობით ხდება. *n* ტიპის ნახევარგამტარის (მაგალითად, სილიციუმის) ფირფიტზე (2), თერმული მეთოდით წარმოქმნიან თხელ (1 მკმ) სილიციუმის ოქსიდის (SiO_2) შრეს (1), რომელიც წარმოადგენს საუკეთესო იზოლატორს (ნახ.30.1. ა).



ნახ.30.1. ელექტრონულ-ხვრელური გადასვლის მექანიზმი

შემდეგ **ფიტოლიტოგრაფიის¹⁵** გამოყენებით SiO_2 -ის გარკვეულ ნაწილზე, წარმოქმნიან (4) ფანჯარას და დააფრქვევენ აქცეპტორულ მინარევს (3) (ნახ.30.1. ბ). ამ ნივთიერების ატომები

¹⁴ ჰორიზონტალური (ბრტყელი).

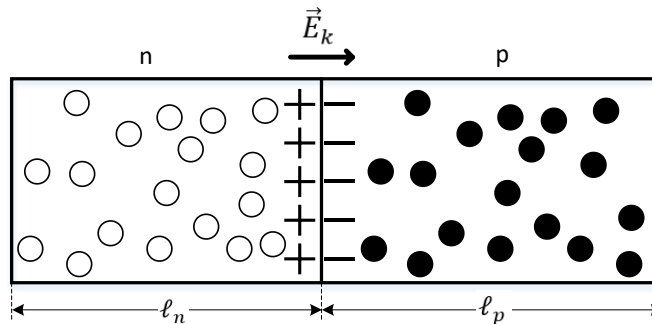
¹⁵ მასალაში თხელი ფენების დეპონირების მეთოდი.

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

დიფუნდირებენ¹⁶ n ფენაში და წარმოქმნიან p არეს. p და n არეებს შორის წარმოქმნება $p - n$ გადასვლა (ნახ.30.1. გ).

ელექტრონებისა და ხვრელების კონცენტრაცია $p - n$ არეების გამყოფი საზღვრის პერპენდიკულარული მიმართულებით მკვეთრად მეტია, ვიდრე რომელიმე სხვა მიმართულებით. ადგილი აქვს მუხტის ძირითადი გადამტანების დიფუზიას. იწყება p არიდან ხვრელების დიფუნდირება n არისაკენ, ხოლო n არიდან ელექტრონების დიფუნდირება p არისაკენ. აღნიშნულის გამო p და n არის გამყოფ საზღვართან წარმოიქმნება სივრცითი მუხტი. ის ხვრელები, რომლებიც p არიდან ვერ შეაღწევენ n არეში, განლაგდება გამყოფი საზღვრის მახლობლად და წარმოქმნიან დადებით სივრცით მუხტს. ანალოგიურად, n არიდან დიფუნდირებული ელექტრონები p არის გამყოფ საზღვართან ქმნიან უარყოფით სივრცით მუხტს.

n და p არეების გამყოფ საზღვართან წარმოიქმნება u_k პოტენციალთა სხვაობა და E_k ელექტრული ველი (იხ.ნახ.30.2.). u_k პოტენციალთა სხვაობა აბრკოლებს ხვრელებისა და ელექტრონების დიფუზიას და წარმოქმნის **პოტენციურ ბარიერს**. სივრცითი მუხტებით შექმნილი E_k ელექტრული ველი მიმართულია ნახ.30.2-ზე ნაჩვენები მიმართულებით, მარჯვნიდან მარცხნივ. გამყოფი საზღვრის მარცხნივ და მარჯვნივ გვაქვს არეები, რომლებიც გადარიბებულია მუხტის ორი სახის გამტარებით (p არის მხარეს უპირატესად ელექტრონებია, n არის მახლობლად კი - ხვრელები). თუ ამ არეების სისქეებს შესაბამისად, აღვნიშნავთ ℓ_n და ℓ_p -თი, მაშინ **თანაბარი კონცენტრაციისას**: $\ell_n = \ell_p$ და $p - n$ გადასვლას **სიმეტრიული ეწოდება**. მაგრამ პრაქტიკაში გამოიყენება **ასიმეტრიული** $p - n$ გადასვლის მქონე ნახევარგამტარები. $p - n$ გადასვლა ასიმეტრიულია თუ: $\ell_n > \ell_p$ ან $\ell_n < \ell_p$.



ნახ.30.2. $p - n$ გადასვლა ნახევარგამტარული მინარევის საზღვარზე

E_k ელექტრული ველი, რომელიც შექმნილია სივრცითი მუხტით, აჩქარებს მუხტის არაძირითად გადამტანებს, მაგრამ ამუხრუჭებს მუხტის ძირითადი გადამტანებს. ელექტრული ველის მოქმედებით მუხტის არაძირითადი გადამტანები მიიზიდება p და n არეების გამყოფი საზღვრისაკენ და განიცდიან რეკომბინირებას.

ამრიგად, $p - n$ გადასვლის საზღვარზე გვაქვს ოთხი სახის დენი. ორი მათგანი არის დიფუზიური და ორიც **დრეიფული**¹⁷, ეს დენებია: $i_{nდიფ}$, $i_{pდიფ}$, $i_{nდრ}$ და $i_{pდრ}$.

¹⁶ დიფუზიურად ერევიან.

¹⁷ ელექტრული ველის საშუალებით მუხტების არაძირითადი გადამტანებით შექმნილ დენს დრეიფულ დენს უწოდებენ.

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

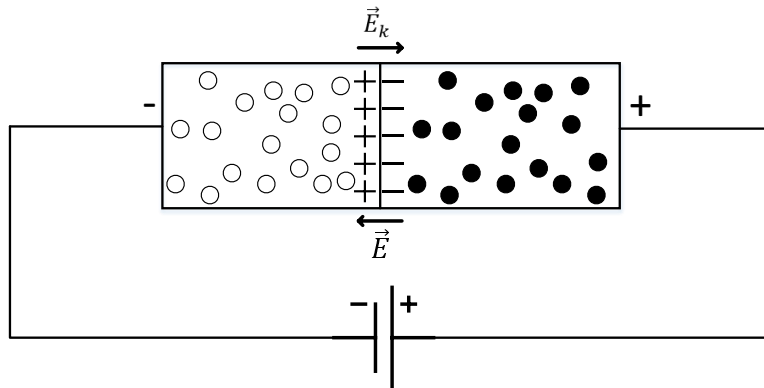
დიფუზიურ დენებს ქმნიან მუხტების ძირითადი გადამტანები, კერძოდ p არეში ხვრელები, n არეში ელექტრონები. დრეიფულ დენებს კი ქმნიან მუხტების არაძირითადი გადამტანები. მუხტის არაძირითად გადამტანებზე მოქმედებს E_k ველი, რაც ქმნის სწორედ დრეიფულ დენებს.

p და n არის გამყოფ საზღვარზე წარმოქმნილი პოტენციური ბარიერი ბოლოს და ბოლოს წყვეტს დიფუზიას და $p - n$ გადასვლის დიფუზიური დენის ძალები 0-ის ტოლი ხდება. დიფუზიური დენების შენარჩუნების მიზნით ნახევარგამტარს უნდა მივუერთოთ ძაბვის წყარო. მუხტის ძირითადი გადამტანებით $p - n$ გადასვლის დიფუზიური დენების მისაღებად, ნახევარგამტარული მინარევი ძაბვის წყაროსთან უნდა ჩაერთოს შემდეგი თანმიმდევრობით: დადებით პოლუსი უნდა მივუერთოთ p - ტიპის ნახევარგამტარს, ხოლო უარყოფითი პოლუსი კი n - ტიპის ნახევარგამტარს (ნახ.30.3).

ძაბვის წყარო ქმნის გარე ელექტრულ \vec{E} ველს, რომელიც $p - n$ გადასვლის საზღვართან წარმოქმნილი სივრცითი მუხტების მიერ შემქმნილი \vec{E}_k ველის მიმართულების საპირისპიროა, ამიტომ გამყოფ საზღვარზე ჯამური ველი მცირდება:

$$\vec{E}' = \vec{E} + \vec{E}_k, \quad E' = E - E_k.$$

\vec{E}' ჯამური ველი განაპირობებს ელექტრონების მოწესრიგებულ მოძრაობას n არიდან p არისაკენ, ხოლო ხვრელების კი პირიქით, p არიდან n არისაკენ. რადგან n არეში ვაჟქვს ელექტრონების სიჭარბე, ხოლო p არეში კი - ხვრელების, ამიტომ ვამბობთ, რომ დენი შექმნილია მუხტის ძირითადი გადამტანებით. ნახევარგამტარში დენს, რომელსაც ქმნის მუხტის ძირითადი გადამტანები **პირდაპირი დენი** ეწოდება.



ნახ.30.3. წრედში $p - n$ ნახევარგამტარის ჩართვა პირდაპირი მიმართულებით

ახლა კი ნახევარგამტარული მინარევი გარე კვების წყაროსთან ჩავრთოთ საპირისპიროდ. p - ტიპის ნახევარგამტარს მივუერთოთ ძაბვის წყაროს უარყოფითი პოლუსი, ხოლო n - ტიპის ნახევარგამტარს კი - დადებითი. ამ შემთხვევაში, გარე ელექტრული \vec{E} ველის მიმართულება ემთხვევა სივრცითი მუხტების, \vec{E}_k ელექტრული ველის მიმართულებას. ჯამური \vec{E}'' ველი ძლიერდება:

$$\vec{E}'' = \vec{E} + \vec{E}_k, \quad E'' = E + E_k.$$

$p - n$ გადასვლის დენს ქმნის მუხტის არაძირითადი გადამტანები და მხოლოდ ძლიერი გარე ველისას არის შესაძლებელი სუსტი დენის მიღება. ნახევარგამტარში დენს, რომელსაც ქმნის მუხტის არაძირითადი გადამტანები - **უკუდენი უწოდებენ**. უკუდენი პირდაპირ დენზე დაახლოებით 1000-ჯერ მცირეა.

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

როგორც ზემოთ აღვნიშნეთ, გარე ელექტრული ველის არ არსებობისას $p - n$ - გადასვლა არ გვაქვს. ამასთან, კონტაქტის მახლობელ შრეში არსებობს შიგა ელექტრული ველი და, შესაბამისად, p და n არებს შორის ადგილი აქვს კონტაქტურ u_k პოტენციალთა სხვაობას.

რადგან, ორივე ტიპის ნახევარგამტარის მოცულობითი წინაღობა ბევრად ნაკლებია ჩამკეტი ფენის წინაღობაზე, შეიძლება ჩავთვალოთ, რომ მთელი გარე დაბვა მოდებულია ჩამკეტი ფენაზე, გარე დაბვის დადებითი პოლარობისას მის მიერ შექმნილი ელექტრული ველი ჩამკეტი ფენაში მიმართულია შიგა ველის საპირისპიროდ. რის გამოც, ჯამური ველი მცირდება, ეს კი იწვევს **დიფუზიური დენის** მკვეთრ ზრდას (დიფუზიური დენი შექმნილია მუხტის ძირითადი გადამტანებით). ე.ი. $i_{\text{დიფ}}$ დიფუზიური დენი მკვეთრად მეტი ხდება $i_{\text{დრ}}$ დრეიფის დენზე:

$$i_{\text{დიფ}} \gg i_{\text{დრ}}$$

მაშასადამე, მიიღება $p - n$ - გადასასვლის დენი, რომელიც პრაქტიკულად ტოლია მუხტის ძირითადი გამტარებით შექმნილი დენის:

$$i = i_{\text{დიფ}} - i_{\text{დრ}} \approx i_{\text{დიფ}} \approx i_{\text{ძირითადი}}$$

ცხადია, რომ i - დენი მკვეთრად იზრდება გარე დაბვის ზრდისას, მაგრამ გარე დაბვის პოლარობის ცვლილებისას, შიგა ელექტრული ველის მიმართულება ემთხვევა გარე ველის მიმართულებას, რის გამოც, ჯამური ველი იზრდება. ამ დროს დიფუზიური დენი აღმოჩნდება დრეიფულ დენზე ნაკლები:

$$i_{\text{დიფ}} < i_{\text{დრ}}$$

უკვე მცირე უარყოფითი დაბვის დროსაც კი $p - n$ - გადასვლის უკუდენი განისაზღვრება მხოლოდ დრეიფული დენით, რომელიც იქმნება მუხტის არაძირითადი გადამტანებით. თუ გარკვეული $u < 0$ დაბვის მნიშვნელობისას საკონტაქტო შრის ყველა მუხტის არაძირითადი გადამტანი $p - n$ - გადასვლას ახორციელებს, მაშინ უკუდენი აღწევს ნაჯერობას. ე.ი. დაბვის შემდგომი ზრდა არ იწვევს უკუდენის ზრდას, მაგრამ იწვევს ჩამკეტი შრის სიგანის ცვლილებას. ეს მოვლენა აიხსნება იმით, რომ უკუდაბვის გაზრდისას p და n არეს შორის პოტენციალთა სხვაობა ტოლი ხდება $u_k + u$ სიდიდის, რომელიც ასევე იზრდება.

ზემოთ აღვნიშნეთ, რომ ჩამკეტი ფენა გადარიბებულია ძირითადი გადამტანებით. მისი მოცულობითი მუხტი განპირობებულია დონორების ან აქცეპტორების იონიზებული ატომებით. თუ ნახევარგამტარის ტემპერატურა ისეთია, რომ მინარევის ყველა ატომი იონიზებულია, მაშინ მოცულობითი მუხტის კონცენტრაცია მუდმივია და ტოლია მინარევის მუხტის კონცენტრაციის. აქედან გამომდინარეობს, რომ ჩამკეტი ფენაში სრული მოცულობითი მუხტის გაზრდა შეიძლება მხოლოდ და მხოლოდ მისი (ჩამკეტი ფენის) სიგანის გადიდებით. სიმეტრიული $p - n$ - გადასვლისას, ჩამკეტი დაბვის გადიდებით, ჩამკეტი ფენის საზღვრები წაინაცვლებს p და n არეთა სიღრმისაკენ სიმეტრიულად. ადგილი აქვს ჩამკეტი ფენის სისქის სიმეტრიულ გაფართოებას. რაც შეეხება არასიმეტრიულ გაფართოებას, მას ძირითადად იწვევს შედარებით დაბალ კონცენტრაციული მინარევის არე.

$p - n$ გადასვლის ორივე მხარეს სხვადასხვა მუხტების არსებობა ქმნის ბრტყელი კონდენსატორის ეკვივალენტურ სისტემას. მაშასადამე, შეიძლება ვისაუბროთ $p - n$ - გადასვლის ტევადობაზე, რომელსაც **მუხტის** ან **ბარიერის (ჯებირის) ტევადობას** უწოდებენ. ბარიერის (ჯებირის) ტევადობა დამოკიდებულია უკუდაბვაზე. $p - n$ გადასვლის დამზადების გარკვეული ტექნოლოგიის გამოყენებით ეს დამოკიდებულება შეიძლება გახდეს ძლიერი ან მართვადი. რაც ნიშნავს, რომ შეიძლება **ბარიერის (ჯებირის) ტევადობის** ელექტრულად მართვა (ცვლილება).

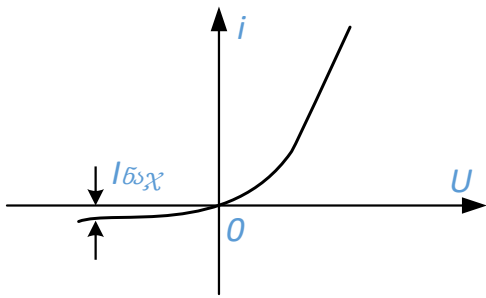
თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

ნახევარგამტარების თეორიაში მტკიცდება, რომ იდეალური $p - n$ გადასვლის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი აღიწერება **შოკლის განტოლებით**:

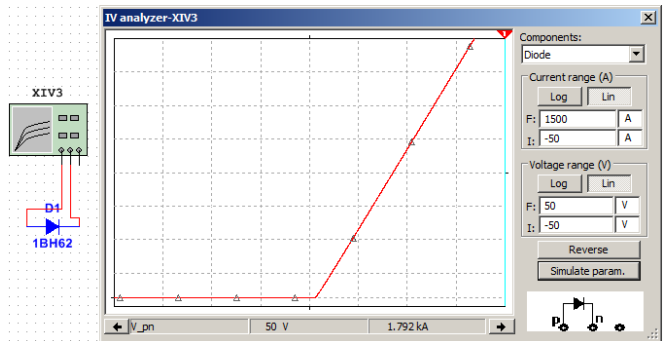
$$i(u) = i_{max} \left[\exp\left(\frac{eu}{KT}\right) - 1 \right], \quad (30.1)$$

სადაც e ელექტრონის მუხტია, K - ბოლცმანის მუდმივაა, T -აბსოლუტური ტემპერატურაა. რადგან ოთახის ტემპერატურაზე $\frac{KT}{e} = 0.026$, ამიტომ დადებითი ძაბვისას, რომელიც აღემატება 0.1 ვოლტს, (30.1) განტოლებაში, მარჯვენა მხარეს, ფრჩხილებში, შეიძლება უგულებელვყოთ 1-ნი ექსპონენციალურ წევრთან შედარებით. უკუპოლარობისას კი პირიქით, შეიძლება ექსპონენციალური წევრის უგულებელყოფა 1-თან შედარებით. მივიღებთ, რომ უკუპოლარობისას უკუდენი, რომელიც შექმნილია მუხტის არაძირითადი გადამტანებით, პრაქტიკულად არ არის დამოკიდებული ძაბვის ცვლილებაზე და ტოლია ნაჯერობის დენის. მიღებულია გამოთქმა „პირდაპირი დენისას $p - n$ გადასვლა ღია“, რადგან მასში გადის შედარებით დიდი დენი. უკუძაბვისას, პირიქით დენი მცირეა და ამბობენ, რომ $p - n$ გადასვლა ჩაკეტილია. უკუძაბვის მნიშვნელობას, რომელზედაც უკუდენი ნულს უტოლდება **ჩამკეტი ძაბვა** ეწოდება.

უკუძაბვის გარკვეული მნიშვნელობისას შესაძლებელია $p - n$ გადასვლის ელექტრული გარღვევა. ნახ.30.4. ა)-ზე ნაჩვენებია $p - n$ გადასვლის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი. რომელიც არაწრფივია. მახასიათებელის არაწრფივობა ისეთია, რომ პირდაპირი და უკუდენები არსებითად განსხვავდება ერთმანეთისაგან. ეს ნიშნავს, რომ $p - n$ გადასვლის თვისებები მკვეთრად იცვლება გარე ძაბვის პოლარობის ცვლილებით. სხვა სიტყვებით, რომ ვთქვათ, $p - n$ გადასვლას გააჩნია ცალმხრივი გამტარობა.



ა)



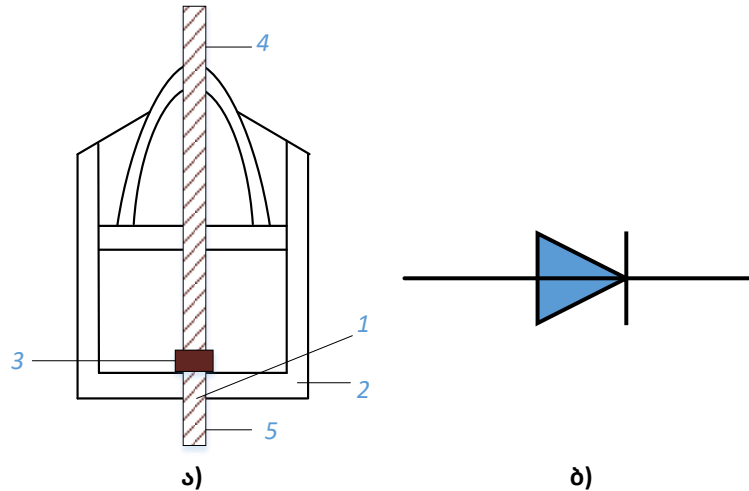
ბ)

ნახ.30.4. ა) ნახევარგამტარული დიოდის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი $p - n$ გადასვლისას, ბ) Toshiba-ს წარმოების დიოდის (1BH62) ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი გადაღებული National Electronic-ის Multisim სიმულატორში

ნახევარგამტარს, არასიმეტრიული $p - n$ გადასვლით, ეწოდება **ნახევარგამტარული დიოდი**. ნახ.30.5. ა)-ზე ნაჩვენებია გერმანიუმის n - ტიპის ნახევარგამტარული დიოდის ქრილი. დიოდის საფუძველს წარმოადგენს $p - n$ გადასვლა, რომელშიც 1 - ბაზის როლს ასრულებს ფირფიტა. იგი ამოკვეთილია n ტიპის გერმანიუმის კრისტალისაგან. გარე 4 - გამომყვანი მირჩილულია 3 - ინდიუმის ფენასთან. ინდიუმის მცირე ფენა გერმანიუმთან ლეგირებულია (პლანარული ან წერტილოვანი მეთოდით). 5 - გამომყვანი მიერთებულია კალის ფენასთან, რომელიც მოთავსებულია n - ტიპის გერმანიუმის ზედაპირზე. შევნიშნოთ, რომ კონტაქტები ინდიუმისა და მაღალი ლეგირების n - ტიპის გერმანიუმს, ასევე კალასა და n ტიპის გერმანიუმს შორის, ქმნიან ომურ წინაღობას. მთელი ეს კონსტრუქცია მოთავსებულია გერმეტიულ 2 -კორპუსში. ანალოგიური მოწყობილობა გააჩნია სილიციუმის დიოდსაც,

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

რომელიც უფრო ხშირად მზადდება დიფუზიური პლანალური მეთოდით. ნახევარგამტარული დიოდის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა მოცემულია ნახ.30.5. ბ)-ზე.



ნახ.30.5. ა) ნახევარგამტარული დიოდი არასიმეტრიული $p - n$ გადასვლით. 1 - ბაზა, n - ტიპის ნახევარგამტარი, 2 - კორპუსი, 3 - ინდიუმის ფენა, 4, 5 - გამომყვანები; ბ) ნახევარგამტარული დიოდის პირობითი აღნიშვნა

ნახევარგამტარული დიოდების კლასიფიკაციას ახდენენ სხვადასხვა ნიშნით, კერძოდ:

- ნივთიერების გვარობით (გემანიუმი, სილიციუმი და სხვა);
- კონტაქტის სახის მიხედვით (მედუღება, წერტილოვანი კონტაქტი, დიფუზიური გადასვლა);
- დანიშნულების მიხედვით (გამმართველი, ძაბვის სტაბილიზატორი და სხვ.).

გამმართველი დიოდების დამზადებისათვის ჩვეულებრივ იყენებენ გერმანიუმისა და სილიციუმის ნახევარგამტარებს. გამმართველ დიოდებს გააჩნიათ შემდეგი პარამეტრები: უკუდენი, მაქსიმალური პირდაპირი ძაბვა, უკუძაბვა და საშუალო გამართული დენი. თითოეული დიოდისათვის ეს მონაცემები ჩვეულებრივ მოცემულია მის ტექნიკურ მახასიათებლებში.

მაღალი სიხშირის ნახევარგამტარული დიოდი განკუთვნილია მაგალითად, რს-ის დეტექტირებისათვის ან რს-ის არაწრფივი გარდაქმნისათვის. ისინი გამოიყენება წრედებში, რომლებშიც, როგორც წესი, ზემოქმედი სიგნალის სიმძლავრე არის მნიშვნელოვნად მცირე, მაგრამ ხელსაწყოსაგან მოითხოვება მცირე ინერტულობა. ამიტომ გამმართველი დიოდებისაგან განსხვავებით ამ დიოდებს აქვთ მცირე $p - n$ გადასვლის ფართობი (და მაშასადამე მცირე ტევადობა).

ნახევარგამტარული დიოდები წერტილოვანი კონტაქტებით ფართოდ გამოიყენება ზემოაღნიშნული სიხშირის რადიოტალღების გენერაციისას.

§31. ნახევარგამტარული დიოდების მარკირება

მარკირების საერთაშორისო სისტემას წარმოადგენს აქტიური კომპონენტების ევროპული Pro Electron კოდირების სისტემა, რომელიც დაინერგა 1966 წელს. ამ სისტემაში დიოდების მარკირება ითვალისწინებს სიმბოლოებს და რიცხვებს.

პირველი ელემენტი ასო ან რიცხვი - მიუთითებს ნახევარგამტარული მასალის ნივთიერების გვარობას. მაგალითად: A ან 1 - აღნიშნავს გერმანიუმს, B ან 2 - სილიციუმს, C ან 3 - დარიშხანს და ა. შ.

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

მეორე ელემენტი, ლათინური სიმბოლო ან რიცხვი - მიუთითებს დიოდის ზოგად ფუნქციას ან დანიშნულებას, მაგალითად: A - დაბალი სიმძლავრის/სიგნალის დიოდი, B - ცვლადი ტევადობის დიოდი, X - გამაძლიერებელი, Y - გამმართველი და Z - დაბვით შემოსაზღვრული დიოდი.

შეიძლება შეგვხვდეს დიოდები წარწერით:

AA - გერმანიუმის დაბალი სიმძლავრის/სიგნალის დიოდები

BA - სილიციუმის დაბალი სიმძლავრის/სიგნალის დიოდები

BY - სილიციუმის გამმართველი გამასწორებელი დიოდები

AZ - გერმანიუმის დაბვის სტაბილიზატორები, ე.წ. სტაბილიტრონები, იგივე ზენერის დიოდები (მაგ., BZY88C4V7 4.7V Zener დიოდი)

მესამე ელემენტი, რიცხვი - ახასიათებს დიოდის დანიშნულებას ან მის ელექტრულ თვისებებს. მაგალითად: დაბალი სიხშირის დიოდებს მიკუთვნება დიოდები მესამე ელემენტის რიცხვით 101-399 და წარმოადგენენ გამმართველებს, ხოლო 401-499 რიცხვით დიოდებს უნივერსალურ დიოდები ეწოდება; 501-599 - წარმოადგენს იმპულსურ დიოდებს; 101-999 - ვარიკაპებს. დიოდებს, რომელთა მესამე ელემენტის ნომერი არის 101-699 მიეკუთვნება ზემადალი სიხშირის დიოდებს, ხოლო 101-199 - ფოტოდიოდებს. გვირაბული დიოდების კლასს შეიძლება მიეკუთვნებოდეს: გამაძლიერებელი - 101-199, გენერატორი - 201-299, გამმართველი - 301-399, სტაბილიტრონი - 101-999.

მეოთხე ელემენტი, ლათინური სიმბოლო - გვიჩვენებს ნახევარგამტარული დიოდის ნაირსახეობას. ნახევარგამტარულ დიოდებს, რომლებსაც არ გააჩნიათ ნაირსახეობა მარკირების მეოთხე ელემენტი მითითებული არ აქვთ.

მიმოვიხილოთ ყველაზე ფართოდ გავრცელებული დიოდები და მოკლედ ადვილად მათი ფუნქციონალური დანიშნულებები:

სტაბილიტრონი (ზენერის დიოდი - Zener Diode) - ეწოდება ნახევარგამტარულ დიოდს, რომელიც გამოიყენება კვების დაბვის სტაბილიზაციისათვის. სტაბილიტრონი ყოველთვის ირთვება დატვირთვის წინაღობის პარალელურად. სტაბილიტრონი გამოიყენება ეტალონური დაბვის შესაქმნელად. მის მახასიათებელ პარამეტრებს წარმოადგენს: სტაბილიზაციის დაბვა; სტაბილიზაციის მინიმალური და მაქსიმალური დენი; დაბვის ტემპერატურული კოეფიციენტი.

ვარიკაპი - არის ნახევარგამტარული დიოდი, რომლის ბარიერული ტევადობა დამოკიდებულია $p - n$ გადასვლის დაბვაზე. ვარიკაპი გამოიყენება მართვადი ელექტრული კონდენსატორის როლში.

შოტკის დიოდი - წარმოადგენს ორკონტაქტიან ნახევარგამტარულ მოწყობილობას ელექტრონულ-ხვრელური გადასვლით, რომელშიდაც $p - n$ ტიპის ნახევარგამტარის ნაცვლად გამოყენებულია ლითონი. ფორმირდება გადასვლა ნახევარგამტარსა და ლითონს შორის, რომელსაც აქვს ძალიან მცირე გადასვლის ტევადობა. შოტკის დიოდის უპირატესობა ჩვეულებრივ დიოდთან იმაში მდგომარეობს, რომ ამ დიოდს შეუძლია მუშაობა საკმაოდ მაღალ სიხშირეებზე, ვიდრე ჩვეულებრივ ტიპური დიოდები მუშაობს. გარდა ამისა, შოტკის დიოდს ახასიათებს საკმაოდ მცირე გადასვლის დრო. შოტკის დიოდი მაღალი სიხუსტის ნახევარგამტარული ხელსაწყოა, რომელსაც სწრაფი გადართვის უნარი აქვს და შეუძლია მუშაობა 20 გჰც და უფრო მაღალ სიხშირეებზე.

გვირაბული დიოდი - ეწოდება დიოდს, რომლის მოქმედების პრინციპიც ემყარება ელექტრონების $p - n$ გვირაბული გადასვლის მოვლენას. გვირაბული დიოდის უპირატესობაა: მაღალი მუშა სიხშირე - 40 კჰც-მდე; გადართვის მაღალი სიჩქარე; ხმაურის დაბალი დონე.

განის დიოდი (John Gunn) - წარმოადგენს გვირაბული დიოდის ნაირსახეობას, რომელიც ფუნქციონირებს ელექტრონულ-ხვრელური გადასვლის გარეშე. იგი დიოდად იწოდება გამომყვანი

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

მომჭერების (ორი) რაოდენობის გამო. განის დიოდი არის მიკროკრისტალი - გალიუმის მონოკრისტალი. ის გამოიყენება ზემადალსინშირული რხევების (0.1-100 გჰც) გარდასაქმნელად. სხვა დიოდებისაგან განსხვავებით, განის დიოდის მოქმედების პრინციპი ეფუძვნება არა $p - n$ გადასვლებს, არამედ თვით ნახევარგამტარული კრისტალის არაწრფივ თვისებებს. განის დიოდს ლიტერატურაში მოიხსენებენ აბრევიატურით TED (Transferred Electron Device - ელექტრონების გადატანის მოწყობილობა). განის დიოდის საფუძველზე შეიქმნა გენერატორები, გამაძლიერებლები რიგი გამზომი ტექნიკა.

იმპულსური დიოდები - ძირითადად გამოიყენება იმპულსურ სქემებში, იმ იმპულსებისათვის, რომელთა ხანგრძლივობაც ერთი ან რამდენიმე მეათედი მიკროწამის ტოლია.

დიაკი - იგივე ორმხრივი დიოდი, წარმოადგენს ორკონტაქტიან ნახევარგამტარულ ფენებს, რომლებიც პარალელურად ინვერსირებულია და საშუალებას იძლევა დენი გაატაროს ნებისმიერი მიმართულებით. ის მუშაობს, როგორც ორი პარალელური შოკლის დიოდი, რომლებიც ერთმანეთის შემხვედრი მიმართულებითაა განლაგებული. დიაკი ზღუდავს დენის გავლას ორივე მიმართულებით ვიდრე, დაბვა დიაკზე არ გადააჭარბებს გადართვის დაბვას.

შოკლის დიოდი (William Shockley) - იგივე ოთხფენოვანი დიოდი, წარმოადგენს კრისტალს, რომელიც შედგება n და p - ტიპის ნახევარგამტარების თანმიმდევრული ფენებისაგან. სამი ფენის ნაცვლად ოთხფენოვანი შოკლის დიოდი ბევრად ეფექტური აღმოჩნდა, ვიდრე ტრანზისტორი. ერთი მხრივ, ის გამოიყენება, როგორც გამმართველი, რომლის საშუალებითაც ცვლადი დენი გადაყავთ მუდმივში. მეორე მხრივ, ის იხსნება და იკეტება განსაზღვრულ დაბვაზე, რომელიც ცნობილია, როგორც **გარდვევის დაბვა**. შოკლის დიოდი წარმოადგენდა პირველ ინტეგრალურ სქემას, რადგან ის ასრულებდა ორი ტრანზისტორის, ორი რეზისტორის და დიოდის სამუშაოს, რომლებიც გაერთიანებული იყო ერთ კრისტალში. მაგრამ მათი დამზადება იმდენად რთული აღმოჩნდა, რომ საბოლოოდ სერიული გამოცემა ვერ მოხერხდა. და მაინც, დღეს გამოიყენება ოთხფენოვანი ნახევარგამტარები, რომლებიც ცნობილია **ტირისტორების** სახელწოდებით.

ნახ.31.1-ზე წარმოდგენილია ზოგიერთი ფართოდ გავრცელებული დიოდის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა.



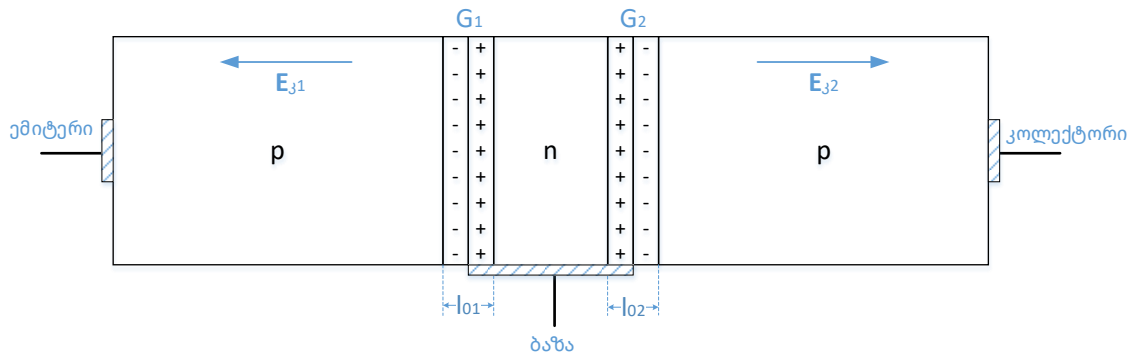
ნახ.31.1. სხვადასხვა სახის დიოდების პირობითი აღნიშვნები

§32. ტრანზისტორი. ბიპოლარული ტრანზისტორი

ტრანზისტორი წარმოადგენს ელექტრულ ხელსაწყოს, რომელიც მზადდება ნახევარგამტარული კრისტალის საფუძველზე. მას გააჩნია სამი (ან მეტი) გამომყვანი მომჭერი. ტრანზისტორი გამოიყენება ელექტრული რხევების გენერირებისა და გარდაქმნისათვის. ტრანზისტორი გამოგონებული იქნა 1948 წელს უ. შოლკის, უ. ბრატენისა ჯ. ბარდინის მიერ, რისთვისაც მათ 1956 წელს მიენიჭათ ნობელის პრემია. ტრანზისტორებს ყოფენ ორ მსხვილ კლასად: უნიპოლარულ და ბიპოლარულ ტრანზისტორებად.

უნიპოლარულ ტრანზისტორებში დენის ძალა წარმოიქმნება ერთ-ერთი ნიშნის მუხტის გადამტანი ნაწილაკებით (ან ელექტრონებით, ან ხვრელებით) (იხ. §33. სავლელ ანუ არხული ტრანზისტორი). ბიპოლარულ ტრანზისტორებში კი დენის წარმოქმნას განაპირობებს ორივე ნიშნის მუხტის გადამტანი ნაწილაკები. ბიპოლარულ ტრანზისტორებს ხშირად უბრალოდ ტრანზისტორებს უწოდებენ.

თავდაპირველად განვიხილოთ ტრანზისტორის მოქმედების პრინციპი და მისი მახასიათებლები ბიპოლარული ტრანზისტორის მაგალითზე. ბიპოლარული ტრანზისტორი წარმოადგენს (ნახ.32.1) მრავალკრისტალურ ნახევარგამტარულ სისტემას, რომელშიდაც განსაკუთრებული ტექნოლოგიური მეთოდებით შექმნილია ხვრელების (p) და ელექტრონების (n) სხვადასხვა გამტარობის მქონე სამი არე. ტრანზისტორში ნახევარგამტარული კრისტალების თანმიმდევრობის მიხედვით განასხვავებენ $p - n - p$ ტიპის და $n - p - n$ ტიპის ტრანზისტორებს. ტრანზისტორის შუა არეს, როგორც წესი, ძალიან თხელს ამზადებენ, დაახლოებით რამდენიმე მიკრომეტრის სისქით და ეწოდება ბაზა, ხოლო ორ კიდურა არეს ეწოდება ემიტერი და კოლექტორი. ბაზა ემიტერისა და კოლექტორისაგან გამოყოფილია ელექტრონულ-ხვრელური გადასვლებით, რომლებსაც შესაბამისად, ემიტერული და კოლექტორული გადასვლები ეწოდება.



ნახ.32.1. ბიპოლარული ტრანზისტორის სქემა

მინარევის კონცენტრაცია და მაშასადამე, მუხტის ძირითადი გადამტანები დიდი რაოდენობითაა ემიტერში და მინიმალურია ბაზაში. კოლექტორსა და ემიტერში მუხტების გადამტანი ნაწილაკების რიცხვი თანაბარია. ტრანზისტორის ბაზა, ემიტერთან და კოლექტორთან შედარებით ძალიან თხელია (რამდენიმე მკმ-ია).

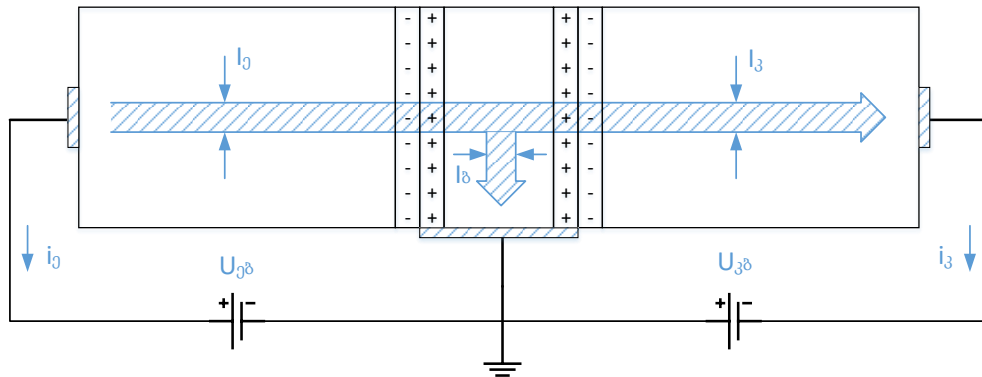
როგორც აღვნიშნეთ, ბიპოლარულ ტრანზისტორს აქვს ორი $p - n$ გადასვლა: G_1 - ემიტერული და G_2 - კოლექტორული. გადასვლებთან შექმნილია ორი ჩამკეტი ფენა. ამ გადასვლების დაბვეები შესაბამისად, არის u_{31} და u_{32} , ხოლო მათი სიგანეები კი - l_{01} და l_{02} . ეს სიგანეები დამოკიდებულია l_b ბაზის სიგანეზე.

ტრანზისტორებს შეუძლიათ იმუშაონ სამ რეჟიმში. ეს რეჟიმებია: აქტიური რეჟიმი, ნაჯერობის რეჟიმი და ჩამოკვეთის რეჟიმი.

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

აქტიურ რეჟიმში ტრანზისტორი გამოიყენება გამაძლიერებლის სახით. ამ რეჟიმში იგი, სიგნალის გაძლიერებისას, საშუალებას იძლევა მიღწეული იქნას მინიმალური დამახინჯება. აქტიურ რეჟიმში ტრანზისტორის G_1 - ემიტერულ და G_2 - კოლექტორულ გადასვლას მოსდებენ შესაბამისად, დადებით და უარყოფით პოტენციალს. ე.ი. ემიტერის გამომყვან მანჭველს უერთებენ დენის წყაროს დადებით პოლუსს, ხოლო კოლექტორის მანჭველს კი - უარყოფით პოლუსს.

ემიტერ-ბაზის ძაბვის მოქმედებით ემიტერის მუხტის ძირითადი გადამტანები (ხვრელები) გადალახავენ G_1 - ემიტერულ გადასვლას. მათ შესახვედრად დიფუნდირებს ბაზის საკმაოდ მცირე რაოდენობის მუხტის ძირითადი გადამტანები (ელექტრონები). G_1 გადასვლის მახლობლობაში ხვრელების ნაწილი რეკომბინაციას განიცდიან ელექტრონებთან, ხოლო დანარჩენი კი ინექტირდება (შეიტყორცნება) ბაზის არეში.



ნახ.32.2. ტრანზისტორის ჩართვის სქემა

ბიპოლარული ტრანზისტორები ბაზაში დენის გატარების მექანიზმზე დამოკიდებულებით იყოფა ორ ჯგუფად: **დიფუზური** და **არადიფუზური**. არადიფუზური ტრანზისტორისათვის დამახასიათებელია ბაზაში მინარევის თანაბარი განაწილება და, როგორც შედეგი, მასში არ არის ელექტრული ველი, ამიტომ ასეთ ტრანზისტორში ხვრელები ბაზას ტოვებს, ძირითადად, დიფუზიით.

დიფუზიურ ტრანზისტორებში ბაზის მინარევეები თანაბრად არ არის განაწილებული, ემიტერული გადასვლის მოშორებით კონცენტრაცია მცირდება, ამიტომ ბაზაში არსებობს მუდმივად ელექტრული ველი. ეს ველი ქმნის მუხტის არაძირითადი გადამტანების დრეიფს ემიტერული გადასვლიდან კოლექტორული გადასვლისაკენ.

კოლექტორული გადასვლის გზაზე ემიტერის ხვრელების ნაწილი რეკომბინაციას განიცდიან ბაზის ელექტრონებთან (რეალურ ტრანზისტორში რეკომბინირებული ხვრელების რიცხვი, რომლებიც ტოვებს ემიტერს, სულ რაღაც 0.001-0.1-ია). დანარჩენები ახორციელებენ კოლექტორულ გადასვლას. ბაზა-კოლექტორის უკუდაბვა გარკვეული აჩქარებით გადაადგილებს ხვრელებს კოლექტორში G_2 გადასვლის ველით (ნახ.32.2).

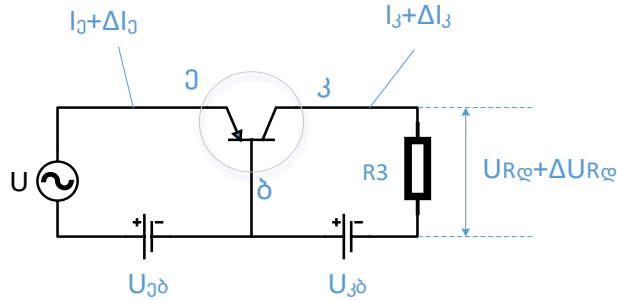
მუხტის ძირითადი გადამტანები, რომლებიც ტოვებენ ემიტერს ნაწილობრივ იკარგება G_1 გადასვლისას და ბაზაში რეკომბინაციის გამო. ეს დანაკარგი წარმოქმნის ბაზის $I_{ბ}$ - დენს. დანარჩენი აღწევს კოლექტორს, რეკომბინირებენ ელექტრონებთან, რომლებიც მასში აღწევენ გარე წრედიდან და ქმნიან $I_{კ}$ - კოლექტორულ დენს. ხვრელების გადასვლა ემიტერული არიდან ბაზის არეში ივსება ელექტრონულ-ხვრელური წყვილის გენერაციით ემიტერში და ელექტრონების გარე წრედში $I_{ე}$ - დენის სახით გადადის.

აქტიურ რეჟიმში მომუშავე ტრანზისტორის დენები ერთმანეთთან დაკავშირებულია თანაფარდობით:

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

$$I_{\gamma} = I_{\delta} + I_{\zeta} \quad \text{ე.ი.} \quad \Delta I_{\gamma} = \Delta I_{\delta} + \Delta I_{\zeta} .$$

ემიტერის დენის ΔI_{γ} სიდიდით ცვლილებისას, შესაბამისად, იცვლება ΔI_{δ} - ბაზისა და ΔI_{ζ} - კოლექტორის დენებიც. ასე მაგალითად, თუ ემიტერულ გადასასვლას, გარდა მუდმივი $u_{\gamma\delta}$ დაბვისა, მოვდებთ $\Delta u_{\gamma\delta}$ ცვლად დაბვასაც (ნახ.32.3), მაშინ ემიტერულ წრედში გაჩნდება დენი: $I_{\gamma} \pm \Delta I_{\gamma}$.

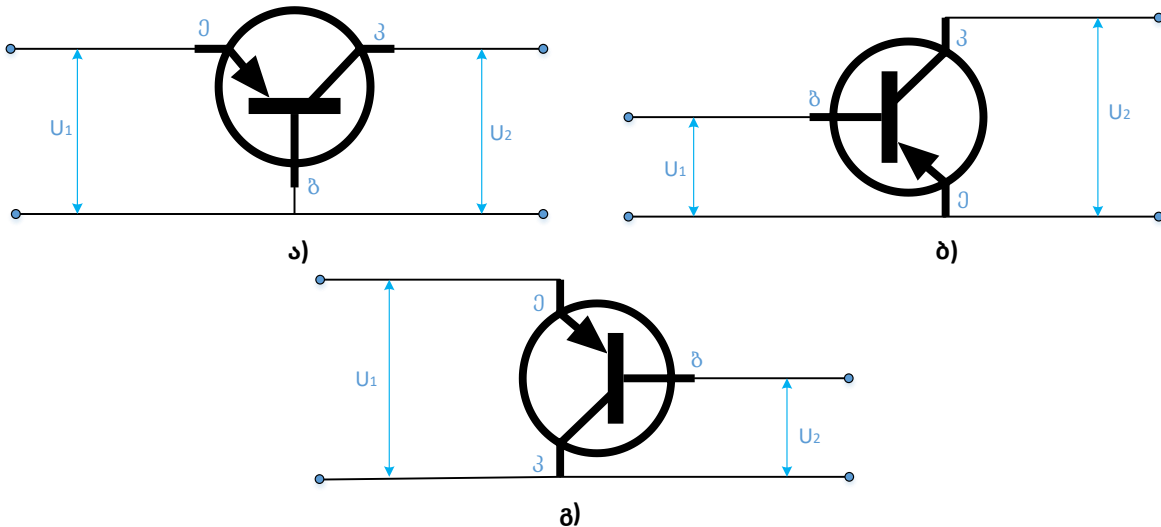


ნახ.32.3. ტრანზისტორის ჩართვა წრედში აქტიურ რეჟიმში

კოლექტორის წრედში დატვირთვის წინაღობის ჩართვისას მასზე წარმოიქმნება დაბვის ვარდნა $u_{R_3} \pm \Delta u_{R_3}$, რომლის ცვლადი Δu_{R_3} მდგენელიც რამდენჯერმე მეტია $\Delta u_{\gamma\delta}$ შემავალ სიგნალზე. მაშასადამე, კოლექტორიდან შეიძლება მოვხსნათ გაძლიერებული სიგნალი. ტრანზისტორი ასრულებს გამაძლიერებლის ფუნქციას.

ნაჯერობის რეჟიმში პირდაპირი დაბვა მოედება ტრანზისტორის ორივე გადასვლას და მისი წინაღობა თითქმის ნულამდე მცირდება. ამ რეჟიმში ტრანზისტორი ეკვივალენტურია ჩაკეტილი კონტაქტის მქონე ელექტრული რელეს.

ჩამოკვეთის რეჟიმში ტრანზისტორის ორივე გადასვლას მოსდებენ დაბვას უკუ მიმართულებით, ე.ი. ტრანზისტორი ჩაკეტილია და გააჩნია მაღალი წინაღობა, ამ მდგომარეობაში იგი ეკვივალენტურია ღია კონტაქტიანი რელეს.



ნახ.32.4. ტრანზისტორის ჩართვის სქემები: ა) საერთო ბაზით; ბ) საერთო ემიტერით; გ) საერთო კოლექტორით

ნაჯერობისა და ჩამოკვეთის რეჟიმების მონაცვლეობით შეიძლება სხვადასხვა ელექტრული წრედების კომუტირება წრედის გაწყვეტის გარეშე. ნაჯერობისა და ჩამოკვეთის რეჟიმები გამოიყენება

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

იმპულსურ სქემებში. იმპულსურ სქემებში ტრანზისტორები მუშაობს ნაჯერობისა და ჩამოკვეთის რეჟიმებში, ხოლო რეჟიმიდან რეჟიმზე გადასვლისას, დროის მცირე შუალედში, ტრანზისტორი მუშაობს აქტიურ რეჟიმში.

ტრანზისტორული სქემებით მუშაობისას იყენებენ ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელთა ორ ოჯახს: **გამოსვლისა და შესავლის მახასიათებლებს.**

ტრანზისტორებს სქემებში როტავენ **საერთო ბაზით, საერთო ემიტერით ან საერთო კოლექტორით** (ნახ.32.4).

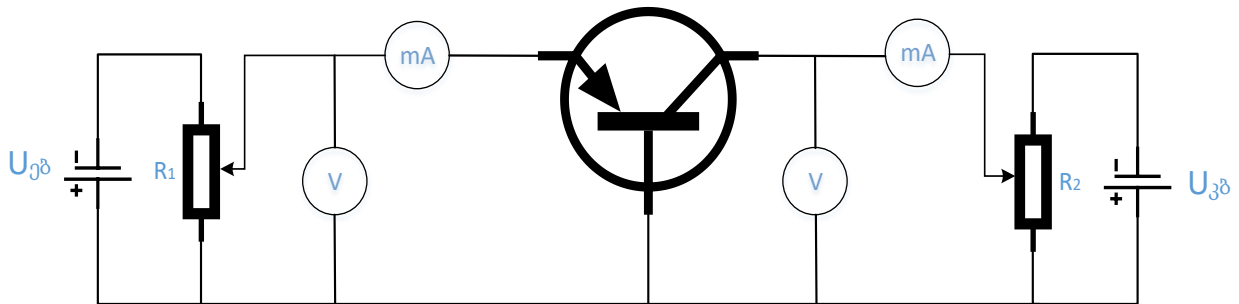
საერთო ბაზის სქემაში შესავლის სიგნალი მოედება ბაზა-ემიტერს, ხოლო გამოსავლის სიგნალი მოიხსნება ბაზა-კოლექტორიდან. საერთო ბაზის მქონე სქემებში ტრანზისტორის შესავლის მახასიათებლები წარმოადგენს ემიტერის დენის დამოკიდებულებას ემიტერ-ბაზის ძაბვაზე კოლექტორის ძაბვის მუდმივობისას:

$$I_e = f(u_{ეб}), \quad \text{როცა} \quad u_{კб} = const.$$

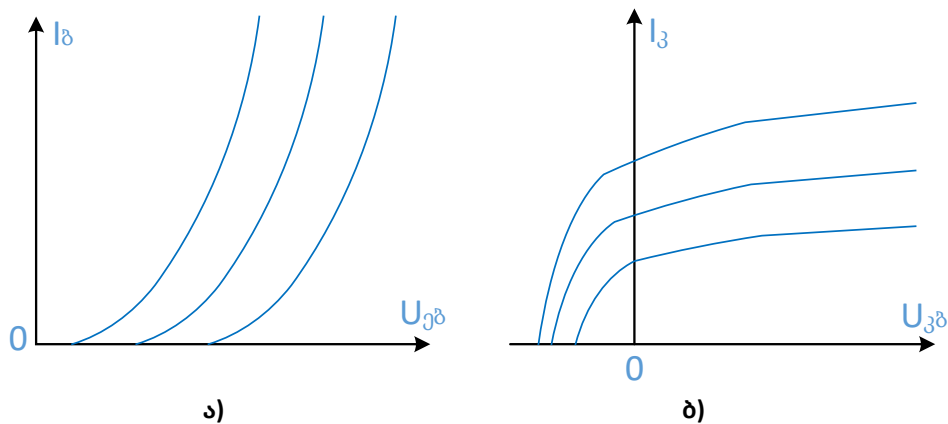
საერთო ბაზის სქემებისათვის ტრანზისტორის გამოსავლის მახასიათებელი არის კოლექტორის დენის დამოკიდებულება კოლექტორ-ბაზის ძაბვაზე. ემიტერის დენის მუდმივობისას:

$$I_კ = f(u_{კб}), \quad \text{როცა} \quad I_e = const.$$

ამ სქემებისათვის ტრანზისტორის შესავლისა და გამოსავლის მახასიათებლის გადაღება ხდება შემდეგი სქემით (ნახ.32.5):



ნახ.32.5. ტრანზისტორის ჩართვა საერთო ბაზით შესავლისა და გამოსავლის მახასიათებლების გადაღება



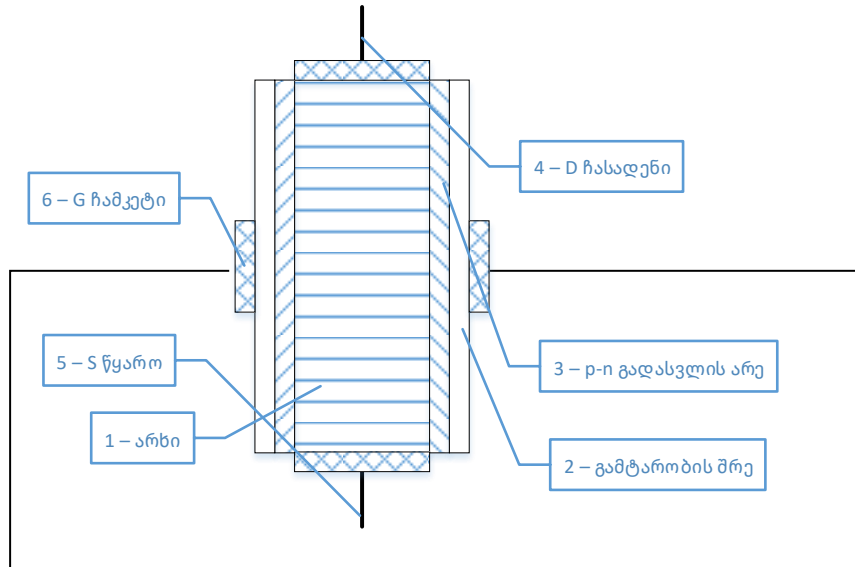
ნახ.32.6. საერთო ბაზით ჩართული ტრანზისტორის ა) შესავლის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი; ბ) გამოსავლის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

საერთო ბაზის წრედებში ტრანზისტორის შესავალისა და გამოსავლის მახასიათებელთა ოჯახს დაახლოებით ნახ.32.6 ა) და ბ)-ზე მოცემული სახე აქვს.

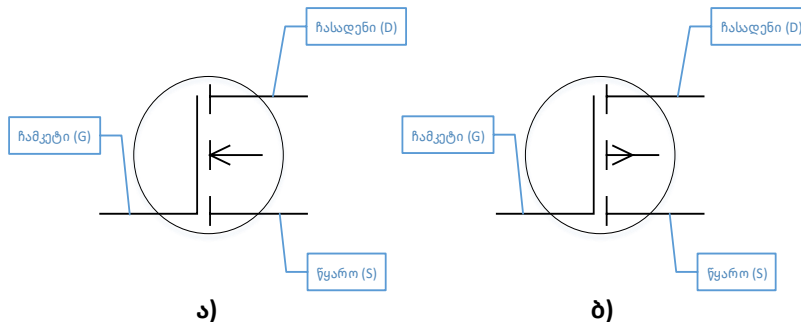
§33. საველე ანუ არხული ტრანზისტორი

საველე (უნიპოლარულ) ტრანზისტორებში, ბიპოლარული ტრანზისტორებისგან განსხვავებით, მუხტის გადამტანები არის მხოლოდ ელექტრონები ან მხოლოდ ხვრელები. მუხტის გადამტანთა სახეობა დამოკიდებულია არხის ნივთიერებაზე, კერძოდ, რომელი p თუ n - ტიპის ნახევარგამტარისაგან არის ის დამზადებული.



ნახ.33.1. საველე ანუ არხული ტრანზისტორის სქემატური გამოსახულება

ნახ.33.1-ზე მოცემულია ხვრელური გამტარობის ტრანზისტორი. 1 - არხის გვერდებთან მოთავსებულია 2 - გამტარობის ორი შრე; 1 - არხსა და 6 - ჩამკეტს (G - Gate) შორის შექმნილია 3 - $p - n$ გადასვლის არე, რომლის გადარიბებული შრე მოთავსებულია 1 - არხის მოცულობაში. 3 - $p - n$ გადასვლის არე არის მინარევი, რომელიც დამზადებულია დაბალი კონცენტრაციის ნივთიერებისაგან. არხითან გაკეთებულია გამომყვანები: 4 - ჩასადენი (D - Drain) და 5 - წყარო (S - Sources).



ნახ.33.2. საველე - არხული ტრანზისტორი: ა) p - ტიპის ტრანზისტორი; ბ) n - ტიპის ტრანზისტორი

წყაროს როგორც წესი ამიწებენ, ხოლო ჩასადენს მოსდებენ დაბვას, რომლის ღროსაც მუხტის ძირითადი გადამტანები მიედინება არხით ჩასადენისკენ. როცა p - ტიპის არხული ტრანზისტორის 4 - ჩასადენს (D) მივაწვდით უარყოფით დაბვას, ხოლო 6 - ჩამკეტს - დადებით, მაშინ ჩამკეტი-არხი გადასვლა დაკეტილია და დენს არ ატარებს.

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

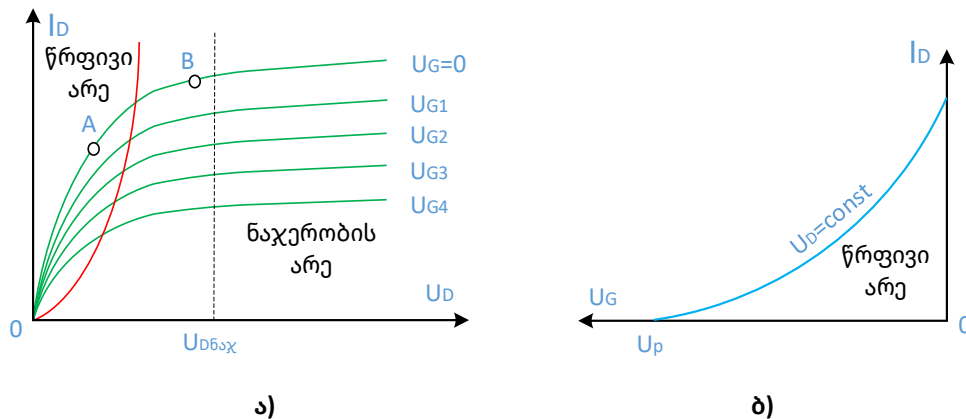
საველე ანუ არხული ტრანზისტორის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნები ნაჩვენებია ნახ.33.2-ზე. საველე - არხული ტრანზისტორის ჩასადენის, იგივე გამოსავლის დენი დამოკიდებულია u_D - ჩასადენსა და წყაროს შორის დაბვაზე და u_G - ჩამკეტსა და წყაროს შორის დაბვაზე: $I_D = f(u_D, u_G)$. ტრანზისტორი, როგორც ელექტრული მილაკი, ხასიათდება სტატიკური ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის ორი ოჯახით:

$$I_D = f(u_G), \text{ როცა } u_D = const,$$

$$I_D = f(u_D), \text{ როცა } u_G = const.$$

პირველი აღწერს ჩასადენი დენის ძალის ჩამკეტის დაბვაზე დამოკიდებულებას, იგივე **გასავლის ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელს**, ხოლო მეორე ჩასადენის დენის ძალის დამოკიდებულებას ჩასადენის დაბვაზე, იგივე **გამოსავლის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელს**.

გამოსავლის $I_D = f(u_D)$ ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის ოჯახი წარმოდგენილია ნახ.33.3 ა)-ზე. ნაჩვენებ გრაფიკთაგან ყველაზე ზედა მრუდი შეესაბამება ჩამკეტზე ნულოვან დაბვას: $u_G = 0$, მომდევნო მრუდები კი ჩამკეტზე უარყოფითი დაბვის სხვადასხვა მნიშვნელობას. ამასთან, რაც უფრო იზრდება ჩამკეტზე უარყოფითი დაბვის სიდიდე, გრაფიკი მით უფრო ქვემოთ ჩამოდის. გამოსავლის $I_D = f(u_D)$ მახასიათებელზე შეიძლება გამოვყოთ სამი უბანი. საწყის OA უბანზე ჩასადენის დენის ძალა თითქმის წრფივადაა დამოკიდებული ჩასადენის დაბვაზე. მისი დახრილობა განისაზღვრება არხის გამტარელობით u_D -ს მოცემული მნიშვნელობისას. ჩასადენზე დაბვის ზრდით ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი არაწრფივი ხდება და მას შეესაბამება AB უბანი. ადგილი აქვს ჩასადენის I_D დენის ძალის ზრდის ტემპის შემცირებას. როცა ჩასადენის დაბვა იზრდება $u_{D_{ნაჯ}}$ ნაჯერობის დაბვამდე ჩასადენის დენის ძალა პრაქტიკულად აღარ არის დამოკიდებული ჩასადენის დაბვაზე (გრაფიკზე შეესაბამება უბანი B-დან მარჯვნივ), მიიღება ნაჯერობის არე, ე.ი. დაბვის შემდგომი ზრდა დენის ძალის ზრდას აღარ იწვევს.



ნახ.33.3. საველე - არხული ტრანზისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი ა) შესავლის მახასიათებელი, ბ) გასავლის მახასიათებელი

საველე ანუ არხული ტრანზისტორის გამოსავლის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი მსგავსია მილაკიანი პენტოდის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის. ამიტომ ზოგჯერ ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის იმ არეს, რომელშიდაც დენის ძალა ნაჯერობას აღწევს პენტოდის არეს უწოდებენ. პენტოდის არეში წყაროს დენი თითქმის არ არის დამოკიდებული მის ბოლოებზე მოდებულ დაბვაზე, მაგრამ დამოკიდებულია მხოლოდ ჩამკეტის დაბვაზე, ამიტომ როცა: $u_D > u_{D_{ნაჯ}}$ ვოლტ-ამპერული მახასიათებ-

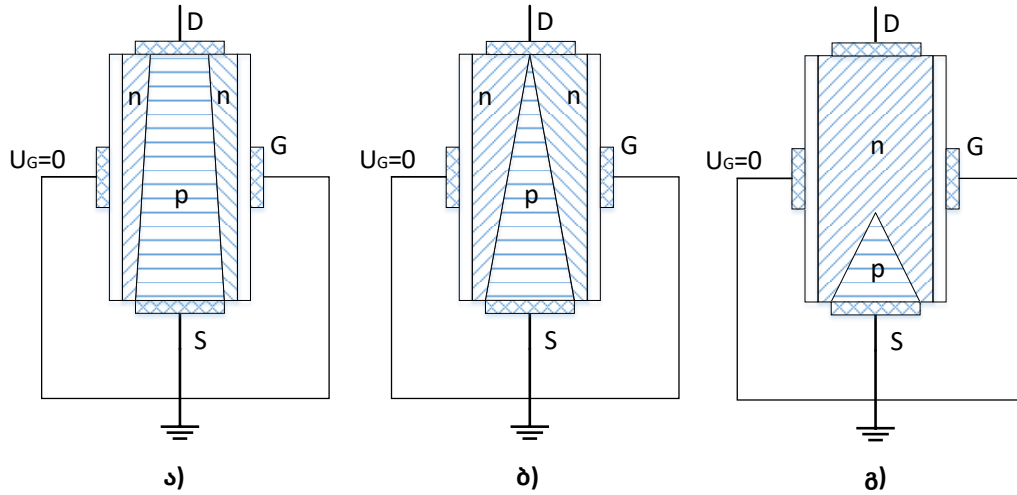
თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

ლის მთელი ოჯახი გამოისახება მხოლოდ ერთი მახასიათებლით, რომელიც შეესაბამება წყაროს ნაჯერობის დენს და ნაჩვენებია ნახ.33.3 ბ)-ზე. ჩამკეტის დენი სავსე ტრანზისტორებში საგრძობლად მცირეა, რადგან ის წარმოადგენს $p - n$ გადასვლის უკუდენს.

თვალსაჩინოებისათვის განვიხილოთ $n -$ ტიპის სავსე ანუ არხული ტრანზისტორის მოქმედების პრინციპი. ტრანზისტორის შიგნით, ბუნებრივია არ გვაქვს გამტარი არხი, მაგრამ მის შესაქმნელად საჭიროა არხს ჩამკეტი-წყარო მივანიჭოთ დადებითი დაბვა. დადებითი დაბვა მიიზიდავს თავისუფალ ელექტრონებს ჩამკეტის შიგა ზედაპირზე და ქმნის გამტარ არხს. ჩამკეტზე საჭიროა მიემართოს საკმარისი რაოდენობის ელექტრონები, რათა შესაძლებელი გახდეს მინარევის იონების დაძლევა. მინარევი სავსე ტრანზისტორის კორპუსზე არის ლეგირებული. იქმნება არე თავისუფალი გადამტანების გარეშე. ამ არეს გადარიბებული არე ეწოდება. დაბვას, რომელზედაც გადარიბება ხდება სავსე ტრანზისტორის **ბარიერის (ჯებირის) დაბვა** ეწოდება. დაბვის შემდგომი ზრდა ჩამკეტზე მიმართავს კიდევ უფრო მეტ ელექტრონს, რომლებსაც შეეძლებათ გააქტიურონ არხი წყაროდან ჩასაღენამდე. ამ პროცესს ეწოდება **ინვერსია**.

n -ტიპის გადარიბებულ არხში ჩამკეტი-წყაროს უარყოფითი დაბვა იწვევს გადარიბებული არის გაფართოებას და არხის შევსებას. თუ აქტიური არე ფართოვდება, რათა მთლიანად დახუროს არხი, მაშინ არხის წინაღობა წყაროდან ჩასაღენამდე დიდი ხდება. სავსე ტრანზისტორი იკეტება. ამ მდგომარეობას ეწოდება **ჩამოკვეთია**, რომელზედაც ეს მდგომარეობა მიიღება ეწოდება **ჩამოკვეთის დაბვა (pinch-off voltage)**. და პირიქით, ჩამკეტი-წყაროს დადებითი პოტენციალი ზრდის არხის ზომას და ელექტრონებს საშუალებას აძლევს მარტივად გადაადგილდნენ.

გადარიბებული არის არხში შეღწევის სიღრმე და არხის მოცულობა, აგრეთვე, მისი განიკვეთი, განისაზღვრება ჩამკეტის დაბვით, რომლის მართვაც ხდება ჩასაღენის დენით. როცა $u_G = 0$ და u_D მცირეა, არხი ნაწილობრივ დაფარულია გადარიბებული ფენით, ამიტომ მისი წინაღობა საწყისთან შედარებით იზრდება (ნახ.33.4 ა). ამ შემთხვევას შეესაბამება ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის წრფივი უბანი.



ნახ.33.4. გადარიბებული არის არხში შეღწევის სიღრმის ცვლილება

ჩასაღენის დაბვის ზრდით, გადარიბებული ფენის არხში შეჭრის სიღრმე იზრდება და ავსებს არხს ჩასაღენიდან წყარომდე. იზრდება უკუდაბვა ჩამკეტი არხის გადასვლაზე (ნახ.33.4 ბ). ამ შემთხვევას ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელზე შეესაბამება არაწრფივი უბნები.

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

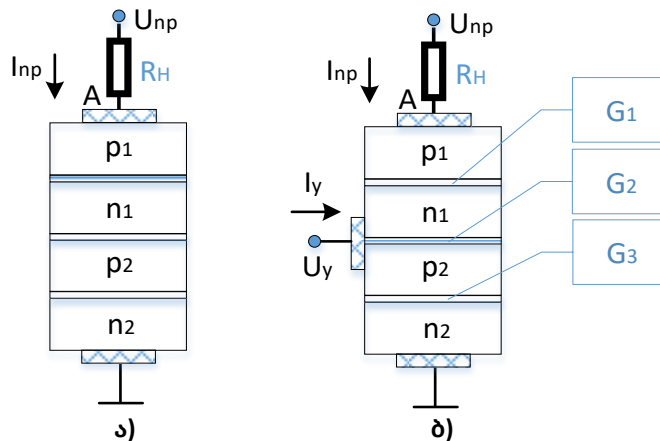
გარკვეული $u_{D_{ნახ}}$ დაბვისას, რომელსაც **ნაჯერობის დაბვა** ვუწოდებთ, გადარიბებული ფენა ჩასადენის მახლობლად მთლიანად გადაფარავს არხს (ნახ.33.4 გ). ამ მომენტიდან ჩასადენის დენი წყვეტს ზრდას. მიიღება ნაჯერობა. ამ შემთხვევას ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელზე შეესაბამება ნაჯერობის უბნები. ტრანზისტორის შიგა წინაღობა იზრდება რამდენიმე მეგაომამდე. ჩასადენის დენის არსებობა აიხსნება არხიდან გადარიბებულ არეში მუხტის გადამტანების ინექციით (მსგავსად ბიპოლარულ ტრანზისტორებში მუხტის არაძირითადი გადამტანებისა, რომლებიც ბაზა - კოლექტორულ გადასვლას ახორციელებენ). დაბვის შემდგომი ზრდა იწვევს მართვადი $p - n$ გადასვლის რღვევას, ჩასადენის დენი მკვეთრად იზრდება და ტრანზისტორი გამოდის მწყობრიდან. u_D დაბვის შემდგომი ზრდა იწვევს გადარიბებული ფენის შეხების წერტილების გადანაცვლებას წყაროს სიღრმისაკენ.

ამგვარად ბიპოლარული ტრანზისტორებისაგან განსხვავებით, რომელშიც გამოსავლის დენი განისაზღვრება შესავლის დენით, სავლელ ტრანზისტორებში გამოსავლის დენი I_C დამოკიდებულია მმართველი ელექტროდის, ჩამკეტის u_G დაბვაზე. $I_D(u_G)$ დამოკიდებულებას **ტრანზისტორის გასავლის მახასიათებელი** ეწოდება. ტრანზისტორის გასავლის მახასიათებლის გადაღება შეიძლება $u_D = const$ პირობებში (ნახ.33.4 ბ).

§34. ტირისტორი

ტირისტორი - ეს არის ნახევარგამტარული ხელსაწყო, რომელსაც გააჩნია სამი ან მეტი $p - n$ გადასვლა და მუშაობს ორ მდგრად მდგომარეობაში - ღია ან ჩამკეტ მდგომარეობაში.

დიოდური ტირისტორის სტრუქტურა (ე.წ. **დინისტორი**) კიდურა არეებიდან ორი გამომყვანით (ანოდური A კათოდური K) ნაჩვენებია ნახ.32.1. ა)-ზე:



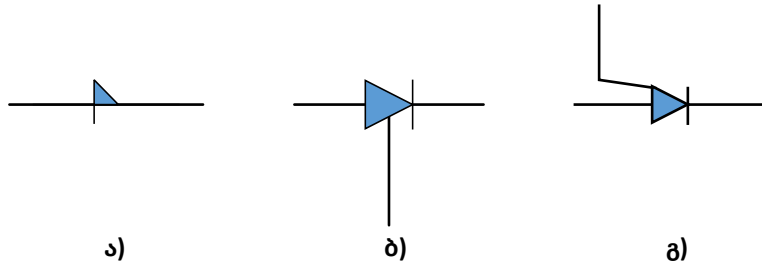
ნახ.34.1. ა) დინისტორი - ტირისტორი, კიდურა არეებიდან ორი გამომყვანით; ბ) ტრიოდული ტირისტორი

ხოლო ტრიოდული ტირისტორი სამი გამომყვანით (ანოდი A , კათოდური K და მართვადი ელექტროდი u_a)- მოცემულია ნახ.34.1 ბ)-ზე. ამ ხელსაწყოების პირობითი აღნიშვნები მოცემულია ნახ.34.2.-ზე.

განვიხილოთ დინისტორის გადართვის პროცესი გამტარებლობის მდგომარეობაში. ძირითადი დაბვა ნაწილდება G_1, G_2, G_3 გადასვლებზე. ამასთან, დაბვის დიდი ნაწილი მოდის G_2 -გადასვლაზე, რადგან მისთვის ეს დაბვა არის უკუდაბვა. u_{np} დაბვის ზრდას თან ახლავს სამივე გადასვლის დაბვათა ზრდა. u_{np} -ს გარკვეული მნიშვნელობისას G_1 , და G_3 - გადასვლებზე დაბვა აღწევს ისეთ მნიშვნელობას, რომ მათი პირდაპირი დენები იწვევს მუხტის არაძირითადი გადამტანების კონცენტრაციის მნიშვნელოვან ზრდას n_1 და p_2 არეებში და იზრდება G_2 გადასვლის უკუდენი. პროცესი ვითარდება ზვავურად და მთავრდება დინისტორის გადართვით გამტარებლობის მდგომარეობაში. ღია მდგომარეობაში

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

დინისტორის I_{np} დენი განისაზღვრება R_H დატვირთვის წინააღმდეგობით, რადგან მისი დაბვა სულ რაღაც 1 – 2.5 ვოლტია, ხოლო u_{np} დაბვა შეიძლება აღწევდეს რამდენიმე კილოვოლტს.



ნახ.34.2. საველე-არხული ტრანზისტორების პირობითი აღნიშვნები. ა) დინისტორი; ბ) მართვადი გამმართველი; გ) გამმართველი ჩამკეტი ტირისტორით

ტირისტორი იმართება მართვის დენით, u_{np} დაბვის ნებისმიერი მნიშვნელობისას. მართვადი დენის გაჩენა (ეს არის G_3 - გადასვლის პირდაპირი დენი) იწვევს p_2 არეში მუხტის არაძირითადი გადამტანების კონცენტრაციის ზრდას, რაც თავის მხრივ, განაპირობებს ამ გადასვლის წინააღმდეგობისა და მასზე დაბვის ვარდნის მკვეთრ შემცირებას. შესაბამისად, იზრდება დაბვათა ვარდნა G_1 და G_3 - გადასვლებზე, ე.ი. იქმნება ანალოგიური პირობები, რომლის დროსაც დინისტორის მუშაობა შეესაბამება ზვავურ პროცესს. ტირისტორის ძირითადი პარამეტრებია:

- ჩაკეტილ მდგომარეობაში დასაშვები მუდმივი დაბვის მაქსიმუმი ($u_{\beta max}$);
- ღია მდგომარეობაში დასაშვები მუდმივი დენის ნაქსიმუმი ($I_{\alpha max}$);
- დაკარგული სიმძლავრის მაქსიმუმი ($P_{გაბ max}$);
- მუდმივი უკუდაბვის მაქსიმუმი ($u_{უკუ max}$);
- ღია მდგომარეობაში მუდმივი დაბვა (u_{α});
- შეკავების დენი (I_{β}) - ანოდის უმცირესი დენი, რომელიც აუცილებელია ხელსაწყოს ღია მდგომარეობაში შეკავებისათვის.

თანამედროვე პირობებში ფართო გავრცელება ჰპოვეს ასევე სიმეტრიულმა ტრიოდულმა ტირისტორებმა, რომლებიც სიგნალის მიწოდებისას ირთვება როგორც პირდაპირი, ასევე უკუ მიმართულებით.

§35. ტრანზისტორის მუშაობის დინამიკური რეჟიმი

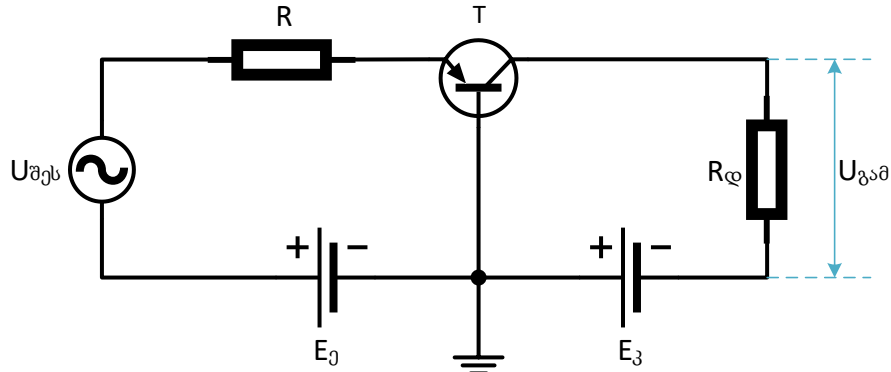
ტრანზისტორის ელექტრონულ წრედში დენი დამოკიდებულია ემიტერის დაბვაზე. მამასადამე, ტრანზისტორში შესაძლებელია ემიტერის დაბვის ცვლილებით კოლექტორის დენის მართვა. ტრანზისტორის ეს თვისება საშუალებას გვაძლევს გამოვიყენოთ იგი ელექტრონიკის რხევების გასაძლიერებლად.

ტრანზისტორის გამაძლიერებელი რხევების თვისებების რეალიზაციის მიზნით დაბვის წყაროს რთავენ წრედის შესავალზე, ხოლო დატვირთვის წინააღმდეგობას კი გამოსავალზე. ტრანზისტორი გამაძლიერებელ კასკადში შეიძლება ჩაერთოს სხვადასხვანაირად, კერძოდ: საერთო ბაზით, საერთო ემიტერით და საერთო კოლექტორით.

განვიხილოთ გამაძლიერებელ კასკადში ტრანზისტორის მუშაობა, როცა ის ჩართულია საერთო ბაზით (ნახ.35.1.).

ტრანზისტორის მუშაობის რეჟიმს, როდესაც შესავლის დაბვის ცვლილებისას იცვლება გამოსავლის წრედის დაბვა და დენები დინამიკური რეჟიმი ეწოდება.

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები



ნახ.35.1. T ტრანზისტორის ჩართვა საერთო ბაზით გამაძლიერებელ კასკადში

როცა ტრანზისტორის შესავალზე არ არის მოდებული დაბვა ე.ი. $u_{ბეს} = 0$, მაშინ ემიტერის წრედში მოქმედებს მხოლოდ მუდმივი E_0 დაბვა და გადის მუდმივი I_0 დენი, რომელიც გაივლის რა ტრანზისტორის $R_{ღ}$ დატვირთვაში წარმოქმნის მასზე დაბვის ვარდნას:

$$u_3 = I_3 R_{ღ} , \quad (35.1)$$

ამის გამო, კოლექტორის დაბვა ნაკლებია კვების E_3 დაბვაზე სიდიდით:

$$\Delta u = \Delta I_3 R_{ღ} . \quad (35.2)$$

თუ ემიტერის წრედში ჩავრთავთ ცვლად შესავლის დაბვას, მაშინ ემიტერსა და ბაზას შორის იმოქმედებს ჯამური დაბვა:

$$E_0 + u_{ბეს} \sin(\Omega t) . \quad (35.3)$$

შესავლის დაბვის დადებითი ნახევარპერიოდისათვის ემიტერის დენი იზრდება ΔI_0 სიდიდით. ემიტერის ΔI_0 ნაზრდი იწვევს კოლექტორის დენის ნაზრდს:

$$\Delta I_3 = K_i \Delta I_0 .$$

შეფარდებას:

$$K_i = \frac{\Delta I_3}{\Delta I_0} \quad (35.4)$$

დენის მიმართ გაძლიერების დინამიკური კოეფიციენტი ეწოდება. კოლექტორის დენი პრაქტიკულად განისაზღვრება ემიტერის დენით და თითქმის არ არის დამოკიდებული კოლექტორის დაბვაზე. კოლექტორის დენის ნაზრდი წარმოქმნის დატვირთვის ბოლოებზე (წინააღობაზე) დაბვის ვარდნას:

$$\Delta u_{ღ} = \Delta I_3 R_{ღ} . \quad (35.5)$$

დატვირთვაზე დაბვის ნაზრდი აღემატება შესავლის დაბვის ნაზრდს: $\Delta u_{ღ} > \Delta u_{ბეს}$, რადგან დატვირთვის წინააღობა მეტია შესავლის წინააღობაზე: $R_{ღ} \gg R_{ბეს}$. სწორედ ამ გარემოებას ეწოდება ტრანზისტორის გამოყენება გამაძლიერებელ კასკადებში. სიდიდეს:

$$K_u = \frac{\Delta u_{ღ}}{\Delta u_{ბეს}} = \frac{\Delta I_3 R_{ღ}}{\Delta I_0 R_{ბეს}} , \quad (35.6)$$

თავი VII. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

ძაბვის მიმართ გაძლიერების დინამიკური კოეფიციენტი ეწოდება. $R_{\beta\epsilon}$ - ტრანზისტორის შესავლის წრედის წინაღობაა. ე.ი. ის წარმოადგენს ტრანზისტორის ემიტერ-ბაზის წინაღობას.

რადგან $\Delta I_3 \approx \Delta I_e$, ამიტომ:

$$K_u = \frac{R_{\text{დ}}}{R_{\beta\epsilon}} \quad (35.7)$$

საერთო ბაზის მქონე წრედებისათვის ძაბვის მიმართ **გვ** 1-ზე მეტია: $K_u > 1$.

ტრანზისტორი, გამაძლიერებლის კასკადში, აღიწერება დინამიკური მახასიათებლებით. ტრანზისტორის დინამიკური მახასიათებლები გრაფიკულად გამოსახავს ტრანზისტორის დენებისა და ძაბვების ურთიერთდამოკიდებულებას, როცა გამოსავლის წრედში ჩართულია დატვირთვა. მამასადა-მე, მნიშვნელოვანია **გამოსავლის დინამიკური მახასიათებლის** აგება. იგი აიგება **გამოსავლის სტატიკურ მახასიათებელთა** ოჯახზე დატვირთვის წრფის საშუალებით. დატვირთვის წრფეს ავაგებთ, კოლექტორული წრედისათვის ჩაწერილი კირხჰოფის მეორე წესის შესაბამისად:

$$u_3 = E_3 - I_3 R_{\text{დ}} \quad (35.8)$$

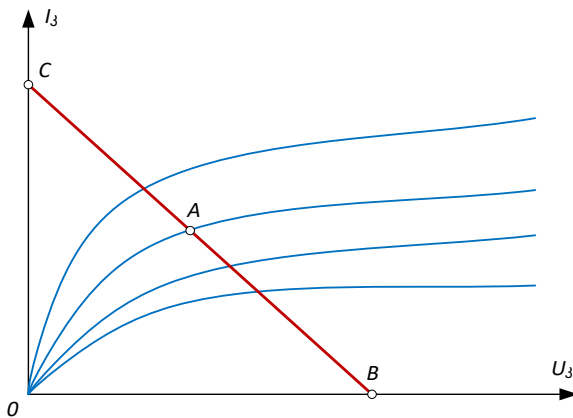
დინამიკური მახასიათებლის აგებისათვის დატვირთვის წრფეზე საჭიროა განისაზღვროს ორი წერტილი. გავუტოლებთ რა დენის ძალას ნულს მივიღებთ **B** წერტილს (ნახ.35.2, **B** წერტილი). კერძოდ:

$$I_3 = 0 \rightarrow u_3 = E_3.$$

კოლექტორის ძაბვის ნულთან გატოლებისას, მივიღებთ მეორე **C** წერტილს (ნახ.35.2, **C** წერტილი). ე.ი.:

$$u_3 = 0 \rightarrow I_3 = \frac{E_3}{R_{\text{დ}}}.$$

B და **C** წერტილებზე გამავალი წრფე არის **დატვირთვის წრფე**. ამ წრფის სტატისტიკურ მახასიათებლებთან გადაკვეთის გეომეტრიულ წერტილთა ერთობლიობას ეწოდება **ტრანზისტორის გამოსავლის დინამიკური მახასიათებელი**.



ა)



ბ)

ნახ.35.2. ა) ტრანზისტორის გამოსავლის დინამიკური მახასიათებელი, ბ) Generic-ის მიერ წარმოდებული 2N1132A მარკის ტრანზისტორის დინამიკური მახასიათებელი გადაღებული National Electronic-ის Multisim სიმულატორში

ტრანზისტორის შესავლის დინამიკური მახასიათებელი მიიღება შესაბამისი წერტილების შესავლის სტატისტიკურ მახასიათებლებზე გადატანით.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

§36. გამმართველები

გამმართველები წარმოადგენენ მოწყობილობებს, რომლებიც უზრუნველყოფენ ცვლადი დენის გარდაქმნას მუდმივ დენად. მუდმივი დენი კი ფართოდ გამოიყენება სხვადასხვა დანიშნულებით, იქნება ეს, სატრანსპორტო საშუალებები, ელექტრომოწყობილობების კვების ბლოკები თუ სხვა.

გამმართველებში ცვლადი დენის მუდმივ დენად გარდაქმნისათვის გამოიყენება სხვადასხვა სახის **ელექტრული სარქველები**¹⁸, როგორცაა: ვაკუუმური (კენოტრონები), ნახევარგამტარული და იონური (გაზოტრონები, ტირატრონები და სხვა) ელექტრული სარქველები. თითოეული სარქველი ძირითადად ხასიათდება:

- **დენის ძალის ამპლიტუდით;**
- **დენის ძალის საშუალო მნიშვნელობით;**
- **უკუდაბვის ამპლიტუდით;**
- **შიგა წინალობით.**

ელექტრული სარქველის დენის ძალის ამპლიტუდა შეიძლება გაუტოლდეს ნაჯერობის დენის მნიშვნელობას, თუ მაგალითად, ვიყენებთ კენოტრონებს ვოლფრამის კათოდით, ან აღწევდეს კათოდის რღვევის მნიშვნელობას, თუ ვიყენებთ გაზოტრონებს ან ტირატრონებს, რომელთა კათოდიც დაფარულია ჟანგბადის ფენით.

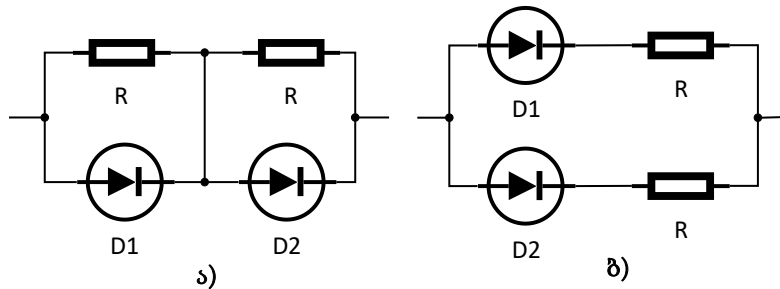
დენის ძალის საშუალო მნიშვნელობა განსაზღვრავს ელექტრული სარქველის სითბურ მოქმედებას, რადგან მისი ზრდა იწვევს სარქველის გადახურებას. უკუდაბვის ამპლიტუდა წარმოადგენს დაბვის ყველაზე დიდ მნიშვნელობას, რომელიც შეიძლება მოდებული იქნას ელექტრულ სარქველზე უკუმიმართულებით, ისე, რომ არ გამოიწვიოს ელექტრული სარქველის მწყობრიდან გამოსვლა. რაც შეეხება შიგა წინალობას იგი განსაზღვრავს ენერგიის დანაკარგებს სარქველში. როგორც წესი, ელექტრული სარქველის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი არაწრფივია, ე.ი. მისი შიგა წინალობა არ არის მუდმივი. რაც უფრო მცირეა სარქველის შიგა წინალობა, მით უფრო ეკონომიურია გამმართველი, რადგან მცირეა ენერგეტიკული დანაკარგები.

დიდი სიდიდის დენის ძალის გამმართველებს ძირითადად სელენის სარქველები წარმოადგენს, რომლებიც პარალელურად არიან ჩართულნი ერთმანეთთან. მაღალი დაბვის მისაღებად მათ პირიქით,

¹⁸ ელექტრული სარქველი (Electric valve) - ლიტერატურაში იშვიათად შევხვდებით ტერმინს ვენტილი, თუმცა ჩვენ შევჯერდებით ტერმინზე სარქველი. ელექტრული ხელსაწყოები (მილაკები, დიოდები, ტრანზისტორები) ელექტრული დენის მიმართ სარქველის ფუნქციას ასრულებენ. ისინი გარკვეულ პირობებში რჩებიან ჩაკეტილი, როგორც სარქველი. ტრანზისტორს აქვს ორმაგი სარქველის ფუნქცია. ჩვეულებრივ ჩაკეტილია ბაზა-ემიტერის (ბაზის სარქველი) და კოლექტორი-ემიტერი (კოლექტორის სარქველი). თუ ბაზას ემიტერთან შედარებით ექნება მაღალი პოტენციალი იხსენება ბაზის სარქველი, მაგრამ ამავდროულად იხსენება კოლექტორის სარქველი თითქოს ბაზისა და კოლექტორის სარქველი ხისტადაა ერთმანეთთან დაკავშირებული. ბაზა-ემიტერის დენს დაემატება კოლექტორ-ემიტერის უფრო ძლიერი დენი და მამასადამე ტრანზისტორი, როგორც სარქველი მთლიანად გახსნილია.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

მიმდევრობით აერთებენ. პარალელურად შეიძლება შევავროთ ერთი კლასის ელექტრული სარქველები, რადგან მათი ვოლტ-ამპერული მახასიათებლები ერთმანეთს ემთხვევა, ხოლო მიმდევრობით შეიძლება შევავროთ ერთი კლასის საქრველი, რომელთა უკუდაბვები ემთხვევა ერთმანეთს.

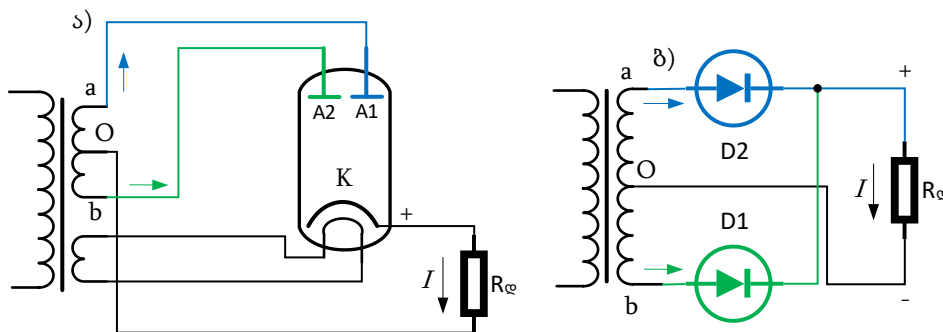


ნახ.36.1. გამმართველი სარქველების ჩართვის სქემები: ა) მიმდევრობითი შეერთება, ბ) პარალელური შეერთება

გამმართველის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი ძლიერ არის დამოკიდებული იმ ნახევარგამტარულ მასალაზე, რომლისგანაც ის არის დამზადებული. მაგალითად, გერმანიუმისა და სილიციუმის ნახევარგამტარულ გამმართველებს მკვეთრად განსხვავებული ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი აქვთ. ამასთან მათი მახასიათებლები ძლიერ იცვლება ტემპერატურის მიხედვით. ამიტომ სხვადასხვა კლასის გამმართველების მიმდევრობითი შეერთებისას უკუდაბვის გათანაბრების მიზნით იყენებენ მაშუნტირებელ რეზისტორებს (ნახ.36.1 ა), ხოლო პარალელური შეერთებისას - დამატებით რეზისტორებს (ნახ.36.1 ბ).

გამმართველებში ელექტრული სარქველები შეიძლება ჩაირთოს განსაზღვრული სქემებით, რომლებიც გამმართველის გამოსავალზე ქმნიან გამართულ დაბვას. ასეთი გამმართველები შეიძლება განვასხვავოთ გამართვის ციკლების რაოდენობით. მაგალითად, ნახევარპერიოდიანი გამმართველი შეიცავს მხოლოდ ერთ დიოდს ან ერთ ანოდთან მილაკს. აღსანიშნავია, რომ ნახევარპერიოდიანი გამმართველები პრაქტიკაში თითქმის არ გამოიყენება რიგი ნაკლოვანებების გამო. სწორედ, ამიტომ ჩვენ განვიხილავთ ორნახევარპერიოდიან გამმართველებს.

ნახ.36.2 ა)-ზე მოცემულია ორნახევარპერიოდიანი გამმართველი ორანოდის კენოტრონული მილაკით, ხოლო ნახ.36.2 ბ)-ზე კი ორნახევარპერიოდიანი გამმართველი ნახევარგამტარული დიოდებით.

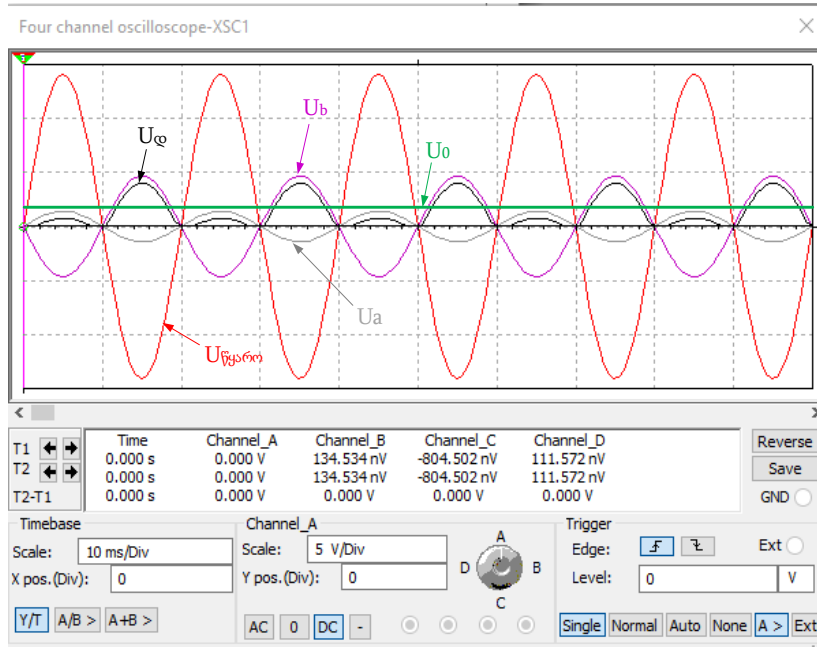


ნახ.36.2. ორნახევარპერიოდიანი გამმართველის სქემები: ა) მილაკიანი (კენოტრონი) გამმართველი, ბ) ნახევარგამტარული გამმართველი

პერიოდის ნახევარში მეორად გრაგნილში აღძრული ემძ მიმართულია ქვემოდან ზემოთ. ა წერტილს (ნახ.36.2 ა) ან D1 დიოდს (ნახ.36.2 ბ) ექნება დადებითი პოტენციალი და დენი a წერტილიდან A1 ანოდის (D1 დიოდის) გავლით მიაღწევს $R_{დ}$ - დატვირთვას. წრედი შეიკვრება O წერტილში. ემძ-ის მიმართულების შეცვლისას დენი b წერტილიდან A2 ანოდის (D2 დიოდის) გავლით მიაღწევს $R_{დ}$ -

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

დატვირთვის წინაღობას და წრედი კვლავ, შეიკვრება 0 წერტილში. როგორც ვხედავთ დატვირთვაში დენი უცვლელი მიმართულებით მიედინება, თუმცა ტრანსფორმატორის მეორადი გრაგნილის a და b წერტილებში აღძრული ემძ-ები u_a და u_b წანაცვლებულია ფაზით (ნახევარი პერიოდით, იხ. ნახ.36.3), ხოლო დატვირთვაზე მთელი პერიოდის განმავლობაში იქნება დადებითი. იგი მიიღება ტრანსფორმატორის a და b წერტილებში აღძვრული ემძ-ების დადებითი ნაწილებისაგან.



ნახ.36.3. ოსცილოგრაფის ჩვენება დაბვის წყაროზე ($u_{წყარო}$), ორნახევარპერიოდიანი გამმართველის a (u_a) და b (u_b) წერტილებში და დატვირთვაზე ($u_{დ}$). გამართული დაბვის ამპლიტუდა ნაჩვენებია მწვანე გასაშუალოებული წრფით (u_0)

როგორც ვხედავთ, დაბვა დატვირთვაზე მუდმივი არაა, იგი პულსირებს, ისევე როგორც დენის დალა, თუმცა გამმართველმა შეძლო დაბვის უარყოფითი მნიშვნელობების ჩამოცილება. ორნახევარპერიოდიანი გამმართველის წრედები მხოლოდ ერთ ანოდთან მილაკს ან მხოლოდ ორ დიოდს საჭიროებს, მაგრამ მას, ამ უპირატესობის მიუხედავად, აქვს რიგი ნაკლოვანებანი. კერძოდ, ადგილი აქვს დაბვის ცვლადი მდგენელის დიდ მნიშვნელობას. აუცილებელია ტრანსფორმატორის მეორადი გრაგნილის შუაწერტილის პოვნა, რათა პულსირებულ ამპლიტუდებს შორის განსხვავება არ გვექონდეს. ასეთ გამმართველებში, როგორც წესი, ადგილი აქვს უკუდაბვის დიდ მნიშვნელობას:

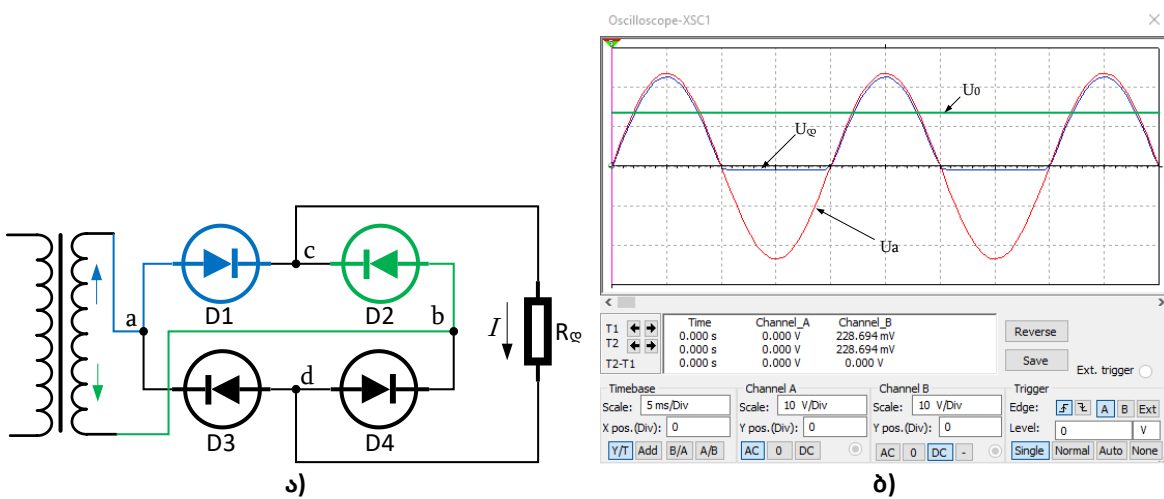
$$u_{უკუ} = 2u_m = 3.14u_0, \quad u_m = 0.67u_0,$$

სადაც, 0.67 – პულსაციის კოეფიციენტი. დატვირთვაზე დაბვის ცვლილების პერიოდი ორჯერ მცირეა წყაროზე დაბვის ცვლილების პერიოდზე. შესაბამისად, დატვირთვაზე პულსაციების სიხშირე ორჯერ მეტია წყაროს სიხშირეზე.

პრაქტიკაში ეფექტურად იყენებენ ერთფაზიან გამმართველს, რომელიც შეიცავს ოთხ დიოდს. გამმართველის სქემა მოცემულია ნახ.36.4 ა)-ზე. გამმართველის ერთ დიაგონალურ ბოლოებზე (a და b წერტილებში) უერთდება მეორადი გრაგნილის კოჭა, ხოლო მეორე დიაგონალის ბოლოებზე (c და d წერტილებში) კი დატვირთვა. როდესაც მეორად გრაგნილში წარმოიქმნება დენი ქვემოდან ზემოთ (ნახაზზე ნაჩვენებია ლურჯი ისრით), ის გაივლის D1 დიოდს, $R_{დ}$ დატვირთვას და გადანაწილება D3

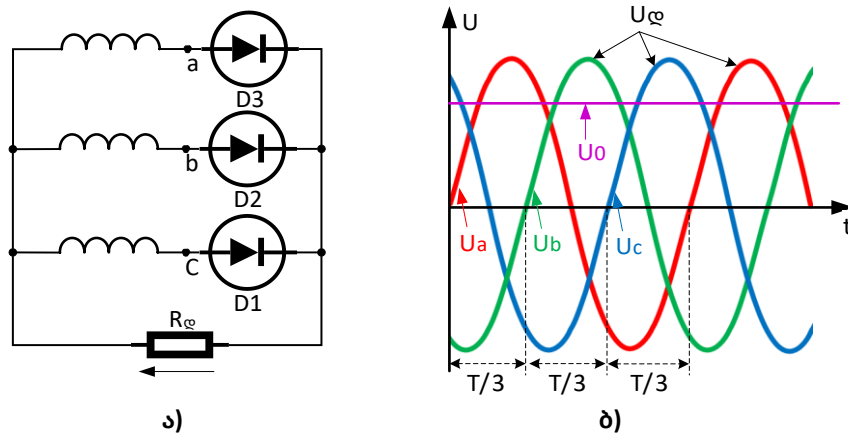
თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

და D4 დიოდებზე. ხოლო, როცა ტრანსფორმატორის მეორად გრაგნილში წარმოიქმნება დენი მიმართული ზემოდან ქვემოთ (ნახაზზე ნაჩვენებია მწვანე ფერით), მაშინ დენი გაივლის D2 დიოდს, $R_{\text{დ}}$ დატვირთვას და კვლავ გადანაწილდება D3 და D4 დიოდებზე.



ნახ.36.4. ა) ერთფაზიანი დიოდური გამმართველი, ე.წ. დიოდური ბოგირი, ბ) ცვლადი დაბვა ტრანსფორმატორის მეორად გრაგნილში a) წერტილში u_a (წითელი მრუდი), გამართული დაბვა დატვირთვაზე $u_{\text{დ}}$ (ლურჯი მრუდი), გამართული დაბვის ამპლიტულის მნიშვნელობა u_0 (მწვანე წრფე)

ამრიგად, დატვირთვაში დენის მიმართულება არ იცვლება, მაგრამ იცვლება სიდიდე. დაბვის დროში ცვლილების მრუდები ისეთივეა, როგორც გვექონდა ორნახევარპერიოდიანი გამმართველის შემთხვევაში (იხ. ნახ.36.3). დატვირთვის დაბვის სიხშირე ორჯერ აღემატება წყაროს სიხშირეს $f_{\text{დ}} = 2f$. **დიოდური ბოგირის** სქემაში საჭირო არ არის მეორადი გრაგნილის შუა წერტილის (ნულოვანი პოტენციალის) გამოყვანა. ამასთან, დიოდური ბოგირი, როგორც გამმართველის უკუდაბვის მნიშვნელობა მცირეა, ვიდრე ორნახევარპერიოდიანი გამმართველის სქემისას: $u_{\text{უკუ}} = u_{m\sim} = 1,57u_0$, რაც მის უპირატესობად შეიძლება ჩაითვალოს, მაგრამ აქვს ერთი ნაკლი, საჭიროებს ოთხ დიოდს.



ნახ.36.5. ა) გამმართველის სამფაზიანი სქემა, ბ) სამფაზიანი ტრანსფორმატორის მეორად გრაგნილებში დაბვის ცვლილება: a წერტილში - u_a (წითელი მრუდი), b წერტილში - u_b (მწვანე მრუდი), c წერტილში - u_c (ლურჯი მრუდი), გამართული დაბვის ამპლიტუდა - u_0 (იისფერი წრფე)

გამმართველის სამფაზიან სქემაში (ნახ.36.5 ა) სამი სარქველი შეერთებულია მეორად გრაგნილებთან, ხოლო ბოლოები საერთო წერტილით უერთდება დატვირთვას. სამფაზიანი ტრანსფორმატორის მეორად გრაგნილებში დაბვის ამპლიტუდა ერთმანეთს უტოლდება, ისინი მხოლოდ ფაზით

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

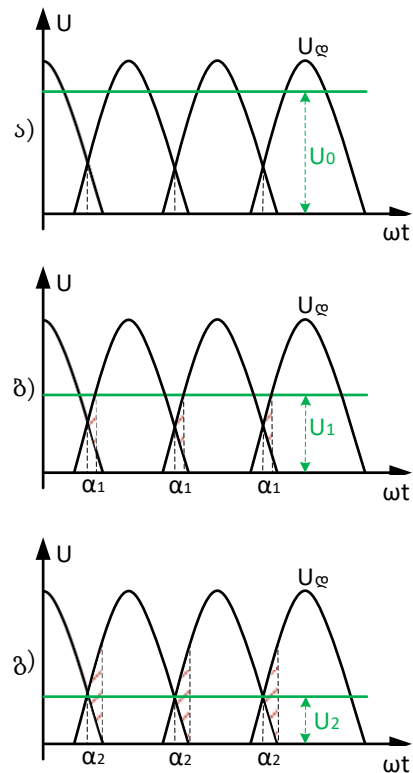
არიან წანაცვლებულნი $T/3$ პერიოდით (ნახ.36.5 ბ). დატვირთვაზე დაბვის ცვლილების პერიოდი სწორედ $T/3$ -ის ტოლია, ხოლო სიხშირე შესაბამისად, იქნება $3f$. დატვირთვაზე ცვლადი დაბვის პულსაციის ამპლიტუდა არის: $u_{m\sim} = 0.25u_0$, რომელიც დაახლოებით 2.5-ჯერ მცირეა, ვიდრე ორნახევარპერიოდისანი გამმართველის (ნახევარგამტარული ბოგირის) შემთხვევაში. სამფაზიანი გამმართველის შემთხვევაში უკუდაბვა არის: $u_{უკუ} = 2.1u_0$. თუ სამფაზიანი გამმართველი შეიცავს მართვად სარქველებს, მაშინ დატვირთვაზე შეიძლება დაბვის რეგულირება. **არარეგულირებადი სარქველი** დენს მხოლოდ ერთი მიმართულებით ატარებს. **რეგულირებადი სარქველი**, შეიძლება მაშინაც კი იყოს ჩაკეტილი, როცა შესავალს უფრო მაღალი პოტენციალი მიეწოდება გამოსავალთან შედარებით, ვიდრე პოტენციალი არ მიაღწევს განსაზღვრულ მნიშვნელობას.

როგორც წესი, არარეგულირებად სარქველს მიეკუთვნება დიოდი, ხოლო რეგულირებადი სარქველია მაგალითად - **ტირისტორი**. თუ სამფაზიანი გამმართველში დიოდების ნაცვლად ტირისტორებს ჩავრთავთ და შევცვლით მათი გახსნის დროის მომენტებს, მაშინ ცხადია, გამართული დაბვა შეიცვლება. პერიოდის იმ ნაწილს, რომლის განმავლობაშიც ტირისტორი ჯერ კიდევ ჩაკეტილია, მიუხედავად იმისა, რომ მის შესავალზე პოტენციალი აღემატება გამოსავალზე პოტენციალს, ეწოდება **რეგულირების კუთხე**: $\alpha = \omega t$.

არარეგულირებადი დიოდების შემთხვევაში $\alpha = 0$ და თითოეული სარქველი იხსნება მაშინვე, როგორც კი დიოდების შესასვალზე წარმოიქმნება დადებითი პოტენციალი (ნახ.36.6 ა). რეგულირების კუთხის გაზრდით $\alpha_1 > 0$, სარქველი, პერიოდის იმ ნაწილში სანამდე არ მიაღწევს რეგულირების კუთხის ამ მნიშვნელობას $\alpha \rightarrow \alpha_1$, იქნება ჩაკეტილი (ნახ.36.6 ბ). დატვირთვაზე გამართული დაბვა მცირდება და ნაცვლად u_0 -ისა ხდება $u_1 < u_0$. რეგულირების კუთხის კვლავ გაზრდით $\alpha_2 > \alpha_1$ (ნახ.36.6 გ), დატვირთვაზე დაბვა, ასევე, მცირდება: $u_2 < u_1 < u_0$. როცა $\alpha_n \rightarrow \infty$, გამართული დაბვა დატვირთვაზე მიისწრაფვის ნულისაკენ $u_{დ} = 0$.

დატვირთვაზე დაბვის ამ გზით რეგულირება ეკონომიურია, რადგან არ საჭიროებს დამატებით ენერგიას, თუმცა დაბვის რეგულირებით ძლიერ იზრდება დატვირთვაზე დაბვის პულსაციები. გამართული დაბვა მიიღება u_0 დაბვის მუდმივი და ცვლადი მდგენელებისაგან. ცვლადი მდგენელის $u_{m\sim}$ ამპლიტუდაც და f_{\sim} სიხშირეც დამოკიდებულია გამმართველის სქემაზე. პრაქტიკა აჩვენებს, რომ დაბვის ცვლადი მდგენელის ამპლიტუდა და სიხშირე გამოისახება თანაფარდობებით:

$$u_{m\sim} = \frac{2u_0}{n^2 - 1}, \quad f_{\sim} = nf, \tag{36.1}$$



ნახ.36.6. რეგულირებადი გამართული დაბვის მრუდები: ა) როცა $\alpha = 0$, ბ) როცა $\alpha_1 > 0$, გ) როცა $\alpha_2 > \alpha_1 > 0$

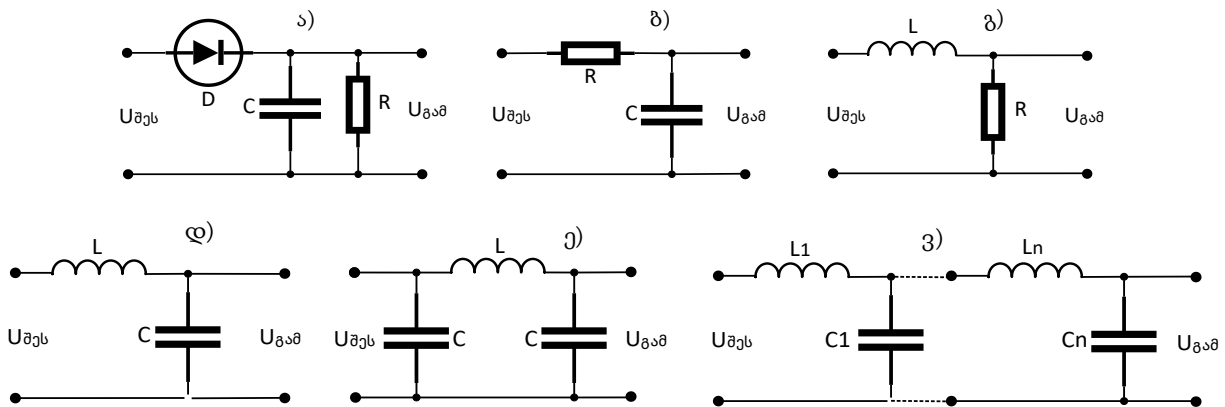
თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

სადაც n - ფაზათა რიცხვია. მაგალითად, ორფაზიანი, ორნახევარპერიოდიანი გამმართველი სქემებისათვის (ასევე, დიოდური ბოგირის შემთხვევაში): $u_{m\sim} = 0.67u_0$, $f_{\sim} = 2f$, სამფაზიანი სქემებისათვის: $u_{m\sim} = 0.25u_0$, $f_{\sim} = 3f$. ეს დამოკიდებულება არ გამოდგება ერთნახევარპერიოდიანი სქემებისათვის, რომლებისათვისაც დაბვის ცვლადი მდგენელის სილიდე მნიშვნელოვანია: $u_{m\sim} = 1.57u_0$, $f_{\sim} = f$.

ცვლადი დაბვის პულსაციები უარყოფით გავლენას ახდენს გამართულ დენზე. ზრდის დანაკარგებს, ქმნის ელექტრულ ხმაურს და ა.შ. ამიტომ გამართული დაბვა, როგორც წესი, პირდაპირ არ მიეწოდება მომხმარებელს. საჭიროა დაბვის პულსაციების შემცირება, რისთვისაც გამოიყენება ე.წ. **გამწმენდი ფილტრები**. გამწმენდი ფილტრების ხარისხი განისაზღვრება **გაწმენდის კოეფიციენტით**, რომელიც ფილტრის შესავალზე დაბვის ცვლადი მდგენელის ამპლიტუდის, გამოსავალზე დაბვის ამპლიტუდასთან შეფარდების ტოლია:

$$q = \frac{u_{შეს,m\sim}}{u_{გამოს,m\sim}} \tag{36.2}$$

გამწმენდი ფილტრები შეიძლება იყოს სამი სახის: ტევადური, ინდუქციური და ტევადურ-ინდუქციური. ნახ.36.7 ა)-ზე წარმოდგენილია ტევადური ფილტრი, რომელშიდაც ტევადობა ჩართულია დატვირთვის პარალელურად. დაბვა დატვირთვის და კონდენსატორის ბოლოებზე ერთი და იგივეა. როცა, ტრანსფორმატორის მეორად გრაგნილზე დაბვა აღემატება დატვირთვაზე დაბვას $u_2 > u_{დ}$, მაშინ D სარქველი ღიაა და მისი გავლით გადის დენი: $i_D = i_C + i_{დ}$, რომელიც ნაწილდება კონდენსატორში და დატვირთვაზე. i_C - მუხტავს კონდენსატორს, ხოლო $i_{დ}$ - კვებავს დატვირთვას. კონდენსატორის დამუხტვისას $u_{დ}$ - იზრდება. როცა: $u_2 < u_{დ}$, სარქველი იკეტება, მაგრამ იწყება კონდენსატორის განმუხტვა დატვირთვაზე (დაბვა დატვირთვაზე და კონდენსატორის ბოლოებზე მცირდება).



ნახ.36.7. გამწმენდი ფილტრების სქემები: ა) ტევადური, ბ) რეზისტორულ-ტევადური, გ) ინდუქციურ-ტევადური, დ) Π-მსგავსი ინდუქციურ-ტევადური, ე) მრავალკვანძოვანი ინდუქციურ-ტევადური

ორნახევარპერიოდიანი სქემებისათვის ფაზის მუშაობის ხანგრძლივობა მცირეა პერიოდის ნახევარზე და დამოკიდებულია, როგორც კონდენსატორის ტევადობაზე, ასევე დატვირთვის წინაღობაზე. კონდენსატორის ჩართვისას გამართული დაბვის პულსაციები მცირდება. ეს შემცირება უფრო საგრძნობი იქნება, რაც უფრო დიდი იქნება კონდენსატორის ტევადობა.

მცირე სიმძლავრის გამმართველებში ძირითადად გამოიყენება RC ფილტრები (ნახ.36.7 ბ). გაწმენდის კოეფიციენტი ამ შემთხვევაში არის:

$$q = \frac{u_{შეს,m\sim}}{u_{გამოს,m\sim}} = n\omega RC, \tag{36.3}$$

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

სადაც n - გამმართველის ფაზათა რიცხვია, $\omega = 2\pi f$ - წყაროს კუთხური სიხშირეა.

ინდუქციურ ფილტრებში (ნახ.36.7 გ) დაბვის პულსაციების გაწმენდა შესაძლებელია, მხოლოდ მაშინ, როცა კოჭას ინდუქციური წინაღობა მნიშვნელოვნად აღემატება დატვირთვის წინაღობას:

$$n\omega L \gg R_{\text{დ}}.$$

ინდუქციურ-ტევადური ფილტრები (ნახ.36.7 დ) შედარებით ხშირად გამოიყენება. ამ ფილტრების გამოყენების აუცილებელი პირობაა უტოლობა:

$$n\omega L \gg \frac{1}{n\omega C}.$$

ე.ი. დაბვის ცვლადი მდგენელისათვის კოჭას ინდუქციური წინაღობა ბევრად მეტი უნდა იყოს ტევადობის წინაღობაზე. LC - ფილტრებისათვის **გაწმენდის კოეფიციენტი** გამოისახება გამოსახულებით:

$$q = (n\omega)^2 LC - 1. \quad (36.4)$$

ნახ.36.7 ე)-ზე წარმოდგენილია II-მსგავსი ინდუქციურ-ტევადური ფილტრი. ეს ფილტრი პრაქტიკულად არის ორკვანძოვანი. პირველ კვანძს წარმოადგენს ტევადური ფილტრი (მას ასრულებს ტევადობა შესავლის წრედში), ხოლო მეორე კვანძს წარმოადგენს ინდუქციურ ტევადური ფილტრი.

გამართული დენისადმი ძალიან მკაცრი მოთხოვნების შემთხვევაში შეიძლება გამოყენებული იქნას მყისიერად გამწმენდი ფილტრები (ნახ.36.7 ვ). ასეთი ფილტრები წარმოადგენს **მრავალკვანძოვან ფილტრებს**, რომელთა გაწმენდის კოეფიციენტი მიიღება ცალკეული კვანძის გაწმენდის კოეფიციენტის ნამრავლით ერთმანეთზე:

$$q = q_1 q_2 \dots q_N,$$

სადაც N კვანძების რაოდენობაა.

§37. დაბვის სტაბილიზატორები

ელექტრომომხმარებელი ხელსაწყოები ძალიან მგრძობიარეა დაბვის ცვლილებისადმი. ამ ცვლილებებს განაპირობებს დაბვის პულსაციები, ამიტომ საჭიროა უზრუნველყოფილი იქნას დაბვის სტაბილურობა გარკვეული სიზუსტით. განასხვავებენ პარამეტრული სტაბილიზატორების შემდეგ სახეებს: აირგანმუხტვად მილაკიან და ნახევარგამტარულ (უმრავლეს შემთხვევაში სილიციუმის) **სტაბილიტრონებს**.

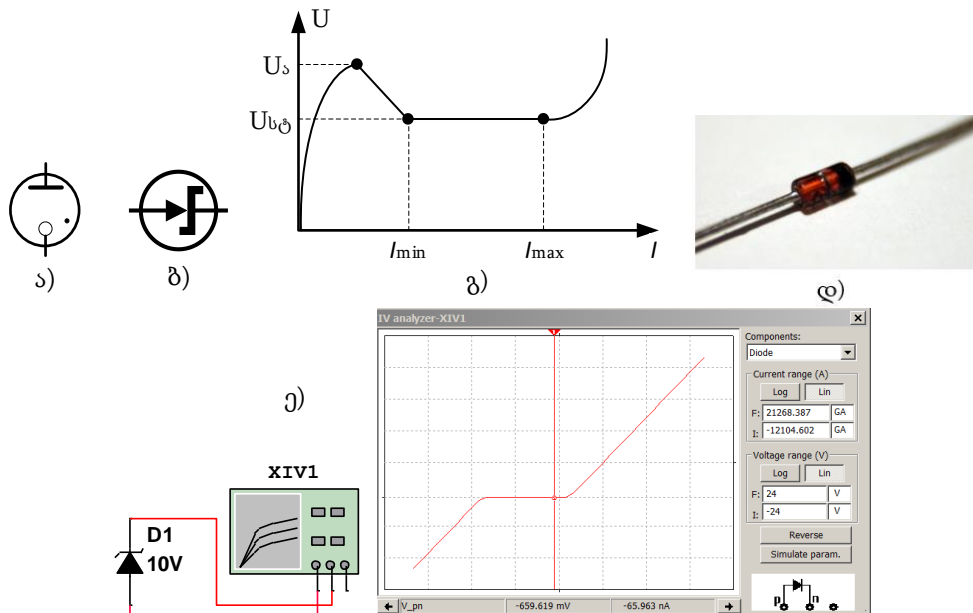
აირგანმუხტვადი სტაბილიტრონები წარმოადგენს მინის მილს, რომელიც სავსეა აირით, როგორცაა ვერცხლისწყლის ორთქლისა და ნეონის ან ვერცხლისწყლის ორთქლისა და ჰელიუმის ნარევი, ან სხვა. მილის შიგნით მოთავსებულია ორი ელექტროდი, ანოდი და კათოდი.

აირგანმუხტვადი სტაბილიტრონის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა მოცემულია ნახ.37.1 ა)-ზე, ნახევარგამტარული სილიციუმის სტაბილიტრონის პირობითი აღნიშვნა მოცემულია ნახ.37.1 ბ)-ზე. სტაბილიტრონის ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელს ისეთივე სახე აქვს, როგორც ნებისმიერ აირგანმუხტვადი მოწყობილობის ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელს (ნახ.37.1 გ).

სტაბილიტრონი ხასიათდება: სტაბილიზაციის დაბვით $u_{\text{სტ}}$, ანთების დაბვით $u_{\text{ა}}$, იონიზაციის მინიმალური და მაქსიმალური დენის ძალით i_{min} და i_{max} (იონიზაციის მაქსიმალური დენის ძალის სიდიდეზე გადაჭარბების შემთხვევაში იწყება კათოდის რღვევა), მუშა რეჟიმში ($i_{\text{min}} - i_{\text{max}}$) დინამიკური წინაღობით.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

ნახევარგამტარული სილიციუმის სტაბილიტრონები წარმოადგენს ნახევარგამტარული დიოდების ნაირსახეობას (პირობითი აღნიშვნა მოცემულია ნახ.37.1 ბ). მასში მუხტის გადამტანების რაოდენობა მეტია ვიდრე ჩვეულებრივ დიოდში. ამ დიოდებს ხშირად ზენერის (Zener) დიოდს უწოდებენ, ამერიკელი მეცნიერის **კლარენს ზენერის (Clarence Zener)** პატივსაცემად, რომელმაც პირველად აღმოაჩინა ელექტრული იზოლაციის რღვევის ეფექტი. მოგვიანებით ეს თვისება საფუძვლად დაედო **ზენერის დიოდების** დამზადებას. ზენერის დიოდს ახასიათებს უკუგარდვევის ნომინალური ძაბვა, რომელსაც **ზენერის ძაბვა** ეწოდება (u_{zt}). ზენერის დიოდი, იგივე სტაბილიტრონი, პირდაპირი მიმართულებით ატარებს მხოლოდ დაახლოებით 0,7 ვ ძაბვას, როგორც ჩვეულებრივი სილიციუმის დიოდი. გარდვევის არეში, ნულსა და გარდვევის ზენერის ძაბვას შორის, დიოდს აქვს მხოლოდ უმნიშვნელო უკუდენი. ზენერის ძაბვის მახლობლად დენი მკვეთრად, თითქმის ვერტიკალურად იზრდება.



ნახ.37.1 ა) აირგანმუხტვადი სტაბილიტრონის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა, ბ) აირგანმუხტვადი - სტაბილიტრონის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა, გ) სტაბილიტრონის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი, დ) ზენერის დიოდის ფოტოგამოსახულება, ე) ნახევარგამტარული სტაბილიტრონის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი გადაღებული Multisim სიმულატორში IV Analyzer - ანალიზატორის გამოყენებით

აირგანმუხტვადი და ნახევარგამტარული სტაბილიტრონების ჩართვის სქემები მოცემულია ნახ.37.2-ზე. სილიციუმის სტაბილიტრონებისათვის ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელზე მუშა უბანს წარმოადგენს უკუძაბვის უბანი, რომელიც თითქმის პარალელურია დენის ძალის ღერძის და მოთავსებულია ($i_{min} - i_{max}$) შუალედში (ნახ.37.2 ბ).

ძაბვის სტაბილიზატორის შესავალზე მოქმედებს $u_{ზეს}$ ძაბვა. ამ ძაბვასა და სტაბილიტრონს შორის მოთავსებულია $R_{ფ}$ ჩამხშობი რეზისტორი. სტაბილიტრონი დატვირთვისადმი პარალელურად ირთვება, ამიტომ ძაბვა სტაბილიტრონზე და ძაბვა დატვირთვაზე ერთმანეთის ტოლია:

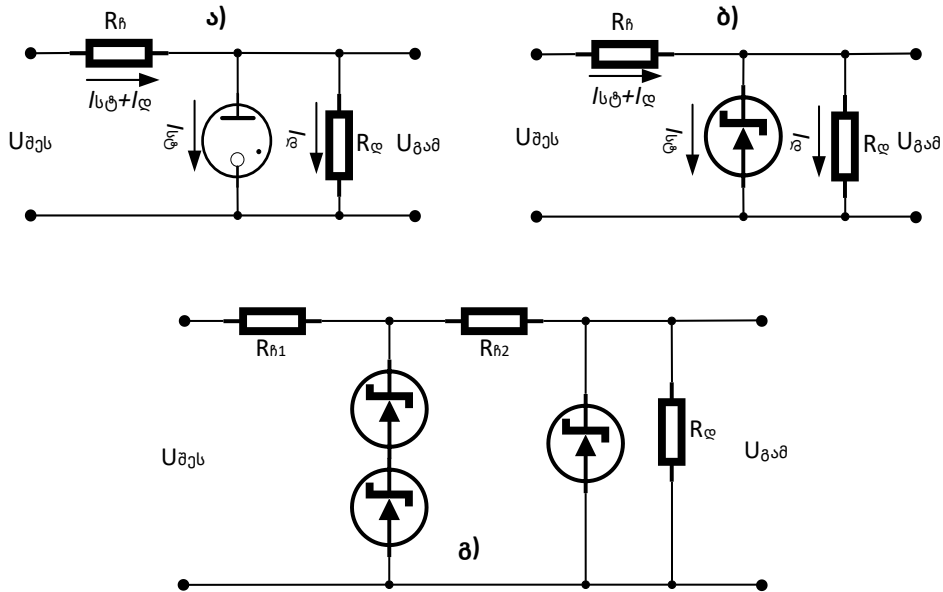
$$u_{სტ} = u_{დ} = u_{ზეს} - u_{ფ} ,$$

სადაც: $u_{ფ} = R_{ფ}(i_{სტ} - i_{დ})$ - ძაბვის ვარდნა ჩამხშობ რეზისტორზე. სტაბილიტრონის შესავალზე ძაბვის ცვლილებისას. მაგალითად, $u_{ზეს}$ - ის გაზრდისას, გაიზრდება ძაბვა სტაბილიტრონზეც, რაც იწვევს

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

დენის ზრდას, როგორც სტაბილიტრონში, ასევე ჩამხშობ წინაღობაზე და შესაბამისად, იზრდება დაბვის ვარდნა ჩამხშობ წინაღობაზე. პირიქით, $u_{შეს}$ -ის შემცირებისას, ადგილი ექნება ჩამხშობ რეზისტორზე დაბვის ვარდნის შემცირებას.

როგორც აირგანმუხტავდი, ისე ნახევარგამტარული სტაბილიტრონები შეიძლება ჩაირთოს ერთმანეთისადმი მიმდევრობით, რათა მივიღოთ სხვადასხვა დაბვა დატვირთვაზე (ნახ.37.2 გ). სტაბილიტრონების პარალელურ ჩართვას აზრი არ აქვს, რადგან მათი ვოლტ-ამპერული მახასიათებლები ერთმანეთს არ ემთხვევა და სტაბილიზაციის დიაპაზონში ისინი არ იმუშავებენ.



ნახ.37.2. სტაბილიტრონების ჩართვის სქემები: ა) აირგანმუხტავდი სტაბილიტრონის ჩართვის სქემა, ბ) ნახევარგამტარული (სილიციუმის) სტაბილიტრონის ჩართვის სქემა, გ) ორკასკადიანი სტაბილიტრონის ჩართვის სქემა

სტაბილიზატორების ერთ-ერთი ძირითადი მახასიათებელია სტაბილიზაციის კოეფიციენტი. **სტაბილიზაციის კოეფიციენტი** ეწოდება სტაბილიზატორის შესავალზე დაბვის ფარდობითი ცვლილების ფარდობას გამოსავალზე დაბვის ფარდობით მნიშვნელობასთან:

$$K_{სტ} = \frac{\frac{\Delta u_{შეს}}{u_{შეს}}}{\frac{\Delta u_{გამ}}{u_{გამ}}} = \frac{\Delta u_{შეს} u_{გამ}}{\Delta u_{გამ} u_{შეს}} \quad (37.1)$$

დაბვის სტაბილიზაციისადმი მკაცრი მოთხოვნების შემთხვევაში, სტაბილიზატორები რამდენიმე საფეხურს - კასკადს მოიცავს, ისე, რომ სტაბილიზატორის სტაბილიზაციის კოეფიციენტი ტოლი იქნება ცალკეული კასკადის სტაბილიზაციის კოეფიციენტის ნამრავლის.

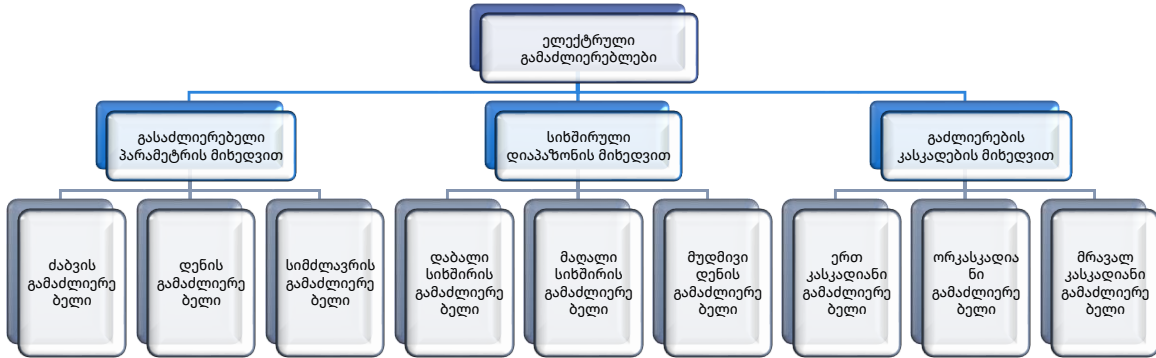
სტაბილიზატორებს, კერძოდ, სტაბილიტრონებს აქვს მაღალი სტაბილიზაციის კოეფიციენტი (რამდენიმე ათეული) და დაბალი **მარგი ქმედების კოეფიციენტი (მქკ)**. აირგანმუხტავდი და ნახევარგამტარული (სილიციუმის) სტაბილიტრონები გამოიყენება ცვლადი დენის დაბვის სტაბილიზაციისათვის, რომელთა ფორმაც გამოსავალზე მართკუთხედის ფორმასთან ახლოსაა.

§38. გამაძლიერებლის ძირითადი ტიპები და მათი მახასიათებლები

ელექტრული გამაძლიერებლები განკუთვნილია ძაბვის, დენის ან სიმძლავრის გასაძლიერებლად. სუსტი ელექტრული რხევების გასაძლიერებლად შეიძლება გამოყენებული იქნას აირგანმუხტვადი მილაკები ან ნახევარგამტარული ტრანზისტორები.

ელექტრული გამაძლიერებლები კლასიფიცირდება: გასაძლიერებელი სიდიდის მიხედვით, სიხშირული დიაპაზონის მიხედვით ან გაძლიერების კასკადების (საფეხურების) რიცხვის მიხედვით (დიაგრამა 38.1).

დიაგრამა 38.1. ელექტრული გამაძლიერებლის კლასიფიკაცია



გამოსავლის რხევები შეიძლება გაძლიერდეს ძაბვის, დენის ან სიმძლავრის გამაძლიერებლით. გამაძლიერებლების ძირითადი პარამეტრებია:

- გაძლიერების კოეფიციენტი (**გკ**);
- გასაძლიერებელი სიხშირული დიაპაზონი;
- გამოსავლის ძაბვა ან სიმძლავრე;
- გამაძლიერებლის მარგი ქმედების კოეფიციენტი (**მქკ**).

ელექტრული გამაძლიერებელი არის აქტიური ოთხპოლუსა. ოთხპოლუსას წრფივობა აუცილებელია სიგნალის დაუმახინჯებელი გადაცემისათვის.

გამაძლიერებელი ხასიათდება ძაბვის, დენის და სიმძლავრის გაძლიერების კოეფიციენტებით:

$$K_u(\omega) = \frac{\dot{u}_{m \text{ გამ}}(\omega)}{\dot{u}_{m \text{ შეს}}(\omega)} = K_u(\omega)e^{j\varphi_u(\omega)}, \tag{38.1}$$

$$K_I(\omega) = \frac{\dot{I}_{m \text{ გამ}}(\omega)}{I_{m \text{ შეს}}(\omega)} = K_I(\omega)e^{j\varphi_i(\omega)}, \tag{38.2}$$

$$K_P(\omega) = \frac{\dot{P}_{m \text{ გამ}}(\omega)}{\dot{P}_{m \text{ შეს}}(\omega)} = K_P(\omega)e^{j\varphi_p(\omega)}. \tag{38.3}$$

$K_u(\omega)$, $K_I(\omega)$ და $K_P(\omega)$ კომპლექსური ფუნქციებია. ე.ი. ისინი ინფორმაციას იძლევიან, როგორც ამპლიტუდის ცვლილების, ისე გამაძლიერებლის გამოსავალზე სიგნალის ფაზის ცვლილების შესახებ.

გამაძლიერებლის **მქკ** განისაზღვრება გამაძლიერებლის გამოსავლის სიმძლავრის ფარდობით გამაძლიერებლის ყველა კასკადის ჯამურ სიმძლავრესთან:

$$\eta = \frac{\dot{P}_{m \text{ გამ}}(\omega)}{\dot{P}_{m \text{ ჯამური}}(\omega)}. \tag{38.4}$$

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

მრავალკასკადიანი გამაძლიერებლის გკ არის ცალკეული კასკადის გაძლიერების კოეფიციენტის ურთიერთნამრავლი. აღსანიშნავია, რომ კასკადებს შორის კავშირის მიხედვით გამაძლიერებელი შეიძლება იყოს:

- გალვანური კავშირით;
- რეზისტორულ-ტევადური კავშირით;
- ტრანსფორმატორული კავშირით.

გამაძლიერებლებს ედება ერთი შეზღუდვა, რომ გაძლიერების დიაპაზონში გაძლიერების კოეფიციენტის ცვლილება არ უნდა აღემატებოდეს დასაშვებ ნორმებს.

გაძლიერების კოეფიციენტს, ფარდობითი ერთეულის გარდა, ხშირად ზომავენ დეციბელებშიც. აკუსტიკური მოვლენების შესწავლამ გვიჩვენა, რომ ადამიანის ყურის აღქმა შეიძლება შეფასებული იქნას ლოგარითმით ინტენსივობათა შეფარდებიდან¹⁹. ათჯერადი გაძლიერება ყურის მიერ აღიქმება, როგორც ხმამაღლობის ორჯერ გაძლიერება. ლოგარითმული ფორმით გამოსახული პარამეტრების ერთეული არის ბელი (1 ბელი = 10 დეციბელს. იხ. [დანართი 2](#)).

დეციბელში გამოსახული გაძლიერების კოეფიციენტი, ძაბვის, დენის ძალისა და სიმძლავრის მიხედვით, ჩაიწერება გამოსახულებებით:

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{U_{გამ}}{U_{შეს}} \right) \text{ დბ, } G = 10 \log_{10} \left(\frac{I_{გამ}}{I_{შეს}} \right) \text{ დბ, } G = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{გამ}}{P_{შეს}} \right) \text{ დბ.} \quad (38.5)$$

გამაძლიერებელში გავლისას ელექტრული სიგნალის ფორმა ირღვევა სიხშირული, ამპლიტუდის თუ ფაზის მოდულაციით გამოწვეული დამახინჯებების გამო. ამიტომ შემოაქვთ მახასიათებლები, რომლებიც ასახავს ამ დამახინჯებებს. სიგნალის დამახინჯების ერთ-ერთი მიზეზი აიხსნება იმით, რომ სქემები რომლებშიაც ჩართულია ხელსაწყო, ხშირად შეიცავს, როგორც აქტიურ ისე რეაქტიულ წინაღობებს, ტევადობას ან ინდუქციურობას. გარდა ამისა, თვით ელექტრონულ ხელსაწყოს ყოველთვის გააჩნია **პარაზიტული წინაღობა**, რომელიც დამოკიდებულია სიხშირეზე, ამიტომ გაძლიერების კოეფიციენტი, ასევე არის სიხშირეზე დამოკიდებული. გამაძლიერებლის მუშა სიხშირეებზე მახასიათებლის არაწრფივობისას გამოსავლის სიგნალის სხვადასხვა სპექტრული კომპონენტი სხვადასხვაგვარად ძლიერდება, რაც იწვევს გამოსავლის სიგნალის ფორმის ცვლილებას შესავალი სიგნალის ფორმასთან შედარებით. დამახინჯება, რომელიც გამოწვეულია სქემაში რეაქტიული წინაღობის არსებობით, იწვევს მისი მახასიათებლის არაწრფივობას. ასეთ დამახინჯებას სიხშირული ან წრფივი დამახინჯება ეწოდება.

სიხშირული დამახინჯება ფასდება სიხშირული დამახინჯების კოეფიციენტით, რომელიც გვიჩვენებს, რამდენჯერ გადაიხრება გაძლიერების კოეფიციენტი კონკრეტულ f სიხშირეზე, შუალედურ სიხშირეზე გაძლიერების კოეფიციენტისაგან:

$$M = \frac{K_{საშ}}{K_f}, \quad (38.6)$$

სადაც $K_{საშ}$ - საშუალო სიხშირეებზე გაძლიერების კოეფიციენტი, ხოლო K_f - გასაძლიერებელ f - სიხშირეზე გაძლიერების კოეფიციენტი. ჩვეულებრივ, სიხშირული დამახინჯების კოეფიციენტი $M = 1.25$ -ის ტოლია.

¹⁹ ლოგარითმი ბგერის ინტენსივობისა და ადამიანის სმენადომის მინიმალურ ზღვართან შეფარდებიდან.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

ამპლიტუდური ანუ არაწრფივი დამახინჯება გამოწვეულია ელექტრული მილაკების, ტრანზისტორებისა და დატვირთვის წინაღობის არაწრფივობით და განაპირობებს გასაძლიერებელი სიგნალის ფორმების დამახინჯებას.

რაც შეეხება **ფაზურ დამახინჯებას**, ის განისაზღვრება რა გამომავალი სიგნალის ფაზის ცვლილების ფარდობით შემავალი სიგნალის ფაზის ცვლილებასთან, წარმოიქმნება წრედის რეაქტიული ელემენტებით (ინდუქციურობის კოჭა, ტევადობა).

გამაძლიერებლებში გამოსავალ სიგნალს აკავშირებენ შესავალ სიგნალთან და ამ კავშირს **უკუკავშირს უწოდებენ**. თუ გამაძლიერებლის გამოსავალზე სიგნალი ფაზით ემთხვევა შესავალზე სიგნალს, მაშინ **გკ** გაიზრდება და **უკუკავშირი არის დადებითი**, ხოლო პირიქით, როცა მათი ფაზები სხვადასხვაა, მაშინ **უკუკავშირს უწოდება უარყოფითი** და **გკ** მცირდება. აღსანიშნავია, რომ უარყოფითი უკუკავშირი უფრო სტაბილურს ხდის გამაძლიერებლის მახასიათებლებს, ამცირებს რა არაწრფივ დამახინჯებებს, რაც აიხსნება იმით, რომ ყოველი ჰარმონიკი, რომელიც სიგნალის ფორმას ამახინჯებს, გაძლიერების შემდეგ ხვდება უკუკავშირის წრედში და მოედება გამაძლიერებლის შესავალს საწინააღმდეგო ფაზით, რაც იწვევს დამახინჯების კომპენსაციას.

ელექტრულ მილაკზე აგებული გამაძლიერებლის შემთხვევაში, აუცილებელია, რომ მილაკის ბადეს ჰქონდეს უარყოფითი პოტენციალი კათოდის მიმართ, რადგან დადებითი პოტენციალის შემთხვევაში ბადეზე წარმოიქმნება ე.წ. ბადური წერტილები, რომლებიც ამახინჯებენ გასაძლიერებელ სიგნალს.

ზოგად შემთხვევაში გამაძლიერებლის **ასმ** წარმოდგენილია ნახ.38.1-ზე. ნახაზიდან ჩანს, რომ მახასიათებელს აქვს არაწრფივი ab , cd უბნები და bc წრფივი უბანი. მახასიათებელს უკიდურეს სიხშირეებზე აღენიშნება მკვეთრი დახრილობა. რაოდენობრივი დახასიათების მიზნით, გამოყოფენ გაძლიერების კოეფიციენტებს გამაძლიერებლის მუშაობის ქვედა და ზედა სიხშირეებზე:

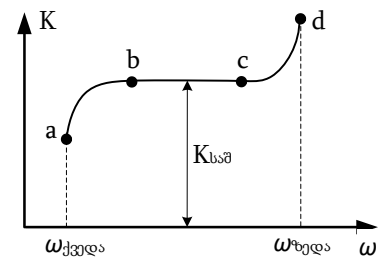
$$M_{\text{ქვედა}} = \frac{K_{\text{საშ}}}{K_{\text{ქვედა}}}, \quad M_{\text{ზედა}} = \frac{K_{\text{საშ}}}{K_{\text{ზედა}}}, \quad (38.7)$$

სადაც $K_{\text{ქვედა}}$ და $K_{\text{ზედა}}$ შესაბამისად, ქვედა და ზედა სიხშირეებზე გაძლიერების კოეფიციენტებია. ზოგად შემთხვევაში $K_{\text{ქვედა}}$ და $K_{\text{ზედა}}$ კოეფიციენტები ერთზე ნაკლებია, თუმცა შესაძლებელია ერთზე მეტიც იყოს.

როცა $M_{\text{ქვედა}} > 1$ ან $M_{\text{ზედა}} > 1$ გამაძლიერებლის $K(\omega)$ **ასმ**-ს აქვს „ვარდნა“ და მას ნახაზზე შეესაბამება ab უბანი. თუ $M_{\text{ქვედა}} < 1$ ან $M_{\text{ზედა}} < 1$, ამპლიტუდურ მახასიათებელს გააჩნია ზევით აწეული ნაწილი (ნახ.38.1, cd უბანი).

გარდა სიხშირული დამახინჯებისა გამაძლიერებელ სქემაში შეიძლება ადგილი ჰქონდეს არაწრფივ დამახინჯებას. როგორც აღვნიშნეთ, არაწრფივი დამახინჯების მიზეზია ელექტრული ხელსაწყოები, როგორცაა მაგალითად, მართვადი რეზისტორი ან წრედის რეაქტიული ელემენტები (ინდუქციურობის კოჭა, ტევადობა).

გამაძლიერებლის სქემაში სიხშირეზე დამოკიდებული არაწრფივი ახალი კომპონენტის გაჩენა განაპირობებს არაწრფივი დამახინჯებების წარმოქმნას. გამომავალი სიგნალის დამახინჯების ხარისხს, რომელიც გამოწვეულია გამაძლიერებლის გამოსავალზე სიგნალის ახალი კომპონენტის



ნახ.38.1. გამაძლიერებლის ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებელი (ასმ)

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

გაჩენით, ხასიათდება არაწრფივი დამახინჯების კოეფიციენტით, რომელსაც ხშირად **ჰარმონიკების კოეფიციენტებს** უწოდებენ. არაწრფივი დამახინჯების კოეფიციენტი განისაზღვრება გამოსახულებით:

$$K_{დამ} = \frac{\sqrt{u_{2m}^2(2\omega) + u_{3m}^2(3\omega) + u_{4m}^2(4\omega) + \dots}}{u_{1m}^2(\omega)} = \frac{\sqrt{P_2(2\omega) + P_3(3\omega) + \dots}}{P_1(\omega)}, \quad (38.8)$$

სადაც u_{1m} და P_1 - გამაძლიერებლის გამოსავალზე სასარგებლო სიგნალის დაბვა და სიმძლავრეა, ხოლო u_{2m}, P_2, u_{3m}, P_3 და ა.შ., შესაბამისი ჰარმონიკების დაბვები და სიმძლავრეებია. არაწრფივი დამახინჯების კოეფიციენტი დამოკიდებულია ხელსაწყოს მუშაობის რეჟიმზე.

არაწრფივი დამახინჯების შეფასებისას უმრავლეს შემთხვევაში შემოიფარგლებიან მხოლოდ მეორე და მესამე ჰარმონიკებით, რადგან უფრო მაღალი ჰარმონიკები მცირე გავლენას ახდენს სიგნალის სიმძლავრეზე.

ზოგად შემთხვევაში, მრავალკასკადური გამაძლიერებლისათვის არაწრფივი ჯამური კოეფიციენტი განისაზღვრება ცალკეული კასკადის დამახინჯების კოეფიციენტების ჯამით:

$$K_{დამ\Sigma} = K_{დამ1} + K_{დამ2} + \dots + K_{დამn} ,$$

არაწრფივი დამახინჯება დამოკიდებულია შემავალი სიგნალის ამპლიტუდაზე და არ არის დამოკიდებული მის სიხშირეზე. გამომავალი სიგნალის ფორმის დამახინჯების შესამცირებლად შემავალ სიგნალს უნდა ჰქონდეს მცირე ამპლიტუდა. ამიტომ მრავალკასკადიან გამაძლიერებლებში არაწრფივი დამახინჯება ძირითადად წარმოიქმნება ბოლოსწინა და ბოლო კასკადში, რომლის შესასვლელშიდაც მოქმედებს სიგნალი დიდი ამპლიტუდით.

ბგერითი სიხშირის გამაძლიერებლებში დამახინჯებები გამომავალ სიგნალზე თავს ავლენს „ხრიპინის“ ან „ხრაშუნის“ სახით. ბგერითი სიხშირის გამაძლიერებლებში დამახინჯების კოეფიციენტის მნიშვნელობისას $K_{დამ\Sigma} < 2 \dots 3\%$, „ხრიპინი“ ან „ხრაშუნი“ თითქმის შეუმჩნეველია. მაღალი ხარისხის ბგერითი სიხშირის გამაძლიერებლებში დამახინჯების კოეფიციენტი $K_{დამ\Sigma} < 0.2\%$. მრავალ-არხიანი კავშირის გამაძლიერებლებში დამახინჯება ბევრად მცირე უნდა იყოს $K_{დამ\Sigma} < 0.001 \dots 0.01\%$, რათა გამოირიცხოს არხების ურთიერთდამახინჯება.

ელექტრული ხელსაწყობების ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის არაწრფივობა თავს იჩენს კიდევ იმაში, რომ გამოსავლის დაბვის ამპლიტუდის დამოკიდებულება შესავლის დაბვის ამპლიტუდაზე, ზოგად შემთხვევაში, არაწრფივია. მხოლოდ შესავლის სიგნალის დაბვის შეზღუდულ პირობებში, როცა ის მოთავსებულია შუალედში: $|u_{m \text{ შეს } max} - u_{m \text{ შეს } min}|$, გამოსავლის დაბვა შეიძლება ჩაითვალოს შესავლის დაბვის პროპორციულად:

$$u_{m \text{ გამ}} = K u_{m \text{ შეს}} . \quad (38.9)$$

ერთი სიტყვით, გამაძლიერებლის D - დინამიკური დიაპაზონი განისაზღვრება გამოსახულებით:

$$D = 20lg \left(\frac{u_{m \text{ შეს } max}}{u_{m \text{ შეს } min}} \right) \text{დბ.} \quad (38.10)$$

გამაძლიერებლის დინამიკური დიაპაზონი განსაზღვრავს გატარების სიხშირულ დიაპაზონს და წარმოადგენს ზღვრული სიხშირეების სხვაობას: $f_{ზედა} - f_{ქვედა}$. ამ დიაპაზონში გამაძლიერებლის **გ** იცვლება განსაზღვრული კანონით და მოცემული სიზუსტით. გაძლიერების კოეფიციენტის დასაშვები ცვლილება დინამიკურ დიაპაზონში (გატარების ზოლში) არ უნდა აღემატებოდეს 3 დბ-ს. გამაძლიერებლის გატარების სიხშირული ზოლი არ შეიძლება იყოს გასაძლიერებელი სპექტრის

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

სიგანეზე მცირე. გატარების სიხშირული ზოლი დამოკიდებულია აპარატურის კლასზე და ხარისხზე. გატარების სიხშირული ზოლის გაფართოებით იზრდება აპარატურის ფასი, რთულდება აპარატურის კონსტრუქცია, ამავე დროს იზრდება სხვადასხვა სახის დაბრკოლებების გავლენა გამაძლიერებელზე. პრაქტიკაში გატარების სიხშირულ ზოლს კუმშავენ იმ მინიმალურ ზღვრამდე, რომელიც უზრუნველყოფს გამაძლიერებლის მუშაობის ხარისხს.

შესავლის მინიმალურ სიგნალად მიღებულია ისეთი სიგნალი, რომელიც გამაძლიერებლის გამოსავალზე ქმნის დაბვას, რომელიც ელექტრული ხმაურის დაბვის ტოლია:

$$K_u u_m \text{ შეს } \min = u_{\text{ხმაური გამ}} \cdot \quad (38.11)$$

გამაძლიერებლის გამოსავალზე ხმაურის დაბვა გამოწვეულია, **ხმაურის** როგორც **გარე**, ისე **შიგა წყაროებით**. **ხმაურის გარე წყარო** არის შემთხვევითი სიგნალები (ე.წ. ხელშემშლელი სიგნალები), რომლებიც მოქმედებენ სასარგებლო სიგნალზე. გარე ხმაურის წყაროს შეიძლება ქმნიდეს სამრეწველო ნაგებობები (გენერატორები, გადაცემები, მიმღები მოწყობილობები და ა.შ.), ატმოსფერული მოვლენები (ჭექა-ქუხილი, წვიმა, თოვლი), ატმოსფეროს სითბური გამოსხივება, კოსმოსური გამოსხივება. გარე ხმაურის ინტენსივობა და როლი სიხშირეთა სხვადასხვა დიაპაზონში განსხვავებულია. მაგალითად, გრძელ და საშუალო ტალღებზე არსებითია ატმოსფეროს ხმაური და ინდუსტრიული დამახინჯებები. ულტრამოკლე ტალღებზე იგი მცირდება, მაგრამ იზრდება კოსმოსური ხმაური.

რაც შეეხება შიგა ხმაურს, აქ უნდა გამოვყოთ ორი ფაქტორი: ე.წ. „**სითბური ხმაური**“ და „**კვანტური ხმაური**“. სითბური ხმაური წარმოიქმნება თავისუფალი ელექტრონების ქაოსური მოძრაობის შედეგად, რომლებიც ბროუნის ნაწილაკის ანალოგიას წარმოადგენს. ელექტრონების ასეთი მოძრაობა, განაპირობებს ელექტრული მუხტის სპონტანურ ფლუქტუაციებს, რაც თავის მხრივ, იწვევს წინააღმდეგობის ბოლოებზე დამატებითი პოტენციალთა სხვაობის წარმოქმნას. პრაქტიკულად სითბური ხმაური, თავისუფალი ელექტრონების სპონტანური ფლუქტუაციების შედეგია. სითბური ხმაურის დაბვის კვადრატის საშუალო განისაზღვრება **ნაიკვისტის ფორმულით**:

$$\overline{u_{\text{ბგ}}^2} = 4kTR\Delta f, \quad (38.12)$$

სადაც k -ბოლცმანის მუდმივაა, T -აბსოლუტური ტემპერატურაა, R -წინააღმდეგობაა, Δf -სიხშირეთა დიაპაზონია, რომელსაც არეგისტრირებს ხელსაწყო.

რაც შეეხება **კვანტურ (ე.წ. „საფანტისებურ“) ხმაურს**, ის გამაძლიერებელ მოწყობილობებში დაკავშირებულია ელექტრული მუხტის დისკრეტულობასთან. კვანტური ხმაური იგივეა, რაც **ჰუასონის ხმაური**, რომელიც წარმოადგენს ხმაურის ტიპს, რომლის მოდელირებაც შესაძლებელია ჰუასონის პროცესით. ელექტრონიკაში კვანტური ხმაური წარმოიქმნება ელექტრული მუხტის დისკრეტული ბუნებიდან. კვანტური ხმაური, ასევე გვხვდება ფოტონების მთვლელ ოპტიკურ მოწყობილობებში, სადაც ის ასოცირდება სინათლის ნაწილაკების ბუნებასთან. ნახევარგამტარულ მოწყობილობებში კვანტური ხმაური გამოწვეულია იმ შემთხვევითი პროცესებით, რომლებსაც შედეგად ახლავს ელექტრონ-ხვრელი წყვილის რეკომბინაცია. ფლუქტუაციების თეორიაში მტკიცდება, რომ დაბალი სიხშირეების არეში დენის საშუალო კვადრატული ფლუქტუაციები არის სწორედ კვანტური ხმაურის შედეგი:

$$\overline{I^2} \sim eI\Delta f, \quad (38.13)$$

სადაც, e - ელექტრონის მუხტია, I - დენის ძალა ნახევარგამტარში, Δf - მუშა სიხშირული დიაპაზონი. პრაქტიკაში კვანტური ხმაური შეიძლება გამოისახოს ელექტრონული მოწყობილობების ეკვივალენტური ხმაურის წინააღმდეგობით $R_{\text{ბგ}}$, რომელიც უერთდება იდეალური (ხმაურის გარეშე) გამაძლიერებლის

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

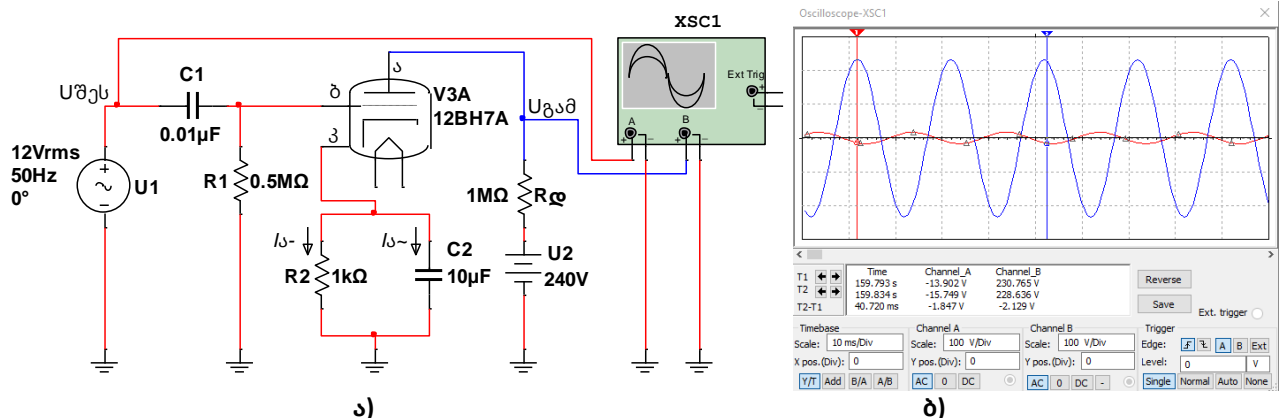
შესასვლელს. $R_{ბმ}$ - ხმაურის წინაღობა ისეთია, რომ გამაძლიერებლის შესასვლელზე სითბური ხმაურის სიმძლავრე გაუტოლდეს რეალური გამაძლიერებლის გამოსავალზე კვანტური ხმაურის სიმძლავრეს. ხმაურის (სითბური ან/და კვანტური ხმაურის) არსებობა ზღუდავს ისეთი სუსტი სიგნალების გაძლიერების შესაძლებლობას, რომელთა სიმძლავრეც ხმაურის სიმძლავრის ტოლფასია. ასეთი სუსტი სიგნალების გასაძლიერებლად გამოიყენება სპეციალური გამაძლიერებლები, რომლებსაც ახასიათებთ საკუთარი ხმაურის დაბალი დონე.

§39. გამაძლიერებელი ელექტრულ მილაკზე

ელექტრული მილაკის ბადეზე კათოდის მიმართ უარყოფითი პოტენციალის შესაქმნელად, შეიძლება გამოყენებული იქნას დამოუკიდებელი დენის წყარო (ბატარეა). რა თქმა უნდა, დენის წყაროს გამოყენებით გამაძლიერებლის ზომები, მასა და შესაბამისად, ფასიც იზრდება. ამიტომ იყენებენ ბადური დაბვის ავტომატური წანაცვლების მეთოდს, რომელსაც გამაძლიერებლის კათოდის წრედში ჩართული R_2 რეზისტორით მართავენ (ნახ.39.1. ა).

I_s ანოდური დენის მუდმივი მდგენელი გადის R_2 რეზისტორში, ქმნის დაბვის ვარდნას $u_{წან} = I_s \cdot R_2$ და ბადის პოტენციალი კათოდის პოტენციალთან შედარებით ავტომატურად მცირდება $u_{ბ0}$ დაბვით. I_s ანოდური დენის ცვლადი მდგენელი კომპენსირდება მამუნიტირებელი C_2 კონდენსატორით, რომელიც R_2 - წანაცვლების წინაღობისადმი პარალელურად არის ჩართული. C_2 კონდენსატორის წინაღობა დენის ცვლადი მდგენელისათვის უნდა იყოს ბევრად მცირე, ვიდრე R_2 წინაღობა. ეს საჭიროა იმისათვის, რომ ანოდური დენის ცვლადი მდგენელის ვარდნამ R_2 წინაღობაზე, გავლენა არ მოახდინოს ბადის დაბვაზე.

ბადეზე დაბვის უარყოფითი წანაცვლება ხდება R_1 წინაღობის გავლით. ამ წინაღობის გავლით ელექტრონები ხვდებიან რა ბადეზე გაედინებიან კათოდისაკენ. თუ გავთიშავთ R_1 წინაღობას, მაშინ ბადეზე დაგროვდება ელექტრონების ნაკადი, რომელთა ჯამურმა მუხტმა შეიძლება ჩაკეტოს მილაკი. R_1 რეზისტორის მომჭერებზე მიეწოდება დაბვა გასაძლიერებელი, შემავალი სიგნალის წყაროდან. R_1 რეზისტორის წინაღობა საკმარისად დიდი უნდა იყოს (დაახლოებით 0.5 – 1 მგომი), რომ გამაძლიერებლის შემავალი წინაღობა სტაბილური იყოს.



ნახ.39.1. ა) მილაკიანი გამაძლიერებლის სქემა, ბ) ოსცილოგრაფის ჩვენება. ნაჩვენებია შემავალი (წითელი) და გამომავალი (ლურჯი) სიგნალების წანაცვლება და გაძლიერება

გამაძლიერებლის შემავალი დაბვა $u_1 = u_{შეს}$, მოდებულია, მილაკის კათოდსა და ბადეს შორის წრედში ჩართულ R_1 რეზისტორზე, რის შედეგადაც ბადის უარყოფითი წანაცვლება იცვლება. $u_1 = u_{შეს}$

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

-ის დადებითი ნახევარტალის შემთხვევაში ბადეზე უარყოფითი წანაცვლება მცირდება ($u_{\text{ბო}} - u_1$) და მილაკის ანოდური დენი I_3 იზრდება.

შემაჯავალი სიგნალის უარყოფითი ნახევარტალის შემთხვევაში წანაცვლება ბადეზე იზრდება ($u_{\text{ბო}} + u_1$), ხოლო ანოდური დენი მცირდება.

ანოდური დაბვა არის დაბვა მილაკის გამოსავალზე: $u_3 = u_{\text{გამ}} = u_2 - u_{\text{დ}}$. ანოდური დაბვა და შესაბამისად, დაბვა გამოსავალზე იცვლება შემაჯავალზე დაბვის მიმართ საწინააღმდეგო ფაზით.

ამრიგად, გამაძლიერებლის გამოსავალზე, აქტიური დატვირთვისას, ადგილი აქვს დაბვის π ფაზით ცვლილებას.

ზემოთ განხილულ სქემაში შემაჯავალი დაბვის უმნიშვნელო ცვლილებას იწვევს ბადის პოტენციალის მცირე და ანოდური დენის ცვლილება (ნახ.39.1. ბ). გამაძლიერებლის გამოსავალზე მიიღება მნიშვნელოვნად დიდი სიმძლავრის სიგნალი. გაძლიერებული სიგნალი მით უფრო ძლიერი იქნება, რაც უფრო დიდია ელექტრული მილაკის ანოდურ-ბადური მახასიათებლის დახრილობა.

§40. აპერიოდული (რეზისტორული) დაბვის გამაძლიერებელი (ტრანზისტორული გამაძლიერებელი)

გამაძლიერებელს, რომლის გამოსავლის წრედში ჩართულია R რეზისტორი, ეწოდება **აპერიოდული** ან **რეზისტორული**. რეზისტორული გამაძლიერებელი ფართოდ გამოიყენება დაბვის გასაძლიერებლად ბგერით სიხშირეებზე და თითქმის არ გამოიყენება მაღალ სიხშირეებზე. კასკადების რიცხვი დამოკიდებულია გაძლიერების საჭირო კოეფიციენტზე. გამაძლიერებელი კასკადი შეიძლება შეიცავდეს ერთი ტიპის ელექტრულ ხელსაწყოებს ან იყოს კომბინირებული.

გამაძლიერებლისადმი ერთ-ერთი ძირითადი მოთხოვნაა სიგნალის გაძლიერება დამახინჯების გარეშე სიხშირეთა მოცემულ დიაპაზონში. წრფივი გაძლიერება არის შემთხვევა, როცა სწორადაა შერჩეული გამაძლიერებლის მუშაობის რეჟიმები.

განვიხილოთ ერთკასკადიანი გამაძლიერებლის სქემა ბიპოლარულ ტრანზისტორზე (ნახ.40.1 ა). როგორც ცნობილია, ტემპერატურის მატება მნიშვნელოვან გავლენას ახდენს ნახევარგამტარული ტრანზისტორის გამტარობაზე. ზრდის მასში დენის ძალას და ცვლის ტრანზისტორის მუშაობის რეჟიმს. სწორედ ამიტომ, ტემპერატურული გავლენის შესამცირებლად, გამოიყენებენ **ტემპერატურულ სტაბილიზაციას**. ტემპერატურული სტაბილიზაციის სახით შეიძლება გამოიყენებული იქნას R_1 რეზისტორის დაერთება კოლექტორთან, რომელიც ნახ.40.1 ა-ზე ნაჩვენებია წყვეტილი ხაზით. ამ შემთხვევაში, ტემპერატურის გაზრდა იწვევს I_3 კოლექტორის დენის ზრდას და იზრდება კოლექტორულ დატვირთვაზე დაბვის ვარდნა, რაც ამცირებს კოლექტორის დენს საწყის მნიშვნელობამდე. ტემპერატურული გავლენა ტრანზისტორის უარყოფითი მხარეა, მაგრამ ამის გარდა, ტრანზისტორის კიდევ ერთ ნაკლოვანებად ითვლება, გამაძლიერებლის ფუნქციის რღვევა სიხშირის ზრდასთან ერთად. მუხტის არაძირითადი გადამტანები ბაზას გადიან დაყოვნებით (არა მეყსეულად) და კოლექტორში ხვდებიან სხვადასხვა დროს, რაც იწვევს ამპლიტუდის შემცირებას და შემაჯავალი სიგნალის დამახინჯებას. სიხშირის ზრდასთან ერთად, კოლექტორულ და ემიტერულ დენებს შორის ფაზური წანაცვლება წარმოიქმნება, რის გამოც, კოლექტორული გადასვლის მუნტირებას ახდენენ წინააღმდეგობით (ნახაზზე წარმოდგენილია R_2 რეზისტორით).

მოცემულ სქემაში $R_{\text{დ}}$ - არის დატვირთვის წინააღმდეგობა. ბიპოლარული ტრანზისტორი სქემაში ჩართულია საერთო ემიტერით. ტრანზისტორის ნორმალური მუშაობის მიზნით, მის R_1 და R_3 დაბვის დამყოფის საშუალებით მოედება ბაზის წანაცვლების $u_{\text{ბო}}$ დაბვა.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

როდესაც ტრანზისტორი მუშაობს ტემპერატურის ფართო დიაპაზონში, გამოიყენება სტაბილიზაციის სქემები წანაცვლების რეჟიმისათვის, რომელიც ავტომატურად იცვლება ტემპერატურის ცვლილებისას ან თვით ამ ტრანზისტორის ჩანაცვლებისას სხვა ტიპური ტრანზისტორით. მაგალითად, ნახ.40.1 ტრანზისტორული გამაძლიერებლის სქემაში რეჟიმის სტაბილიზაციისათვის ემიტერის წრედში გამოყენებულია R_2 წინაღობა. ამ წინაღობამ გავლენა რომ არ მოახდინოს ცვლად დენზე მას აშუქტირებენ C_2 ტევადობის კონდენსატორით, რომლის წინაღობაც უნდა აკმაყოფილებდეს უტოლობას:

$$\frac{1}{\omega_{\text{ქვედა}} C_2} \ll R_2,$$

სადაც $\omega_{\text{ქვედა}}$ - გასაძლიერებელი ძაბვის უკიდურესი ქვედა სიხშირეა. ნახ.40.1-ის მიხედვით, ტრანზისტორის ბაზაზე ძაბვის წანაცვლება შეიძლება გამოვსახოთ ტოლობით:

$$u_{\text{ბო}} = I_{\text{გო}} R_2 - I_1 R_1, \quad (40.1)$$

სადაც, $I_{\text{გო}}, I_{\text{გო}}, I_{\text{ბო}}, u_{\text{გო}}, u_{\text{გო}}, u_{\text{ბო}}$ - შესაბამისად, ემიტერის, კოლექტორის და ბაზის დენები და ძაბვებია ტემპერატურის ცვლილებამდე, I_1 - ბაზის დენის ნაწილია, რომელიც ნაწილდება R_1 წინაღობაზე.

ტემპერატურული სტაბილიზაცია ხორციელდება შემდეგნაირად. ვთქვათ, ტემპერატურის ცვლილებებისას ემიტერის $I_{\text{გო}}$ და მამასადამე, კოლექტორის $I_{\text{გო}}$ დენიც იზრდება, მაშინ იზრდება R_2 ემიტერის წინაღობაზე ძაბვა და (40.1)-ი ტოლობის თანახმად მცირდება $u_{\text{ბო}}$ ბაზის ძაბვა. ეს კი იწვევს ბაზის $I_{\text{ბო}}$ დენის შემცირებას, ასევე მცირდება $I_{\text{გო}}$ კოლექტორის დენიც. ე.ი. ადგილი აქვს კოლექტორული დენის სტაბილიზაციას.

ამრიგად, ემიტერის წრედში R_2 წინაღობის არსებობა, ხელს უწყობს უარყოფით უკუკავშირს ბაზასთან მუდმივი დენით და ახდენს ტრანზისტორის მუშაობის სტაბილიზაციას.

კოლექტორის უძრაობის $I_{\text{გო}}$ დენი და $u_{\text{გო}}$ ძაბვა განისაზღვრება კვების წყაროს ძაბვითა და R_2 ემიტერის რეზისტორით. კირხჰოფის მეორე წესის თანახმად, ეს სიდიდეები ერთმანეთთან დაკავშირებულია შემდეგი დამოკიდებულებით:

$$\varepsilon_3 = I_{\text{გო}} R_{\text{დ}} + u_{\text{გო}} + I_{\text{გო}} R_2. \quad (40.2)$$

გამაძლიერებლის დასვენების რეჟიმი უზრუნველყოფილია ნახ.40.1. სქემაზე ნაჩვენები ელემენტებით, ამიტომ თუ შესავალი სიგნალი შეიცავს მუდმივ მდგენელს, მაშინ მისი შეკავება ხდება შემაკავებელი C_1 კონდენსატორით. გამაძლიერებლის გამოსავალზე დენის მუდმივი მდგენელის ჩასახშობად გამოყენებულია C_3 კონდენსატორი. კონდენსატორის წინაღობა დამოკიდებულია სიხშირეზე:

$X_{C_3} = \frac{1}{\omega C_3}$, ამიტომ სიგნალის დაბალი სიხშირის მდგენელს ექნება დიდი ტევადური წინაღობა და შექმნის მაღალ შემაკავებელ ძაბვას C_1 და C_3 კონდენსატორებზე. ეს კი ამცირებს გამოსავლის ძაბვას ამ სიხშირეზე. ცხადია ტევადური წინაღობები მაქსიმალური იქნება გასაძლიერებელი დიაპაზონის ქვედა სიხშირეებზე (რადგან სიხშირე ტევადური წინაღობის მნიშვნელშია), შესაბამისად, შემაკავებელი კონდენსატორების ჩართვა სქემაში იწვევს სიხშირული დამახინჯებების წარმოქმნას გასაძლიერებელი დიაპაზონის ქვედა სიხშირეებზე.

ტრანზისტორული გამაძლიერებლები ხშირ შემთხვევაში გვხვდება საერთო ემიტერით (ნახ.40.1. ა), რადგან სწორედ ეს სქემა განაპირობებს საკმარისად დიდ შემავალ წინაღობას და მაღალ გაძლიერების კოეფიციენტს. პრაქტიკულად ნახ.40.1. ა)-ზე წარმოდგენილი სქემა ეკვივალენტურია მილაკიანი გამაძლიერებლის სქემის.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

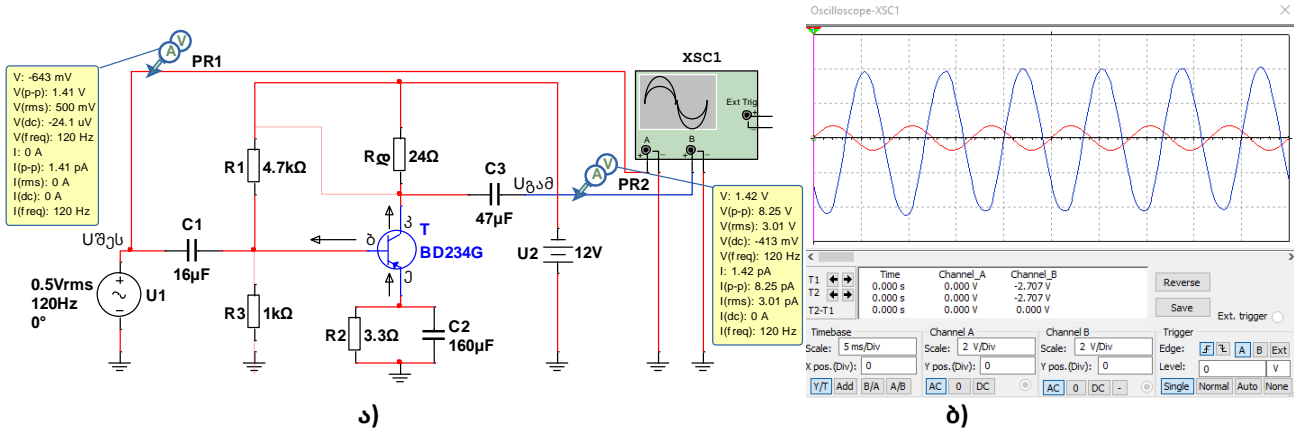
$u_1 = u_{შეს}$ შესავალი სიგნალის დაბვის ცვლილებით ბაზის პოტენციალის ცვლილება იწვევს, როგორც კოლექტორული I_3 დენის, ასევე $u_{კვ}$ ემიტერ-კოლექტორის დაბვის ცვლილებას. $u_{კვ}$ - წარმოადგენს გამოსავლის დაბვას. ამ სქემაში დაბვის, დენისა და სიმძლავრის გაძლიერების კოეფიციენტები განისაზღვრება შესაბამისად, გამოსახულებით:

$$K_u = \frac{\Delta u_{გამ}}{\Delta u_{შეს}} \tag{40.3}$$

$$K_I = \frac{\Delta I_3}{\Delta I_ბ} \tag{40.4}$$

$$K_P = K_u K_I = \frac{\Delta P_{შეს}}{\Delta P_{გამ}} \tag{40.5}$$

ტრანზისტორის ნორმალური მუშაობისათვის აუცილებელია ემიტერსა და ბაზას შორის დაბვის მუდმივი წანაცვლება გვქონდეს, დაახლოებით 0.1 ვოლტის ოდენობით. სქემაში ბაზაზე დაბვის წანაცვლების მისაღებად გამოყენებულია R_1 რეზისტორი. იგი ჩართულია ბაზასა და u_3 კოლექტორის დაბვის წყაროს უარყოფით პოლუსს შორის.



ნახ.40.1. ა) ტრანზისტორული გამაძლიერებლის სქემა, ბ) ოსცილოგრაფის ჩვენება: ნაჩვენებია შემავალი (წითელი) და გამოშვებული (ლურჯი) სიგნალების წანაცვლება და გაძლიერება

სიხშირის ზრდასთან ერთად მცირდება გამაძლიერებლის დენის ძალის გაძლიერების კოეფიციენტი. ტრანზისტორული გამაძლიერებელი შემოსაზღვრულია სიხშირით. სიხშირეს, რომელზედაც $K_I = 0,707$, **ზღვრული სიხშირე** ეწოდება.

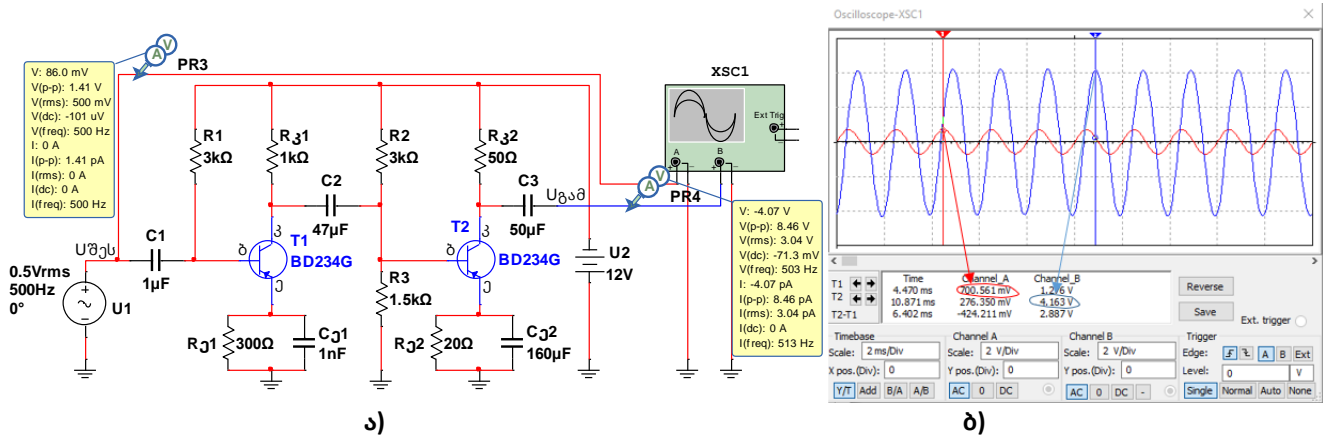
§41. მრავალკასკადიანი ტრანზისტორული გამაძლიერებელი

თუ გაძლიერების კოეფიციენტის მნიშვნელობა არასაკმარისია, მაშინ იყენებენ კასკადურ ტრანზისტორულ სქემებს. ნახ.41.1. ა)-ზე წარმოდგენილია ორკასკადიანი ტრანზისტორული გამაძლიერებლის სქემა. გამოყენებულია ორი ტრანზისტორი თითოეული კასკადისათვის და კასკადებს შორის რეზისტორულ-ტევადური კავშირები.

დამყოფი კონდენსატორი C_2 - განკუთვნილია კვების u_1 წყაროდან ბაზის დაბვის წანაცვლების მუდმივი მდგენელის გამოსაყოფად. პირველი T_1 ტრანზისტორის ბაზის დაბვის წანაცვლება ხდება R_1 რეზისტორით.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

პირველი და მეორე კასკადის ტემპერატურული სტაბილიზაცია ხორციელდება $R_{\gamma 1}$ და $R_{\gamma 2}$ ემიტერული რეზისტორებით (ემიტერული სტაბილიზაცია). ეს რეზისტორები ქმნიან უკუკავშირს მუდმივი დენით. თუ ტემპერატურის მატებისას იზრდება ტრანზისტორების დენები, მაშინ იზრდება ძაბვის ვარდნა $R_{\gamma 1}$ და $R_{\gamma 2}$ რეზისტორებზე, რის გამოც, მცირდება ემიტერების პოტენციალები და მცირდება ბაზის ძაბვის წანაცვლება და ტრანზისტორული დენები.



ნახ.41.1. ა) ორკასკადიანი ტრანზისტორული სქემა რეზისტორულ-ტევადური კავშირით, ბ) ოსცილოგრაფის ჩვენება: ნაჩვენებია შემავალი (წითელი) და გამომავალი (ლურჯი) სიგნალების წანაცვლება და გაძლიერება

კოლექტორულ დატვირთვებს წარმოადგენს $R_{\gamma 1}$ და $R_{\gamma 2}$ რეზისტორები. C_2 კონდენსატორი პირველ და მეორე კასკადებს შორის გამოყოფი კონდენსატორია. მეორე კასკადი განსხვავდება პირველისაგან იმით, რომ მეორე ტრანზისტორის ბაზაზე ძაბვის წანაცვლება ფიქსირდება R_2 და R_3 ძაბვის დამყოფების საშუალებით. C_3 კონდენსატორი აყოვნებს კოლექტორული წრედის დენის მუდმივ მდგენელს მეორე კასკადის გამოსავალზე - დატვირთვაზე. თუ დავაკვირდებით ორკასკადიანი ტრანზისტორული გამაძლიერებლის შესავალსა და გამოსავალზე ინდიკატორების მნიშვნელობებს (ნახ.41.1.ა), პიკური მნიშვნელობების მიხედვით ($V(p-p)$ და $I(p-p)$) შეიძლება განვსაზღვროთ, რომ: $K_{u(p-p)} = 6$, $K_{I(p-p)} = 6$, $K_{P(p-p)} = 36$. სიგნალის სიმძლავრე პიკური მნიშვნელობის მიხედვით თითქმის 36-ჯერ იზრდება, მაშინ როდესაც ერთკასკადიანი ტრანზისტორული გამაძლიერებლის გკოლნავ მცირეა: $K_{u(p-p)} = 5.86$, $K_{I(p-p)} = 5.85$, $K_{P(p-p)} = 34.4$.

§42. სიგნალების გენერატორები

მაღალი სიხშირის ცვლადი დენის მისაღებად გამოიყენება მილაკიანი გენერატორები, რომლებიც გარდაქნიან მუდმივი დენის ენერგიას ცვლადი დენის ენერგიაში. რხევების აღძვრის საშუალებების მიხედვით გენერატორები იყოფა ორ ჯგუფად: გენერატორები დამოუკიდებელი აგზნებით და გენერატორები თვითაგზნებით, ე.წ. ავტოგენერატორები.

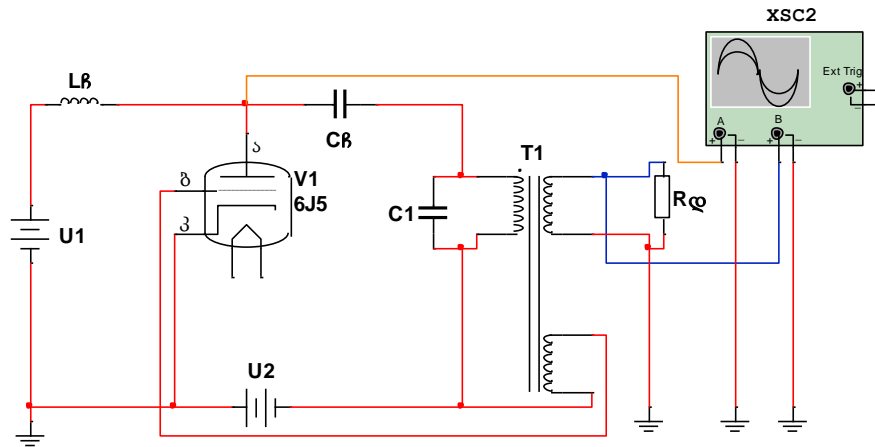
გენერატორებში დამოუკიდებელი აგზნებით, მოცემული სიხშირის ცვლადი დენი წარმოიქმნება მუდმივი დენიდან. გენერატორის მიერ ფორმირებული ელექტრული რხევები შეიძლება სხვადასხვა იყოს. თუ გენერატორი წარმოქმნის სინუსოიდალურ რხევებს, მას **სინუსოიდური ან ჰარმონიული რხევების გენერატორი** ეწოდება, მაგრამ თუ გენერირებული სიგნალის რხევები განსხვავდება სინუსოიდურისაგან, მაშინ მათ **იმპულსური ან რელაქსაციური** ეწოდებათ.

რაც შეეხება გენერატორებს თვითაგზნებით, ამ შემთხვევაში, მიღვადი რხევები წარმოიქმნება გამომავალი წრედის მოქმედებით შემავალ წრედზე დადებითი უკუკავშირის გზით. ავტოგენერატორის

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

სქემა შეიცავს გამაძლიერებელს. ფართოდ გამოიყენება ორი ტიპის გამაძლიერებელი: გამაძლიერებელი რეზონანსული რხევითი კონტურით და გამაძლიერებელი რეზისტორულ-ტევადური ელემენტებით. გენერატორს, რომელიც RC რეზისტორულ-ტევადურ ელემენტებს შეიცავს RC - გენერატორი ეწოდება. გენერატორები, რომლებიც LC რხევით კონტურს შეიცავს LC - გენერატორები ეწოდება. LC - გენერატორებში 15-20 კჰც სიხშირეზე მცირე რხევების გენერირება გართულებულია, ამიტომ დაბალსიხშირულ დიაპაზონში გამოიყენება RC - გენერატორები. ამ უკანასკნელ გენერატორებს, შეუძლიათ სტაბილური სინუსოიდური რხევების გენერირება სიხშირეთა ფართო დიაპაზონში (0.1 ჰც-100 კჰც), ამასთან, მათ მცირე გეომეტრიული ზომები და მასა გააჩნიათ, ვიდრე LC რეზონანსულ რხევით კონტურზე აგებულ გენერატორებს. თუმცა, ხაზგასმით უნდა აღვნიშნოთ, რომ RC - გენერატორების უპირატესობა ვლინდება დაბალსიხშირულ დიაპაზონში.

ნახ.42.1.-ზე წარმოდგენილია მილაკიანი გენერატორის სქემა თვითაგზნებით, იგი შეიცავს LC რხევით კონტურს. თუ C კონდენსატორს დავმუხტავთ და მოვახდენთ შუნტირებას L ინდუქციურობის კოჭათი, კონდენსატორი პერიოდულად დაიმუხტება და განიმუხტება - მიიღება LC რხევითი კონტური. წარმოიქმნება დენის ელექტრული რხევები $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ სიხშირით. ამ შემთხვევაში ω_0 - რხევის საკუთარი კუთხური სიხშირეა.



ნახ.42.1. LC - გენერატორის სქემა სამელექტროლიან მილაკზე - ტრიოდზე

ცხადია, რომ LC რხევით კონტურში აღიძვრება მილევადი რხევები, რადგან კონტურში ადგილი აქვს ენერჯის დანაკარგს. იმისათვის, რომ მივიღოთ მიუღევადი რხევები, საჭიროა პერიოდულად განსაზღვრული სიხშირით შევავსოთ ენერჯის დანაკარგი. სწორედ ამისათვის გამოიყენება სამელექტროლიანი მილაკი - ტრიოდი. ტრიოდი არის სწრაფმოქმედი ელექტრული მოწყობილობა, რომელიც რხევით კონტურში ენერჯის შესავსებად გამოიყენება. ცვლადი დენი, რომელიც LC რხევით კონტურში წარმოიქმნება, გადის რა L ინდუქციურობის კოჭას, აღძრავს მასში ცვლად მაგნიტურ ველს, რომელიც აღძრავს ცვლად \mathcal{E} ემძ-ს რხევითი კონტურის სიხშირით. თავის მხრივ, აღძრული \mathcal{E} ემძ მოქმედებს მილაკის ბადეზე და მართავს ანოდურ დენს.

რადგან \mathcal{E} ცვლადია, ამიტომ მას ექნება, როგორც დადებითი, ასევე უარყოფითი მნიშვნელობა. \mathcal{E} ემძ-ის დადებითი მნიშვნელობის შემთხვევაში, მცირდება ბადის ძაბვის უარყოფითი წანაცვლება: $u_{ბკ} - \mathcal{E}$, ხოლო ანოდური დენი იზრდება. \mathcal{E} ემძ-ის უარყოფითი მნიშვნელობისას: $u_{ბკ} + \mathcal{E}$, შესაბამისად, ანოდური დენი მცირდება.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

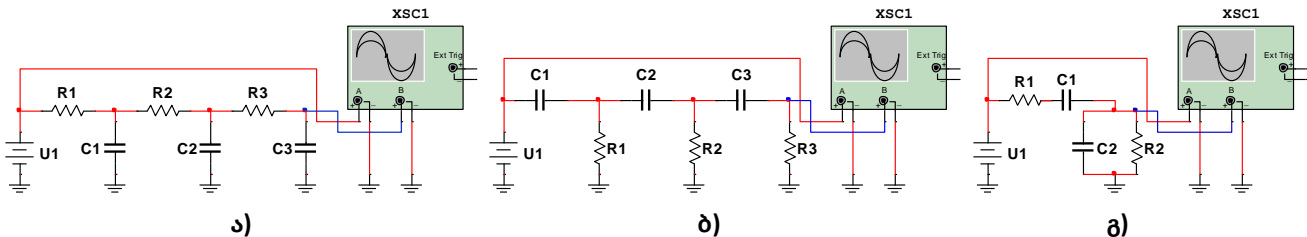
ამრიგად, მილაკის ანოდური დენი პულსირებს ε ემძ-ის სიხშირით, რხევითი კონტურის სიხშირით. ანოდური დენი მაქსიმალურ მნიშვნელობას იღებს, როცა ε ემძ-ს აქვს მაქსიმალური დადებითი მნიშვნელობა და უარყოფითს მიიღებს, როცა ანოდური დენი და რხევით კონტურში ინდუცირებული ემძ ერთმანეთს ემთხვევა ფაზით - ამ დროს ვამბობთ, რომ უკუკავშირი არის დადებითი.

ანოდური დენის მუდმივი მდგენელი რხევით კონტურში ვერ გაივლის, რადგან მას აკავებს გამყოფი (ჩამკეტი) კონდენსატორი C_p , რომელიც ჩართულია ანოდურ წრედში. იმისათვის, რომ ანოდური დენის ცვლად დენსა და დენის წყაროს შორის არ მოხდეს მოკლე ჩართვა, წრედში ჩართულია L_p ინდუქციურობით.

მაღალი სიხშირეებისას დამყოფი ინდუქციურობის წინაღობა $\omega_0 L_p$ დიდია და ის ეწინააღმდეგება ანოდური დენის ცვლადი მდგენელის გავლას დენის წყაროს მიმართულებით. მიუღწევადი რხევების მისაღებად აუცილებელია, რომ ანოდური დენის ცვლადი მდგენელის მნიშვნელობა იყოს საკმარისი, რომ მოხდეს რხევით კონტურში ენერგიის დანაკარგის კომპენსირება. წინააღმდეგ შემთხვევაში, რხევები იქნება მიღწევადი და გენერატორი არ იმუშავებს.

საბოლოოდ მაგნიტური კავშირით (ტრანსფორმატორული ან ავტოტრანსფორმატორული) ენერგია მიეწოდება დატვირთვასთან დაკავშირებულ ინდუქციურობის კოჭას $L_{\text{დ}}$, რომლის გავლითაც მიეწოდება $R_{\text{დ}}$ წინაღობის დატვირთვას.

ავტოგენერატორები შეიძლება იყოს როგორც ინდუქციური, ასევე ტევალური უკუკავშირით, რომელიც განვიხილეთ §18-ში შეკავშირებული რხევითი კონტურების შესწავლისას.



ნახ.42.2. RC - გენერატორების სქემები: ა) და ბ) II- ტიპის გენერატორები, გ) ვინის ბოგირი

RC - გენერატორების ყველაზე გავრცელებული სქემები წარმოდგენილია ნახ.42.2-ზე, რომელზეც ა) და ბ) სქემებს II-ტიპის RC - გენერატორებს უწოდებენ, ხოლო გ)-ზე წარმოდგენილ სქემას ე.წ. ვინის ბოგირი ეწოდება.

როგორც ნახ.42.2. ა) და ბ)-დან ჩანს II-ტიპის გენერატორები შეიცავს RC რხევითი კონტურების სამ კვანძს. ერთნაირი ელემენტების შემთხვევაში $R_1 = R_2 = R_3 = R$, $C_1 + C_2 + C_3 = C$, ეს კვანძები უზრუნველყოფს სიგნალის ფაზის წანაცვლებას $\pi/3$ ფაზით, შედეგად გამომავალი სიგნალი შემავალი სიგნალისაგან იქნება π -ფაზით წანაცვლებული. მაშასადამე გამომავალი სიგნალი იქნება ინვერტირებული, ხოლო გენერატორები უნდა იყოს ინვენტორები.

RC - გენერატორების სიხშირე განისაზღვრება RC წრედების მახასიათებელი მუდმივი დროით. მაგალითად, II-ტიპის გენერატორების სიხშირე, როცა $R_1 = R_2 = R_3 = R$, $C_1 + C_2 + C_3 = C$, ნახ.42.2. ა) და ბ) სქემისათვის განისაზღვრება შესაბამისად,:

$$f_{0a} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} = \frac{0.39}{RC}, \quad f_{0b} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} = \frac{0.065}{RC}.$$

ამპლიტუდებს შორის ბალანსის უზრუნველსაყოფად გენერატორის გკ მილევის კოეფიციენტის ტოლი უნდა იყოს. გამოთვლები აჩვენებს, რომ მოცემული სქემებისათვის მილევის კოეფიციენტი 210-

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

ის ტოლია. შესაბამისად, ნახაზზე წარმოდგენილ სამკვანძიან გენერატორებს შეუძლია დააგენერიროს სინუსოიდური რხევები, მხოლოდ იმ შემთხვევაში, როცა გკ იქნება 210.

ნახ.42.2. გ)-ზე წარმოდგენილია ე.წ. ვინის ბოგირი, რომელიც შეიცავს მხოლოდ ორ RC კვანძს. პირველი კვანძი შედგება მიმდევრობით შეერთებულ R_1 და C_1 ელემენტებს. შესაბამისად, ამ კვანძის წინაღობა იქნება:

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{1 + j\omega C_1 R_1}{j\omega C_1}.$$

მეორე კვანძი შეიცავს პარალელურად ჩართულ R_2 და C_2 ელემენტებს, ამიტომ:

$$Z_2 = \frac{\frac{R_2}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}.$$

კვანძებს შორის დადებითი უკუკავშირის გადაცემის კოეფიციენტი გაიანგარიშება ფორმულით:

$$K = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}.$$

შესაბამისად, იმ შემთხვევაში, როცა $R_1 = R_2 = R_3 = R$, $C_1 + C_2 + C_3 = C$, ვლელობთ:

$$K = \frac{j\omega RC}{1 - (\omega RC)^2 + 3j\omega RC}.$$

თუ სრულდება პირობა: $1 - (\omega RC)^2 = 0$, მაშინ ფაზური წანაცვლება კვანძებს შორის ნულის ტოლი იქნება და $K = 1/3$, ამიტომ ვინის ბოგირი კვაზირეზონანსულ სიხშირეზე არ ქმნის ფაზურ წანაცვლებას, აქვს 1/3-ის ტოლი მიღვევის კოეფიციენტი და ის გენერატორში უნდა ჩაირთოს დადებითი უკუკავშირით. აღსანიშნავია, რომ ღია წრედის შემთხვევაშიც კი გკ უნდა იყოს არანაკლებ 3. აქედან გამომდინარე, ერთ კასკადიანი გამაძლიერებლის სქემების გამოყენება გენერატორებში შედეგს არ იძლევა.

ამრიგად, ერთკასკადიანი გამაძლიერებლის სქემებზე აგებული გენერატორები, რომელთა გკ 1-ზე ნაკლებია, არ იმუშავებს. რის გამოც, გენერატორებში ხშირად გამოიყენებენ გამაძლიერებლის სქემებს ნახევარგამტარულ ტრანზისტორზე საერთო ბაზით ან საერთო ემიტერით, რადგან მათ გააჩნიათ ძალიან დაბალი შემავალი წინაღობა, რომელიც უკუკავშირის შემთხვევაში აშუქირებს გამოსავალს და მცირდება გადაცემის კოეფიციენტი. ერთი სიტყვით, ბალანსის შენარჩუნება საკმაოდ რთული საკითხია, ამიტომ გენერატორის აგებისას ხშირად ეყრდნობიან ორკასკადიან გამაძლიერებელს.

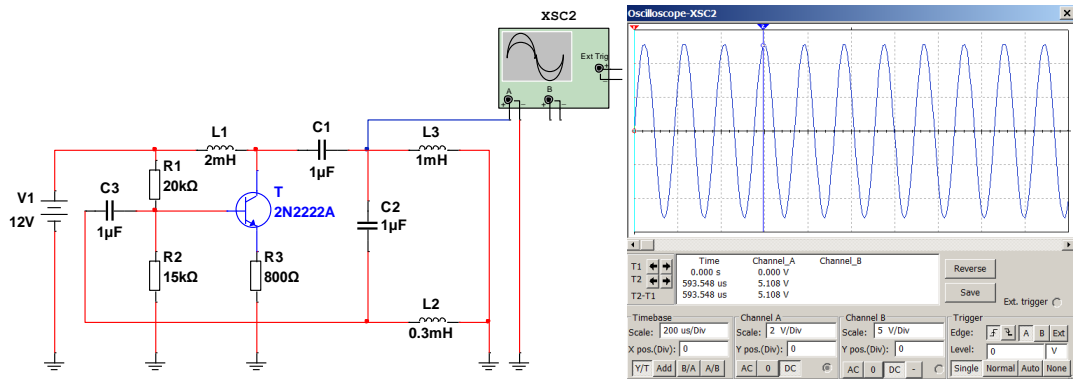
ორკასკადიანი გამაძლიერებელი შედარებით მარტივად იგება ვინის ბოგირით, ოპერაციული გამაძლიერებლის გამოყენებისას (იხ. §43. ოპერაციული და პარამეტრული გამაძლიერებლები (გენერატორები)).

განვიხილოთ ინდუქციურ-ტევადური გენერატორის სქემა, რომელიც წარმოდგენილია ნახ.42.3.-ზე. ამ გენერატორისათვის ნიშანდობლივია ძაბვის ინდუქციური დაყოფა, რომელიც ხორციელდება L_1 და L_2 ინდუქციურობის კოჭებით. ინდუქციური ძაბვის დამყოფები ქმნიან უკუძაბვას რხევების შესანარჩუნებლად, ხოლო LC რხევითი კონტური გამოიმუშავებს რხევის სიხშირეს: $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$. როგორც

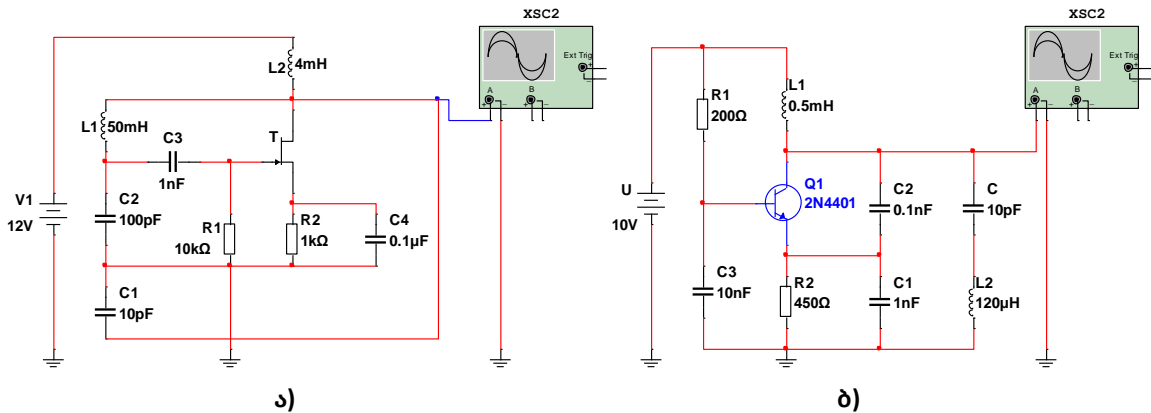
თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

ყველა ინდუქციურ-ტევადური გენერატორი, მოცემული გენერატორიც უნდა აკმაყოფილებდეს კრიტერიუმს, რომ რხევების შესანარჩუნებლად ბიპოლარული $n - p - n$ ტიპის ტრანზისტორი აძლიერებს რხევებს იმავე სიდიდით, რა სიდიდითაც სუსტდება ის უკუკავშირის წრედში.

შეღარებით უფრო მაღალი სიხშირეების გენერირება (1-500 მგჰც) შეიძლება ე.წ. ტევადური გენერატორით, რომელშიდაც ძაბვის დაყოფა ხდება C_1 და C_2 ტევადობებით (ნახ.42.4. ა). გენერატორის C_1 და C_2 კონდენსატორები წარმოადგენს ძაბვის დამყოფებს და გამოიყენება უკუკავშირის მხარდაჭერისათვის. როგორც ნახაზიდან ჩანს, მოცემულ შემთხვევაში გამოყენებულია N ტიპის სავლე ტრანზისტორი (JFET), ამით მნიშვნელოვნად არის შემცირებული დატვირთვის გავლენა შესავლის სიგნალზე მაღალი შესავლის იმპედანსის გამო.



ნახ.42.3. ერთკასკადიანი ინდუქციურ-ტევადური გენერატორი და გენერირებული სინუსოიდური რხევების ჩვენება ოსცილოგრაფზე



ნახ.42.4. ა) ერთკასკადიანი ტევადური გენერატორი, ბ) ერთკასკადიანი ტევადური მდგრადი გენერატორი დამატებითი ელემენტებით - კლასის გენერატორი

რხევების წარმოსაქმნელად უნდა დამყარდეს კრიტერიუმი, რომ გასავლის წრედში დანაკარგები კომპენსირებული უნდა იქნას სავლე ტრანზისტორის გაძლიერების კოეფიციენტით²⁰. ძაბვის აბსოლუტური მნიშვნელობა ღია წრედში უნდა იყოს გაცილებით დიდი ან ტოლი ძაბვის დამყოფი კონდენსატორების ტევადობათა ფარდობის: $\frac{C_1}{C_2}$, მაშასადამე ტრანზისტორმა უნდა გააძლიეროს უკუსიგნალი $\frac{C_2}{C_1}$ -ჯერ, ისე რომ რხევის სიხშირე იყოს:

²⁰ ამ კრიტერიუმს ზოგჯერ ბარკჰაუზერის კრიტერიუმს უწოდებენ.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}.$$

ნახ.42.4 ა)-ზე წარმოდგენილი სქემაზე მიმდევრობით ჩართულია C_1 და C_2 ძაბვის დამყოფი კონდენსატორები. ეს სქემა ძალიან გავს **კოლპიცას გენერატორს**, მაგრამ თუ დამატებით C – კონდენსატორს მიმდევრობით ჩავრთავთ L_2 – ინდუქციურობასთან (ნახ.42.4 ბ), მაშინ მივიღებთ უნიკალურ გენერატორს, რომელიც მდგრადი ხდება ელექტრული შეშფოთებისადმი და შიგა ტრანზისტორული ტევადობებისადმი. მიიღება მდგრადი და ზუსტი რხევები, რის გამოც, ამ ტიპის გენერატორს პრაქტიკაში საკმაოდ ფართო გამოყენება აქვს. მას ხშირად **კლაპის გენერატორის** სახელწოდებით მოიხსენებენ. რხევის სიხშირე დამოკიდებულია C ტევადობის შერჩევაზე. წრედში ჩართულია სამი ტევადობა, რომლებიც ეკვივალენტურ სქემაზე შეიძლება ჩავანაცვლოთ ერთი ეკვივალენტური ტევადობით:

$$C_{\text{კვ}} = \frac{1}{\frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}}.$$

შესაბამისად, გენერატორის რხევის სიხშირე იქნება:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\text{კვ}} C_{\text{კვ}}}}.$$

§43. ოპერაციული და პარამეტრული გამაძლიერებლები (გენერატორები)

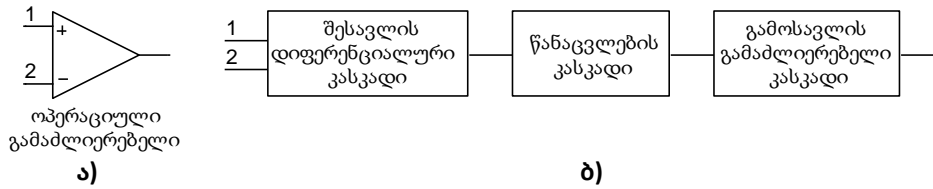
გამაძლიერებლებისა და გენერატორების მრავალფეროვანი კლასი არსებობს. მათი მრავალი ნაირსახეობა, ცხადია, აიხსნება ნახევარგამტარული ტექნიკის ფართო კლასით. გარდა იმისა, რაც ზემოთ განვიხილეთ, ყველაზე ხშირად ხვდებით ოპერაციულ და პარამეტრულ გამაძლიერებლებს, რომლებიც ამავე დროს შეიძლება ელექტრული გენერატორების სახით იქნას განხილული. განვიხილოთ თითოეული მათგანის ფიზიკური საფუძვლები ცალ-ცალკე.

ოპერაციული გამაძლიერებელი (გენერატორი)

მუდმივი დენის გამაძლიერებელს (გენერატორს) **ოპერაციული გამაძლიერებელი (გენერატორი)** ეწოდება, თუ მას აქვს მუდმივი ძაბვის გადაცემის მაღალი კოეფიციენტი და დიდი შესავლის წინაღობა.

ოპერაციული გამაძლიერებლის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა მოცემულია ნახ.43.1. ა)-ზე. ოპერაციულ გამაძლიერებელს აქვს ორი შესავალი და ერთი გამოსავალი. შესავალი „1“ - ინვენტირებადი შესავალია, გამოსავალზე გაძლიერებული სიგნალის ფაზა შესავლის საპირისპიროა. შესავალი „2“ არაინვერტირებადია, გამოსავალზე სიგნალის ფაზა ემთხვევა შესავლის ფაზას. ოპერაციულ გამაძლიერებელს შეიძლება ჰქონდეს მინიმალური სამი გამომყვანი მანჭველი, თუმცა პრაქტიკაში მას დამატებით გამომყვანებსაც უკეთებენ, რითაც ახორციელებენ ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებლის კორექტირებას, კვების წყაროს ჩართვას და ა.შ.

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები



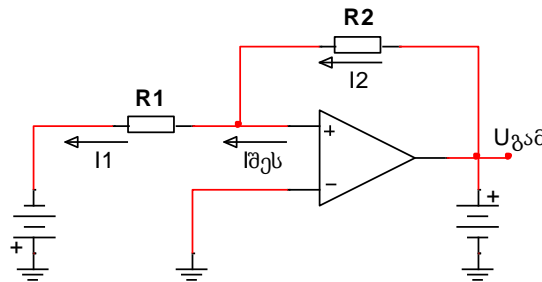
ნახ.43.1. ა) ოპერაციული გამაძლიერებლის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა, ბ) ოპერაციული გამაძლიერებლის სტრუქტურული სქემა

ოპერაციული გამაძლიერებლის (გენერატორის) სტრუქტურული სქემა წარმოდგენილია ნახ.43.1. ბ)-ზე. იგი მოიცავს შესავლის დიფერენცირებული კასკადის სქემას, ფაზის წანაცვლების კასკადის სქემას და გამოსავლის გამაძლიერებელი კასკადის სქემას.

იდეალური ოპერაციული გამაძლიერებლის შესავლის წინაღობა უსასრულოდ დიდია $R_{შეს} \rightarrow \infty$, ამიტომ $I_{1შეს} = I_{2შეს} = 0$. გამოსავლის წინაღობა ნულის ტოლია $R_{გამ} = 0$, შესაბამისად, გამოსავლის ძაბვა არის: $u_{გამ} = K_0(u_{2შეს} - u_{1შეს})$. როცა $u_{1შეს} = u_{2შეს} = 0$, მაშინ $u_{გამ} = 0$ და გვ უსასრულოდ დიდია $K_0 \rightarrow \infty$. პრაქტიკაში იდეალური ოპერაციული გამაძლიერებელი არ არსებობს, მაგრამ ეს დაშვებები ამარტივებს მათემატიკურ გამოთვლებს.

ოპერაციული გამაძლიერებლის ძირითად კასკადს წარმოადგენს შესავლის დიფერენციალური წრედი, რომელიც განსაზღვრავს შესავლის სიგნალების სხვაობას ($u_{2შეს} - u_{1შეს}$). დიფერენციალური გამაძლიერებელი კასკადის საფუძველზე შესაძლებელია შერჩეული იქნას ესა თუ ის უარყოფითი უკუკავშირი და განხორციელდეს რხევების გაძლიერება, შეკრება, ინტეგრირება, დიფერენცირება, გენერირება და ფილტრაცია. დიფერენციალურ კასკადს აქვს ორი შესავალი, რომელზედაც ხდება დამოუკიდებელი სიგნალების მოდება.

გამოსავლის კასკადი უზრუნველყოფს სიმძლავრის გაძლიერებას, მან უნდა შექმნას სასურველი ძაბვა და დენის ძალა დატვირთვაზე, შეამციროს დატვირთვის გავლენა შესავლის და წანაცვლების კასკადებზე. ოპერაციული გამაძლიერებლის სქემა უარყოფითი უკუკავშირით ნაჩვენებია ნახ.43.2-ზე.



ნახ.43.2. ოპერაციული გამაძლიერებელი უარყოფითი უკუკავშირით

იდეალური ოპერაციული გამაძლიერებლისათვის $I_{შეს} = 0$. შესაბამისად,:

$$I_1 = I_2, \quad I_1 = \frac{u_{R1}}{R_1} = \frac{\varepsilon - u_{შეს}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{u_{R2}}{R_2} = \frac{u_{შეს} - u_{გამ}}{R_2}, \quad (43.1)$$

$$u_{შეს} = -\frac{u_{გამ}}{K_0}. \quad (43.2)$$

(43.1) გადავწეროთ შემდეგი სახით:

$$R_1 \left(-\frac{u_{გამ}}{K_0} - u_{გამ} \right) = R_2 \left(\varepsilon + \frac{u_{გამ}}{K_0} \right). \quad (43.3)$$

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

აქედან:

$$K = \frac{u_{\text{გამ}}}{\varepsilon} = - \frac{R_2}{R_1 + \frac{R_2}{K_0}}, \quad (43.4)$$

ამ შემთხვევაში, K - წარმოადგენს ოპერაციული გამაძლიერებლის გაძლიერების კოეფიციენტს უარყოფითი უკუკავშირით. ცხადია, როცა $K_0 \rightarrow \infty$, მაშინ:

$$K = - \frac{R_2}{R_1}. \quad (43.5)$$

(43.5) გამოსახულება გვიჩვენებს, რომ გარკვეულ პირობებში K **გა** დამოკიდებულია მხოლოდ უკუკავშირის წრედის R_1 და R_2 პარამეტრებზე.

პრაქტიკაში $K = 100$ უკუკავშირის გაძლიერების კოეფიციენტის მნიშვნელობის მისაღებად, საჭიროა თვით ოპერაციული გამაძლიერებლის **გა** იყოს $K_0 \geq 10000$. გაძლიერების კოეფიციენტი მცირდება სიხშირის ზრდასთან ერთად. (43.5) განისაზღვრება ზღვრული მინიმალური სიხშირე განისაზღვრება პირობით: $K_0 = 1$.

პარამეტრული გამაძლიერებელი (გენერატორი)

რადიოტექნიკურ მოწყობილობას, რომელშიდაც სიგნალის სიმძლავრის გაძლიერება ხორციელდება გარეშე წყაროს ენერგიის ხარჯზე (ე.წ. მტუმბავი გენერატორით) ეწოდება **პარამეტრული**. პარამეტრული გამაძლიერებელის (გენერატორის) არაწრფივი რეაქტიული ელემენტის ტევადობა ან ინდუქციურობა პერიოდულად იცვლება.

პარამეტრულ გამაძლიერებლებს ძირითადად გამოიყენებენ რადიოასტრონომიაში, შორეული კოსმოსური კავშირებისა და შორეული ობიექტების რადიოლოკაციაში. მას ახასიათებს მცირე სიბრტე სიხშირის, ამიტომ შეუძლია გააძლიეროს სუსტი სიგნალები. ზემაღალ სიხშირეებზე პარამეტრული გამაძლიერებელი ელექტრონულ-სხვიურ მილაკებთან ერთად გამოიყენება ძალიან სუსტი დაბალი სიხშირის ბგერების გასაძლიერებლად. სანტიმეტრულ დიაპაზონში ცნობილია პარამეტრული გამაძლიერებლები, რომლებიც ინარჩუნებენ პირველადი სიგნალის სიხშირეს. პარამეტრული გამაძლიერებლები გამოიყენება აგრეთვე ტალღგამტარებში, გრძელ გადაცემ ხაზებში მცირე რხევების მისაღებად და გასაძლიერებლად და ა.შ.

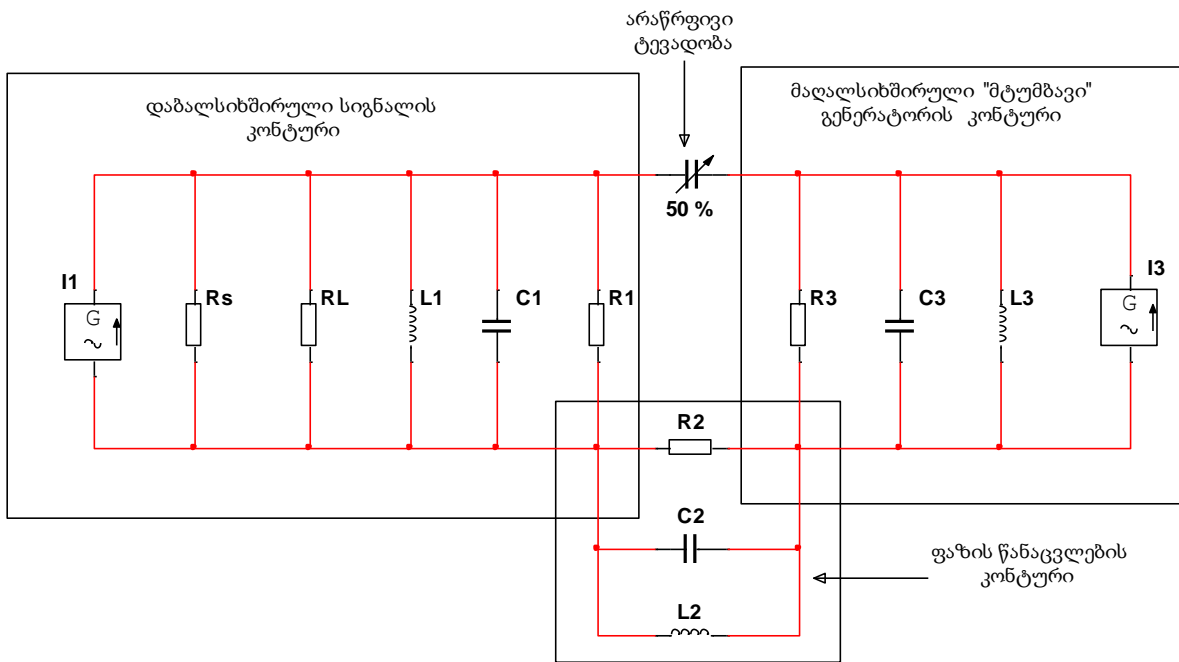
პარამეტრული გამაძლიერებლის მოქმედება ეფუძნება უარყოფითი უკუკავშირის პრინციპს. ასეთი უარყოფითი გამტარებლობის მქონე მოწყობილობაა, მაგალითად, გვირაბული დიოდი, რომელიც შეიძლება გამოყენებული იქნას პარამეტრული გამაძლიერებლის ან გენერატორის დასამზადებლად. აღსანიშნავია, რომ ლაზერი, ასევე კლასიფიცირებულია, როგორც უარყოფითი გამტარებლობის ოსცილატორი. არსებობს გამაძლიერებლებისა და გენერატორების კიდევ ერთი კლასი, რომელთა მოქმედებაც ეფუძნება არაწრფივ გამტარობას და ცნობილია, როგორც პარამეტრული გამაძლიერებლის (გენერატორის) სახელწოდებით. მაგალითად, $p - n$ უკუგადასვლას აქვს არაწრფივი ვოლტამპერული მახასიათებელი, რადგან $p - n$ გადასვლის შიგა ტევადობა დამოკიდებულია ძაბვაზე.

პარამეტრული გამაძლიერებლის მოქმედების პრინციპი შემდეგში მდგომარეობს: მაღალ-სიხშირული გენერატორი ე.წ. მტუმბავი და დაბალსიხშირული გენერატორი ე.წ. სიგნალი ჩართულია არაწრფივ ელემენტთან. წარმოიქმნება სიხშირეთა სხვაობა, რომელიც იწვევს უარყოფით უკუგამტარობას სიგნალის კონტურში. უარყოფითი გამტარობა იზრდება მტუმბავი გენერატორის მაღალსიხშირული სიგნალის დონის (ამპლიტუდის) ზრდით ან გამაძლიერებლის გატარების სიხშირული ზოლის

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

შემცირებით. ვიწრო სიხშირულ ზოლს დამატებითი უპირატესობა აქვს იმ თვალსაზრისით, რომ კიდურა სიხშირეებზე მოსული ენერგია კიდევ უფრო მცირდება და პარამეტრული გამაძლიერებელი ძალიან სუსტი სიგნალების გაძლიერებასაც ახერხებს.

პარამეტრული გამაძლიერებლის ეკვივალენტური სქემა მოცემულია ნახ.43.3.-ზე. ის შეიცავს არაწრფივ კონდენსატორს, რომელიც შემოსაზღვრულია სამი პარალელური RLC კონტურით. ერთი მათგანი წარმოადგენს დაბალსიხშირული სიგნალის კონტურს, მეორე შუალედური ფაზის წანაცვლების კონტურია (მას ზოგჯერ უქმი კონტურის სახელწოდებით მოიხსენიებენ), ხოლო მესამე წარმოადგენს მაღალსიხშირული ე.წ. „მტუმბავი“ გენერატორის კონტურს. მუხტი არაწრფივ კონდენსატორზე დამოკიდებულია მის მომჭერებზე დაბვის სიდიდეზე, რომელიც იცვლება და მაშასადამე იცვლება კონდენსატორის მუხტიც. ეს ცვლილება არაწრფივია.



ნახ.43.3. პარამეტრული გამაძლიერებლის ეკვივალენტური სქემა

ტელიორის მწკრივის გამოყენებით კონდენსატორის მუხტი შეიძლება გამოვსახოთ მწკრივად:

$$q(t) = a_1 u(t) + a_2 u^2(t) + a_3 u^3(t) + \dots \tag{43.6}$$

როდესაც მწკრივის ყველა კოეფიციენტი გარდა პირველი და მეორე წევრისა ძალიან მცირეა და შეიძლება ნულის ტოლად ჩავთვალოთ, მაშინ მუხტი იცვლება კვადრატული კანონით:

$$q(t) = C u(t) + a_2 u^2(t). \tag{43.7}$$

სადაც $a_1 = C$ ჩანაცვლებულია წრფივი ტევადობით. ამ შემთხვევაში დენი, რომელიც მიედინება არაწრფივ კონდენსატორში არის:

$$i(t) = \frac{dq(t)}{dt} = C \frac{du(t)}{dt} + 2a_2 u(t) \frac{du(t)}{dt}. \tag{43.8}$$

არაწრფივი კონდენსატორის დაბვა მიიღება სამი დაბვის ჯამისაგან. ესენია: დაბვა სიგნალის გენერირების ქსელში, შუალედური ქსელის და ტუმბოს წრედის დაბვა. შესაბამისად თითოეულის რხევის სიხშირეა: ω_1, ω_2 და ω_3 :

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) + u_3(t) = U_{01} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_{02} \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + U_{03} \cos(\omega_3 t + \varphi_3). \quad (43.9)$$

(43.9) ტოლობაში:

$$\omega_3 = \omega_1 + \omega_2, \quad (43.10)$$

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L_i(C_i + C)}}. \quad (43.11)$$

(43.9) გავითვალისწინოთ (43.8)-ში:

$$i(t) = i_1(t) + i_2(t) + i_3(t), \quad (43.12)$$

სადაც:

$$i_1(t) = -\omega_1 C U_{01} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) - \omega_1 a_2 U_{02} U_{03} \sin(\omega_1 t + \varphi_3 - \varphi_2), \quad (43.13)$$

$$i_2(t) = -\omega_2 C U_{02} \sin(\omega_2 t + \varphi_2) - \omega_2 a_2 U_{01} U_{03} \sin(\omega_2 t + \varphi_3 - \varphi_1), \quad (43.14)$$

$$i_3(t) = -\omega_3 C U_{03} \sin(\omega_3 t + \varphi_3) - \omega_3 a_2 U_{01} U_{02} \sin(\omega_3 t + \varphi_1 + \varphi_2). \quad (43.15)$$

(43.13)-(43.15) შეიძლება გადაწერილი იქნას შემდეგი ფორმით:

$$i_1(t) = C \frac{du_1(t)}{dt} + \frac{a_2 U_{02} U_{03}}{U_{01}} \left\{ \cos(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1) \frac{du_1(t)}{dt} - \omega_1 u_1(t) \sin(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1) \right\}, \quad (43.16)$$

$$i_2(t) = C \frac{du_2(t)}{dt} + \frac{a_2 U_{01} U_{03}}{U_{02}} \left\{ \cos(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1) \frac{du_2(t)}{dt} - \omega_2 u_2(t) \sin(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1) \right\}, \quad (43.17)$$

$$i_3(t) = C \frac{du_3(t)}{dt} + \frac{a_2 U_{01} U_{02}}{U_{03}} \left\{ \cos(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1) \frac{du_3(t)}{dt} - \omega_3 u_3(t) \sin(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1) \right\}, \quad (43.18)$$

შევასრულოთ (43.16)-(43.18) გამოსახულებების ფურიეს გარდაქმნა:

$$\frac{\dot{I}_1(\omega)}{\dot{U}_1(\omega)} = j\omega_1 C + j\omega_1 a_2 \frac{U_{02} U_{03}}{U_{01}} e^{j(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1)}, \quad (43.19)$$

$$\frac{\dot{I}_2(\omega)}{\dot{U}_2(\omega)} = j\omega_2 C + j\omega_2 a_2 \frac{U_{01} U_{03}}{U_{02}} e^{j(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1)}, \quad (43.20)$$

$$\frac{\dot{I}_3(\omega)}{\dot{U}_3(\omega)} = j\omega_3 C + j\omega_3 a_2 \frac{U_{01} U_{02}}{U_{03}} e^{j(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1)}, \quad (43.21)$$

ვოლტ-ამპერული დამოკიდებულება მოცემული სამი წრედისათვის საბოლოოდ ჩაიწერება გამოსახულებით:

$$\dot{I}_1(\omega) = \left\{ j\omega_1 C + j\omega_1 a_2 \frac{U_{02} U_{03}}{U_{01}} e^{j(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1)} \right\} \dot{U}_1(\omega), \quad (43.22)$$

$$0 = \left\{ j\omega_2 C + j\omega_2 a_2 \frac{U_{01} U_{03}}{U_{02}} e^{j(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1)} \right\} \dot{U}_2(\omega), \quad (43.23)$$

თავი VIII. ელექტრული გარდამქმნელები

$$I_3(\omega) = \left\{ j\omega_3 C + j\omega_3 a_2 \frac{U_{01} U_{02}}{U_{03}} e^{j(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1)} \right\} \dot{U}_3(\omega), \quad (43.24)$$

$\dot{I}_1(\omega)$ და $\dot{I}_3(\omega)$ წარმოადგენს შესავალი სიგნალის და ტუმბოს წრედის დენის ძალების ფურიეს გარდაქმნებს. (43.22) განტოლებიდან (43.23) და (43.24) განტოლებების საფუძველზე გამოვრიცხოთ U_{02} და U_{03} . საბოლოოდ, მივიღებთ:

$$\frac{\dot{I}_1(\omega)}{\dot{U}_1(\omega)} = j\omega_1 C - j \frac{\omega_1 a_2^2}{\omega_3^2 C^3} \frac{|I_3(\omega)|^2}{\left[1 + j \frac{a_2^2 U_{01}}{\omega_3 C^3} \right]^2}. \quad (43.25)$$

როგორც ვხედავთ, უარყოფითი გამტარობა წარმოიქმნება კონდენსატორის არაწრფივობის გამო, რომელიც აღიგზნება ω_3 ტუმბოთი. თუ U_{01} აკმაყოფილებს პირობას:

$$\frac{a_2^2 U_{01}}{\omega_3 C^3} \ll 1,$$

ამ დროს უარყოფითი გამტარობა არ არის დამოკიდებული შესავალ სიგნალზე და ადგილი აქვს წრფივ პარამეტრულ გაძლიერებას.

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

§44. Y, H და Z პარამეტრები

ელექტრული მილაკები და ტრანზისტორები ხშირად გამოიყენება მართვადი ელემენტების სახით ელექტრულ წრედებში. ისინი ძირითადად გამმართველებისა და გამაძლიერებლის სქემებში გვხვდება. გამმართველი და გამაძლიერებელი სქემები, რომლებიც შეიცავენ წრედის არაწრფივ ელემენტებს, ზოგად შემთხვევაში, შეიძლება წარმოვადგინოთ ოთხპოლუსას სახით.

დავუშვათ ოთხპოლუსას შესასვლელზე მიეწოდება სიგნალი პარამეტრებით (I_1, U_1) , ხოლო გამოსავალზე კი ვღებულობთ სიგნალს (I_2, U_2) პარამეტრებით. გამოსავალზე სიგნალი არაწრფივადაა დამოკიდებული შესავალზე მოდებულ სიგნალზე, ამასთან, მათი რხევის ფაზები ერთმანეთს არ ემთხვევა. გვაქვს ოთხი ცვლადი სიდიდე, რომელთაგან ნებისმიერ ორს შორის დამოკიდებულება შეიძლება დავადგინოთ, თუ ჩავთვლით, რომ დანარჩენი ორი დამოუკიდებელი ცვლადებია. დამოუკიდებელ ცვლადებად შეიძლება ჩავთვალოთ დაბვები ოთხპოლუსას შესასვლელზე და გამოსავალზე, მაშინ დენები ოთხპოლუსას შესასვლელზე და გამოსავალზე იქნება მათი ფუნქციები:

$$I_1 = f_1(U_1, U_2), \quad I_2 = f_2(U_1, U_2). \quad (44.1)$$

ჩავწეროთ ეს ფუნქციები სრული დიფერენციალების სახით:

$$dI_1 = \frac{\partial I_1}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_1}{\partial U_2} dU_2, \quad dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2. \quad (44.2)$$

დავუშვათ, ოთხპოლუსას შესავალსა და გამოსავალზე, მუდმივი დენებისა და დაბვების გარდა, გვაქვს ცვლადი დენებიც, შესაბამისად, (i_1, u_1) და (i_2, u_2) . თუ ეს ცვლადი დენები იმდენად მცირე ამპლიტუდისაა, რომ მათი ცვლილების ფარგლებში (44.1) ფუნქციები შეიძლება აპროქსიმირებული იქნას როგორც წრფივი ფუნქციები, მაშინ (44.2) ფორმულებში კერძო წარმოებულები შეიძლება ჩავთვალოთ მუდმივ სიდიდეებად. ამ შემთხვევაში, დენებისა და დაბვების სრული წარმოებულები შეიძლება შევცვალოთ კომპლექსური ამპლიტუდებით: (\dot{I}_1, \dot{U}_1) და (\dot{I}_2, \dot{U}_2) :

$$\dot{I}_1 = \frac{\partial I_1}{\partial U_1} \dot{U}_1 + \frac{\partial I_1}{\partial U_2} \dot{U}_2, \quad \dot{I}_2 = \frac{\partial I_2}{\partial U_1} \dot{U}_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} \dot{U}_2. \quad (44.3)$$

დაშვების თანახმად, (44.3) ფორმულაში კერძო წარმოებულები მუდმივი იქნება შესავალზე ან გამოსავალზე მუდმივი დაბვების შემთხვევაში. მაგალითად, როცა $U_2 = const$ ნიშნავს, რომ ოთხპოლუსას გამოსავალზე არ გვაქვს ცვლადი სიგნალი, რაც მათემატიკურად შეიძლება ჩავწეროთ ასეც:

$$u_2(t) = 0, \text{ ან } \dot{U}_2 = 0,$$

$$\left. \frac{\partial I_1}{\partial U_1} \right|_{U_2=const} = \left. \frac{\partial I_1}{\partial U_1} \right|_{u_2(t)=0} = \left. \frac{\partial I_1}{\partial U_1} \right|_{\dot{U}_2=0}. \quad (44.4)$$

$\dot{U}_2 = 0$ პირობა სრულდება მხოლოდ მაშინ, როცა ოთხპოლუსას გამოსავალის მოკლე ჩართვას აქვს ადგილი ცვლადი დენის მიხედვით. როცა $\dot{U}_2 = 0$, (44.3)-დან ვღებულობთ, რომ ეს შეფარდება

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

ტოლია ოთხპოლუსას შესასვლელზე დენის კომპლექსური ამპლიტუდის ფარდობისა ძაბვის კომპლექსურ ამპლიტუდასთან, როცა გამოსავალზე გვაქვს მოკლე ჩართვა ცვლადი დენის მიხედვით:

$$\left. \frac{\partial I_1}{\partial U_1} \right|_{U_2=const} = \left. \frac{I_1}{U_1} \right|_{U_2=0} = \dot{Y}_{11}. \quad (44.5)$$

ზოგად შემთხვევაში \dot{Y}_{11} კომპლექსური სიდიდეს აქვს წინაღობის შებრუნებული სიდიდის - გამტარებლობის განზომილება, რომელიც შეიძლება წარმოვადგინოთ რეალური და კომპლექსური ნაწილებით:

$$\dot{Y}_{11} = g_{11} + j\omega C_{11}. \quad (44.6)$$

\dot{Y}_{11} - წარმოადგენს ოთხპოლუსას შემავალ გამტარობას, გამოსავლის მოკლე ჩართვისას. (44.3)-ის მეორე განტოლებიდან ვღებულობთ:

$$\left. \frac{\partial I_2}{\partial U_2} \right|_{U_1=const} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{U_1=0} = \dot{Y}_{22}. \quad (44.7)$$

$$\dot{Y}_{22} = g_{22} + j\omega C_{22}. \quad (44.8)$$

\dot{Y}_{22} - წარმოადგენს ოთხპოლუსას გამოსავლის გამტარობას შესავალის მოკლე ჩართვისას. ანალოგიური არსი გააჩნია (44.3) გამოსახულებაში დარჩენილ ორ კერძო წარმოებულებსაც:

$$\left. \frac{\partial I_1}{\partial U_2} \right|_{U_1=const} = \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{U_1=0} = \dot{Y}_{12}. \quad (44.9)$$

$$\left. \frac{\partial I_2}{\partial U_1} \right|_{U_2=const} = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{U_2=0} = \dot{Y}_{21}. \quad (44.10)$$

\dot{Y}_{12} - წარმოადგენს უკუგამტარობას შესავლის მოკლე ჩართვისას, ხოლო \dot{Y}_{21} - კი, პირდაპირგამტარობას შესავლის მოკლე ჩართვისას.

(44.5), (44.7), (44.9) და (44.10)-ის გათვალისწინებით (44.3)-ში, ვღებულობთ წრფივ განტოლებათა სისტემას:

$$I_1 = \dot{Y}_{11}U_1 + \dot{Y}_{12}U_2, \quad I_2 = \dot{Y}_{21}U_1 + \dot{Y}_{22}U_2. \quad (44.11)$$

\dot{Y}_{ik} - პარამეტრები განსაზღვრავს ელექტრული მოწყობილობის სპეციფიკას და მას **Y-პარამეტრებს უწოდებენ**. Y-პარამეტრები განისაზღვრება შესაბამისი კომპლექსური ამპლიტუდების ფარდობით ოთხპოლუსას შესავლებსა და გამოსავლებზე, შესაბამისად, გამოსავალზე და შესავალზე ცვლადი დენის მიხედვით მოკლე ჩართვისას. გამოსავალზე (ან შესავალზე) ცვლადი დენის მიხედვით, მოკლე ჩართვის რეჟიმის განხორციელება შესაძლებელია გამოსავალის (ან შესავალის) გამომყვან მანჭვლებზე მაღალი ტევადობის კონდენსატორის ჩართვით, ისე, რომ შესრულდეს უტოლობა:

$$\frac{1}{\omega C} \ll R_{გამ}, \quad R_{გამ} \approx \frac{1}{|\dot{Y}_{22}|}, \quad (44.12)$$

$$\frac{1}{\omega C} \ll R_{შეს}, \quad R_{შეს} \approx \frac{1}{|\dot{Y}_{11}|}, \quad (44.13)$$

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

სადაც ω - ოთხპოლუსაზე მოქმედი ცვლადი დენის სიხშირეა, $R_{\text{გეს}}$, $R_{\text{გამ}}$ - ოთხპოლუსას შესავლისა და გამოსავლის წინაღობებია.

Y-პარამეტრების ექსპერიმენტული განსაზღვრისას შესაძლო გართულებების თავიდან ასაცილებლად, ხშირად ტრანზისტორის, როგორც ოთხპოლუსას აღწერისას, დამოუკიდებელი პარამეტრების სახით იღებენ შემავალ დენს I_1 და გამომავალ ძაბვას U_2 . ამ შემთხვევაში, კავშირი დენის ძალისა და ძაბვის კომპლექსურ აპლიტუდებსა და დამოუკიდებელ ცვლადებს შორის ჩაიწერება გამოსახულებით:

$$\dot{U}_1 = \dot{H}_{11}\dot{I}_1 + \dot{H}_{12}\dot{U}_2, \quad \dot{I}_2 = \dot{H}_{21}\dot{I}_1 + \dot{H}_{22}\dot{U}_2. \quad (44.14)$$

ტრანზისტორი, როგორც ოთხპოლუსა, ხშირად აღიწერება H-პარამეტრებით, რომელთა ფიზიკური არსი განისაზღვრება (44.13) ფორმულდან:

$$\dot{H}_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} - \text{შესავლის წინაღობაა, გამოსავალზე მოკლე ჩართვისას;}$$

$$\dot{H}_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} - \text{გამოსავლის გამტარობაა შემავალზე სიგნალის არ არსებობისას;}$$

$$\dot{H}_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} - \text{ძაბვის უკუკავშირის კოეფიციენტია შემავალზე სიგნალის არ არსებობისას;}$$

$$\dot{H}_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} - \text{დენის გადაცემის კოეფიციენტია გამოსავალზე მოკლე ჩართვისას.}$$

H-პარამეტრების ექსპერიმენტულად განსაზღვრისათვის საჭიროა მოკლე ჩართვის შექმნა გამოსავალზე და უქმი სვლა (შემავალი სიგნალის გარეშე) შესავალზე. ექსპერიმენტულად ცხადია H-პარამეტრების განსაზღვრა უფრო მარტივია, ვიდრე Y-პარამეტრების, ამიტომ H-პარამეტრებს, პრაქტიკული თვალსაზრისით, გააჩნია გარკვეული უპირატესობა, მაგრამ ზოგიერთი ელექტრული წრედის მახასიათებლების გაანგარიშებისას მოსახერხებელია Y-პარამეტრებით სარგებლობა, ამიტომ ზოგჯერ საჭირო ხდება Y და H-პარამეტრებს შორის კავშირის დადგენა.

გამოვსახოთ Y-პარამეტრები H-პარამეტრებით. (44.3)-ის პირველი განტოლებით გამოვსახოთ \dot{I}_1 და ჩავსვათ (44.14)-ის მეორე განტოლებაში, ხოლო (44.14)-ის პირველი განტოლებიდან განვსაზღვროთ \dot{I}_1 :

$$\dot{I}_1 = \frac{1}{\dot{H}_{11}}\dot{U}_1 - \frac{\dot{H}_{12}}{\dot{H}_{11}}\dot{U}_2, \quad \dot{I}_2 = \frac{\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{11}}\dot{U}_1 + \left(\dot{H}_{22} - \dot{H}_{21}\frac{\dot{H}_{12}}{\dot{H}_{11}} \right)\dot{U}_2. \quad (44.15)$$

(44.15)-ი შევადაროთ (44.3)-ს. მივიღებთ:

$$\dot{Y}_{11} = \frac{1}{\dot{H}_{11}}, \quad \dot{Y}_{12} = -\frac{\dot{H}_{12}}{\dot{H}_{11}}, \quad \dot{Y}_{21} = \frac{\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{11}}, \quad \dot{Y}_{22} = \dot{H}_{22} - \dot{H}_{21}\frac{\dot{H}_{12}}{\dot{H}_{11}}. \quad (44.16)$$

ან პირიქით:

$$\dot{H}_{11} = \frac{1}{\dot{Y}_{11}}, \quad \dot{H}_{12} = -\frac{\dot{Y}_{12}}{\dot{Y}_{11}}, \quad \dot{H}_{21} = \frac{\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{11}}, \quad \dot{H}_{22} = \dot{Y}_{22} - \frac{\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{11}}. \quad (44.17)$$

(44.16) და (44.17) გამოსახავს კავშირს Y და H-პარამეტრებს შორის.

თუ დამოუკიდებელი პარამეტრების სახით ავირჩევთ შესავალსა და გამოსავალზე I_1 და I_2 დენებს, მაშინ მივიღებთ ახალ Z-პარამეტრებს:

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

$$\dot{U}_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} \dot{I}_1 + \frac{\partial U_1}{\partial I_2} \dot{I}_2, \quad \dot{U}_2 = \frac{\partial U_2}{\partial I_1} \dot{I}_1 + \frac{\partial U_2}{\partial I_2} \dot{I}_2. \quad (44.18)$$

$$\dot{U}_1 = \dot{Z}_{11} \dot{I}_1 + \dot{Z}_{12} \dot{I}_2, \quad \dot{U}_2 = \dot{Z}_{21} \dot{I}_1 + \dot{Z}_{22} \dot{I}_2, \quad (44.19)$$

სადაც:

$$\dot{Z}_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_2=0}, \quad \dot{Z}_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{U}_2=0}, \quad \dot{Z}_{21} = \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_1=0}, \quad \dot{Z}_{22} = \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{U}_1=0}. \quad (44.20)$$

როგორც ვხედავთ Z-პარამეტრები წარმოადგენს კომპლექსურ წინაღობებს ოთხპოლუსას შესავალსა და გამოსავალზე, შესაბამისად, გამოსავალზე და შესავალზე სიგნალის არ არსებობისას.

ცხრილი 44.1. ოთხპოლუსას Y , H და Z პარამეტრების მნიშვნელობები

Y-პარამეტრები	H-პარამეტრები	Z-პარამეტრები
$\dot{Y}_{11} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} \right _{\dot{U}_2=0}$	$\dot{H}_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right _{\dot{U}_2=0}$	$\dot{Z}_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right _{\dot{U}_2=0}$
$\dot{Y}_{12} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \right _{\dot{U}_1=0}$	$\dot{H}_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right _{\dot{I}_1=0}$	$\dot{Z}_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} \right _{\dot{U}_2=0}$
$\dot{Y}_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} \right _{\dot{U}_2=0}$	$\dot{H}_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \right _{\dot{U}_2=0}$	$\dot{Z}_{21} = \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} \right _{\dot{U}_1=0}$
$\dot{Y}_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right _{\dot{U}_1=0}$	$\dot{H}_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right _{\dot{I}_1=0}$	$\dot{Z}_{22} = \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} \right _{\dot{U}_1=0}$

ელექტრული ხელსაწყოების დასახასიათებლად უფრო ხშირად იყენებენ Y და H-პარამეტრებს, ხოლო Z-პარამეტრებით იშვიათად სარგებლობენ.

მარტივი სარგებლობისათვის ცხრილი 44.1-ში მოცემულია Y , H და Z-პარამეტრების მნიშვნელობები. [დანართ 3](#) -ზე წარმოდგენილია კავშირი Y , H და Z-პარამეტრებს შორის.

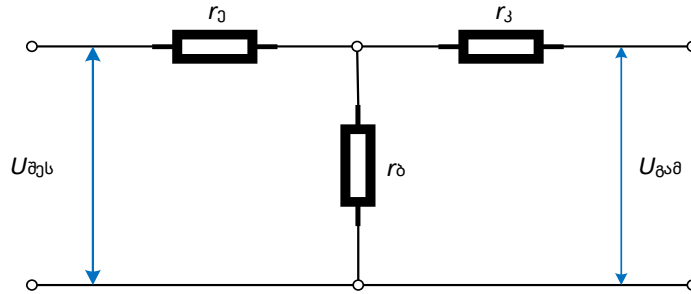
§45. ტრანზისტორის ეკვივალენტური სქემები და მისი პარამეტრების სისტემა

ტრანზისტორის გამაძლიერებელ რეჟიმში მუშაობის ანალიზისათვის იყენებენ ეკვივალენტურ სქემებს. ამ სქემებში ტრანზისტორი წარმოადგენს წრფივ აქტიურ ოთხპოლუსას. როგორც ვიცით, წრფივი აქტიური ოთხპოლუსა ეწოდება ისეთ ელექტრულ წრედს, რომელიც შედგება პასიური L, R, C ელემენტებისა და დენის ეკვივალენტური გენერატორისაგან ან ძაბვის გენერატორისაგან ორი შესავლისა და ორიც გამოსავლის მომჭერებით.

ტრანზისტორი ზოგადად არაწრფივი ელემენტია, თუმცა მცირე სიგნალების შემთხვევაში იგი შეიძლება წრფივ ელემენტად ჩავთვალოთ. ვისარგებლოთ ოთხპოლუსას თეორიით და განვსაზღვროთ ტრანზისტორის, როგორც წრფივი ოთხპოლუსას პარამეტრები.

ეს პარამეტრები იყოფა ორ ჯგუფად: პირველადი და მეორადი. პირველადი (ფიზიკური ან შინაგანი) პარამეტრები ახასიათებს თვით ტრანზისტორს და არ არის დამოკიდებული მისი ჩართვის სქემაზე. მაგალითად T – მაგვარი ტრანზისტორის ეკვივალენტურ სქემას საერთო ბაზით აქვს შემდეგი ნახ.45.1-ზე მოცემული სახე.

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები



ნახ.45.1. T – მაგვარი ტრანზისტორის საერთო ბაზით ჩართვის ეკვივალენტური სქემა

რადგან სქემა შედგენილია დაბალი სიხშირეებისათვის, ამიტომ რეაქტიული პარამეტრებისათვის ტევადობა და ინდუქციურობა უგულებელყოფილია. დაბალი სიხშირის დიაპაზონში ტრანზისტორის მახასიათებელი პარამეტრებია: აქტიური წინაღობა R , ემიტერული გადასვლის r_e წინაღობა, ბაზური არის r_b წინაღობა და კოლექტორული გადასვლის r_c წინაღობა.

ძაბვის ეკვივალენტური გენერატორი, რომელიც ჩართულია გამოსავლის წრედში კოლექტორის მიმდევრობით, განაპირობებს ტრანზისტორის, როგორც გამაძლიერებლის ფუნქციონირებას. გენერატორის ემძ პროპორციულია შესავლის I_e დენის. კერძოდ:

$$E_{გამ} = I_e r_b.$$

პარამეტრებს r_e , r_b , r_c და r_g ტრანზისტორის შიგა პარამეტრები ეწოდება. ეს პარამეტრები არ არის დამოკიდებული ტრანზისტორის ჩართვის სქემაზე. ამ პარამეტრებს პირველად პარამეტრებსაც უწოდებენ. მათ რიცხვს მიეკუთვნება აგრეთვე დენის მიმართ გაძლიერების α და β კოეფიციენტებიც.

პირველადი პარამეტრების ნაკლს წარმოადგენს ის, რომ ამ პარამეტრთაგან ზოგიერთი არ ექვემდებარება უშუალოდ გაზომვას.

რაც შეეხება ტრანზისტორის მეორად პარამეტრებს, რომლებსაც **მახასიათებელ პარამეტრებსაც** უწოდებენ, ისინი ამყარებენ კავშირს დენებსა და ძაბვებს შორის. მახასიათებელი პარამეტრები არის სიდიდეები, რომლებიც განსაზღვრავენ ტრანზისტორს, როგორც ოთხპოლუსას.

როგორც §44-ში განვიხილეთ Y, H და Z-პარამეტრების მიხედვით შეიძლება გამოვყოთ დამოუკიდებელი და დამოკიდებული პარამეტრები და ავაგოთ განტოლებათა სისტემა, რომელიც შედგება ექვსი განტოლებისაგან. მაგალითად, Z -პარამეტრების სისტემას უქმი სვლის პარამეტრების სისტემას უწოდებენ, რადგან ყველა მათგანი განისაზღვრება უქმი სვლის რეჟიმში. დამოუკიდებელ ცვლადებს წარმოადგენს შესავლის და გამოსავლის დენის ძალები, ხოლო ძაბვები ამ ცვლადებზე დამოკიდებული ფუნქციებია:

$$u_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \tag{45.1}$$

$$u_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \tag{45.2}$$

დაბალი სიხშირეების და მცირე სიმძლავრის სიგნალებისას, როცა რეაქტიული ელემენტები შეიძლება უგულებელვყოთ და ჩავთვალოთ, რომ ტრანზისტორი, როგორც ოთხპოლუსა შეიცავს მხოლოდ აქტიურ წინაღობას (45.1) და (45.2) შეიძლება გადავწეროთ შემდეგი სახით:

$$u_1 = r_{11}I_1 + r_{12}I_2 \tag{45.3}$$

$$u_2 = r_{21}I_1 + r_{22}I_2 \tag{45.4}$$

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

სადაც:

$$r_{11} = \frac{u_1}{I_1} - \text{შესავლის წინაღობაა ღია გამოსავლისას};$$

$$r_{12} = \frac{u_1}{I_2} - \text{უკუკავშირის წინაღობაა ღია გამოსავლისას};$$

$$r_{21} = \frac{u_2}{I_1} - \text{პირდაპირი გადაცემის წინაღობაა, როცა } I_2 = 0;$$

$$r_{22} = \frac{u_2}{I_2} - \text{გამოსავლის წინაღობაა, } I_1 = 0.$$

ვსარგებლობთ რა T - მაგვარი ეკვივალენტური სქემით, მახასიათებელი პარამეტრები $r_{11}, r_{12}, r_{21}, r_{22}$ შეიძლება გამოისახოს შიგა პარამეტრებით:

$$r_{11} = r_g + r_b; \quad r_{12} = r_b + r_3; \quad r_{21} = r_b; \quad r_{22} = r_3 + r_b.$$

Y პარამეტრების სისტემას ეწოდება მოკლე ჩართვის პარამეტრების სისტემა. ამ შემთხვევაში დამოუკიდებელ ცვლადებს წარმოადგენს შესავლისა და გასავლის ძაბვები, ხოლო შესაბამისი დენის ძალები კი ამ დამოუკიდებელ ცვლადებზე დამოკიდებული ფუნქციებია:

$$I_1 = Y_{11}u_1 + Y_{12}u_2, \quad (45.5)$$

$$I_2 = Y_{21}u_1 + Y_{22}u_2. \quad (45.6)$$

მცირე სიხშირეებისას ეს განტოლებები ასე გადაიწერება:

$$I_1 = g_{11}u_1 + g_{12}u_2, \quad (45.7)$$

$$I_2 = g_{21}u_1 + g_{22}u_2, \quad (45.8)$$

სადაც:

g_{11} - შესავლის გამტარობაა, როცა $u_2 = 0$;

g_{12} - უკუკავშირის გამტარობაა, როცა $u_1 = 0$;

g_{21} - პირდაპირი გადაცემის გამტარობაა, როცა $u_2 = 0$;

g_{22} - გამოსავლის გამტარობაა.

როგორც აღვნიშნეთ, Y პარამეტრების სისტემა დაბალი სიხშირეებისას იშვიათად გამოიყენება, რადგან შესავლის წრედის მოკლე ჩართვის რეჟიმი თითქმის არ გამოიყენება.

დაბალი სიხშირეებისას შედარებით ფართო გამოყენება ჰპოვა H პარამეტრების სისტემამ. დამოუკიდებელ ცვლადებს ამ შემთხვევაში წარმოადგენს შესავლის დენის ძალა და გამოსავლის ძაბვა, ხოლო შესავლის ძაბვა და გამოსავლის დენის ძალა ამ დამოუკიდებელ ცვლადებზე დამოკიდებული ფუნქციებია:

$$U_1 = H_{11}I_1 + H_{12}U_2, \quad (45.9)$$

$$I_2 = H_{21}I_1 + H_{22}U_2. \quad (45.10)$$

H პარამეტრები განისაზღვრება შესავლის, უქმი სვლისა და გამოსავლის მოკლე ჩართვისას (იხ. §44).

პრაქტიკაში ხშირად იყენებენ სპეციფიკურ აღნიშვნებს, მაგალითად: საერთო ბაზის მქონე სქემებისათვის $H_{21} = \alpha$, ხოლო საერთო ემიტერის სქემებში კი $H_{21} = \beta$.

H პარამეტრების სისტემებში ერთი პარამეტრი არის წინაღობა, ერთიც გამტარობა, ხოლო ორი უგანზომილებო სიდიდეა. H პარამეტრების განსაზღვრა სტატიკურ მახასიათებელზე ხდება მახასიათებელი სამკუთხედის აგებით. ამ მიზნით მახასიათებელზე ირჩევენ სასურველ M წერტილს

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

(ნახ.45.2). მახასიათებლის A წერტილიდან ატარებენ აბსცისთა ღერძის პარალელურ მონაკვეთს, ხოლო C წერტილიდან დაუშვებენ მართობს. მათი გადაკვეთის წერტილი არის B . ე.ი. ΔABC არის მართკუთხა, ამასთან, AB მონაკვეთი არის ბაზისა და ემიტერის დაბვის ნაზრდი $\Delta U_{\text{ებ}}$. BC მონაკვეთი კი ემიტერის ღენის $\Delta I_{\text{ე}}$ ნაზრდი.

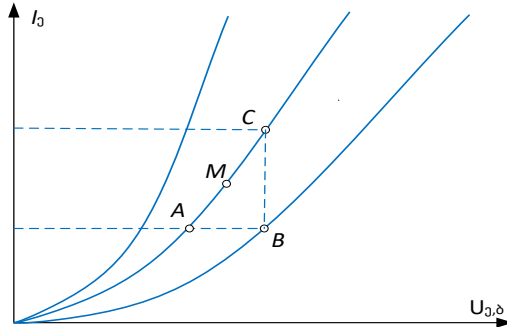
ტრანზისტორის ძირითადი პარამეტრები საერთო ბაზის, საერთო ემიტერის და საერთო კოლექტორის სქემებისათვის მოცემულია ცხრილში 45.1.

ცხრილი 45.1. ტრანზისტორის რაოდენობრივი მახასიათებლები

პარამეტრი	ჩართვის სქემა		
	საერთო ბაზით	საერთო ემიტერით	საერთო კოლექტორით
$R_{\text{ფეს}}$	20-120 ომი	0.15-1.5 კომი	10-500 კომი
$R_{\text{გას}}$	1-1.5 ომი	10-100 კომი	10-100 კომი
K_u	30-300	50-2000	<1
K_I	<1	10-250	10-250
K_P	30-500	1000-250000	10-250

როგორც ცხრილიდან ჩანს, საუკეთესო პარამეტრები გააჩნია ტრანზისტორს საერთო ემიტერით, რადგან შესავლისა და გამოსავლის წინაღობათა მახლობელი მნიშვნელობები ამარტივებს სიმძლავრის გაძლიერების კასკადის შეთანხმებას და ამცირებს გამაძლიერებელ კასკადთა რიცხვს.

მიუხედავად იმისა, რომ ტრანზისტორი საერთო ბაზით შედარებით ცუდი პარამეტრებით გამოირჩევა, ეს სქემები კარგად მუშაობს მაღალი სიხშირეებისას, მაშინ როდესაც საერთო ემიტერით ტრანზისტორული სქემები არ მუშაობს. საერთო ბაზის სქემებს გააჩნიათ არსებითი უპირატესობა, კერძოდ დიდი შესავლისა და მცირე გამოსავლის წინაღობა, ხელსაყრელია შევთანხმდეთ მაღალ ომიანი გამოსავლის კასკადი დაბალ ომიან შესავლის კასკადთან და დატვირთვასთან.



ნახ.45.2. ტრანზისტორის სტატიკური მახასიათებელი. H პარამეტრის განსაზღვრა

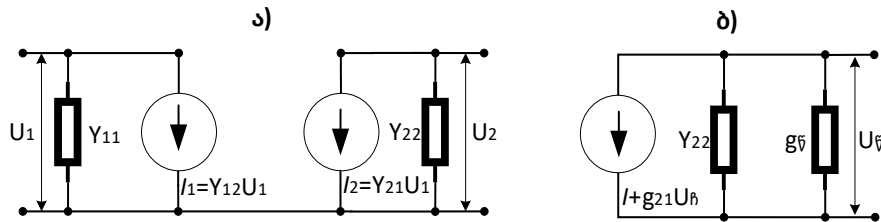
§46. გამაძლიერებლის ეკვივალენტური სქემები

ეკვივალენტური სქემები გამოსახავს ოთხპოლუსას, რომლის შესავალზე და გამოსავალზე შესაძლებელია მცირე სიგნალების განსაზღვრა. წინა პარაგრაფში ვნახეთ, რომ ძირითადად ელექტრონულ მოწყობილობებში მისი ელემენტები, როგორცაა: ტრანზისტორები ან მილაკები შეიძლება წარმოვადგინოთ ეკვივალენტური სქემების სახით, რომელიც, თავის მხრივ, წარმოადგენს წრფივ ოთხპოლუსას, რომლის გამომყვანებზე (შესავალსა და გამოსავალზე) შეიძლება განსაზღვრული იქნას ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელთა ჯგუფი. თუმცა მხედველობაში უნდა მივიღოთ, რომ ნებისმიერი ელექტრონული მოწყობილობის (გამმართველი, გამაძლიერებელი, გენერატორი) ჩანაცვლება შეიძლება ეკვივალენტური სქემით, რომელიც იდენტური იქნება ამ ელექტრონული მოწყობილობის. რა

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

თქმა უნდა, ეკვივალენტური ოთხპოლუსას შიგნით მიმდინარე პროცესები შეიძლება განსხვავდებოდეს რეალურ მოწყობილობებში მიმდინარე პროცესებისაგან.

ეკვივალენტური სქემების ასაგებად, როგორც §44-ში განვიხილეთ, შეიძლება გამოყენებული იქნას Y, H და Z-პარამეტრები. ნახ.46.1 ა)-ზე წარმოდგენილია გამაძლიერებლის ეკვივალენტური სქემა Y-პარამეტრებით. დამოუკიდებელ პარამეტრებს წარმოადგენს შესავლისა და გამოსავლის ძაბვები \dot{U}_1 და \dot{U}_2 . (44.11)-ის პირველი განტოლების თანახმად, შესავალი დენი \dot{I}_1 წარმოადგენს ორი კომპონენტის ჯამს. მათგან პირველი $\dot{Y}_{11}\dot{U}_1$ - არის დენი, რომელიც გადის შესავლის \dot{Y}_{11} წინააღმდეგობაში, \dot{U}_1 შესავლის ძაბვის მოქმედებით. მეორე წევრი $\dot{Y}_{12}\dot{U}_2$ - ითვალისწინებს გასავლის ძაბვის გავლენას შესავალ დენზე. ანალოგიურად, (44.11)-ის მეორე განტოლების თანახმად, გამოსავალი დენი იშლება ორ კომპონენტად. პირველი $\dot{Y}_{21}\dot{U}_1$ - პასუხობს შესავალი დენის გავლენას გასავალ დენზე, ხოლო მეორე - $\dot{Y}_{22}\dot{U}_2$ აღწერს გამოსავალ დენს \dot{Y}_{22} გამოსავლის წინააღმდეგობაზე. სამი ტერმინი გამოვიყენეთ: შესავალი, გასავალი და გამოსავალი. შესავალი და გამოსავალი ოთხპოლუსას შესავალსა და გამოსავალზე მოდებული სიგნალების პარამეტრების განსაზღვრისათვის გამოგვადგება, ხოლო ტერმინი გასავალი აღწერს შუალედურ რგოლს შესავალსა და გამოსავალს შორის, რომელიც ითვალისწინებს უკუკავშირს გამოსავალ სიგნალსა და შესავალ სიგნალს შორის.



ნახ.46.1. ეკვივალენტური სქემები: ა) ოთხპოლუსას ეკვივალენტური სქემა აგებული Y - პარამეტრებით, ბ) ტრანზისტორის ეკვივალენტური სქემა აგებული Y - პარამეტრებით

საველე ტრანზისტორის ან ელექტროვაკუუმური ტრიოდის ან პენტოდის შემთხვევაში, ეკვივალენტური სქემა შეიძლება გავამარტივოთ. ამ მოწყობილობებისათვის, როგორც აღვნიშნეთ, გვაქვს მხოლოდ გამოსავლის წრედი, მაშასადამე, შეიძლება ჩავთვალოთ, რომ: $\dot{Y}_{11} \approx 0$, $\dot{Y}_{12} \approx 0$. რეალურად:

$$\dot{Y}_{11} = \dot{Y}_{\text{შეს}} = g_{\text{შეს}} + j\omega C_{\text{შეს}}, \tag{46.1}$$

სადაც $g_{\text{შეს}} = \frac{1}{R_{\text{შეს}}}$ - შესავლის გამტარობაა და წარმოადგენს შესავლის აქტიური წინააღმდეგობის შებრუნებულ სიდიდეს, ხოლო $j\omega C_{\text{შეს}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{შეს}}}$ - შესავლის რეაქტიული გამტარებლობაა და შესავლის რეაქტიული წინააღმდეგობის შებრუნებულ სიდიდეს წარმოადგენს. საველე ტრანზისტორისათვის, ისევე როგორც მილაკისათვის შესავლის წინააღმდეგობა ძალიან დიდია, რადგან ჩამკეტის დენის ძალა (ან მართვადი ბადის დენის ძალა) ნულის ტოლია. ე.ი. მათ ნულოვანი შესავლის გამტარობაა გააჩნიათ. საველე ტრანზისტორისა და მილაკის შესავლის ტევადობა არ არის დიდი და მცირე სიხშირეებზე შეიძლება მისი უგულებელყოფაც.

რაც შეეხება \dot{Y}_{21} და \dot{Y}_{22} პარამეტრებს დაბალ სიხშირეებზე ისინი შეიძლება ჩავთვალოთ წრედის აქტიურ ელემენტებად, მაგალითად, საველე ტრანზისტორისათვის ეს პარამეტრები განისაზღვრება გამოსახულებებით:

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

$$\dot{Y}_{21} = \left. \frac{\partial I_2}{\partial U_1} \right|_{U_2=const} = \left. \frac{\partial I_{\mathbb{F}}}{\partial U_{\mathbb{B}}} \right|_{U_{\mathbb{F}}=const} \approx S, \quad (46.2)$$

$$\dot{Y}_{22} = \left. \frac{\partial I_2}{\partial U_2} \right|_{U_1=const} = \left. \frac{\partial I_{\mathbb{F}}}{\partial U_{\mathbb{F}}} \right|_{U_{\mathbb{B}}=const} = g_{\mathbb{F}} = g_i = \frac{1}{R_{\mathbb{F}}} = \frac{1}{R_i}. \quad (46.3)$$

სადაც S - წყარო-ჩამკეტის მახასიათებელია, ხოლო $R_i = R_{\mathbb{F}}$ წყარო-ჩამკეტი არხის დიფერენციალური წინაღობაა.

ანალოგურად, ელექტროვაკუუმური პენტოდისათვის გვაქვს:

$$\dot{Y}_{21} = \left. \frac{\partial I_2}{\partial U_1} \right|_{U_2=const} = \left. \frac{\partial I_s}{\partial U_{\mathbb{D}}} \right|_{U_s=const} \approx S, \quad (46.4)$$

$$\dot{Y}_{22} = \left. \frac{\partial I_2}{\partial U_2} \right|_{U_1=const} = \left. \frac{\partial I_s}{\partial U_s} \right|_{U_{\mathbb{D}}=const} = g_i = \frac{1}{R_i}. \quad (46.5)$$

ამ შემთხვევაში S - ანოდურ-ბადურ მახასიათებელს განსაზღვრავს, ხოლო R_i - ნათურის შიგა დიფერენციალური წინაღობაა.

მარტივად ვადგენთ, რომ ტრანზისტორის ეკვივალენტურ სქემას აქვს ნახ.46.1 ბ)-ზე წარმოდგენილი სახე (ანალოგიურად გამოისახება ელექტრული მილაკის ეკვივალენტური სქემაც).

როგორც ვხედავთ, ბიპოლარული, სავლე ტრანზისტორის ან ტრიოდის (პენტოდის) ეკვივალენტური სქემების გათვლისას მხედველობაში ვიღებთ მხოლოდ გამოსავლის წრედის ეკვივალენტურ სქემას. მაგრამ ზოგად შემთხვევაში, ნებისმიერი ელექტრული ხელსაწყო შემთხვევაში, იქნება ეს გარდამქმნელი, გამაძლიერებელი თუ გენერატორი, შიგაელექტროდული ტევადობების არსებობის გამო მახასიათებელი Y , H და Z -პარამეტრები კომპლექსურია და გვიწევს გავითვალისწინოთ, როგორც შესავლის, ასევე გამოსავლის მახასიათებლებიც.

ტრანზისტორული გამაძლიერებელი შეიცავს ტრანზისტორს, რომლის ელექტროდებს შორის დიდი შიგა ტევადობის გამო, გამაძლიერებლის გამოსავლის Y_{21} და Y_{22} პარამეტრები, განისაზღვრება გამოსახულებით:

$$\dot{Y}_{21} = g_{21} + j\omega C_{21}, \quad (45.6)$$

$$\dot{Y}_{22} = g_{22} + j\omega C_{22}, \quad (46.7)$$

სადაც g_{21} და g_{22} შესაბამისად, არის გამაძლიერებლის გასავლისა და გამოსავლის გამტარობაა, C_{21} და C_{22} -მისი გასავლის და გამოსავლის ტევადობა. C_{21} ტევადობა, ჩვეულებრივ, არ არის დიდი და გამოთვლების გამარტივების მიზნით ხშირად მას უგულვებელყოფენ და უშვებენ, რომ გასავლის გამტარობა არის აქტიური და არ შეიცავს კომპლექსურ ნაწილს:

$$\dot{Y}_{21} = g_{21}.$$

ამის გათვალისწინებით გამაძლიერებელი კასკადის ეკვივალენტური სქემას აქვს ნახ.46.2 ა) -ზე წარმოდგენილი სახე.

ამ სქემაში $g_{\mathbb{L}} = \frac{1}{R_{\mathbb{L}}}$ - დატვირთვის გამტარობაა, $g_3 = \frac{1}{R_3}$ -რეზისტორის გამტარობაა. g_3 ჩართულია კოლექტორულ წრედში, C_p დამყოფი კონდენსატორის ტევადობა. $C_{3\text{არ}}$ დატვირთვის პარალელურად

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

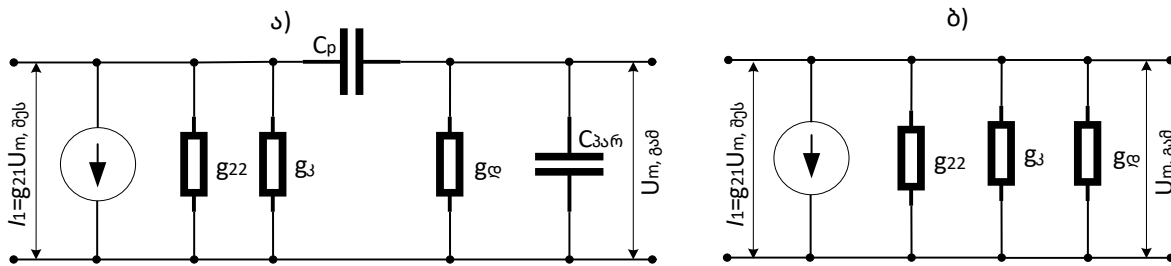
ჩართული ყველა კონდენსატორის ეკვივალენტური ტევადობაა. მათ რიცხვს მიეკუთვნება გამოსავლის C_{22} ტევადობაც და მომდევნო კასკადის შესავლის ტევადობა.

ძაბვის მიმართ კასკადის g_3 სიხშირეთა ფართო დიაპაზონში მიზანშეწონილია გამოითვალოს სამი კერძო შემთხვევისათვის.

პირველი შემთხვევა შეეხება სიხშირეთა ისეთ ინტერვალს (საშუალო სიხშირეები), რომლისთვისაც სრულდება პირობა:

$$\frac{1}{\omega_{საშ} C_p} \ll R_{დ}, \quad \frac{1}{\omega_{საშ} C_{3არ}} \gg R_{დ}.$$

ამ დროს შეიძლება ორივე ტევადობა უგულებელვყოთ და გამაძლიერებელი კასკადის ეკვივალენტური სქემა მიიღებს ნახ.46.2 ბ)-ზე წარმოდგენილ სახეს.



ნახ.46.2. ა) გამაძლიერებელი კასკადის ეკვივალენტური სქემა; ბ) გამაძლიერებელი კასკადის ეკვივალენტური სქემა ტევადობების უგულებელყოფის შემდეგ

რადგან ეს სქემა არ შეიცავს რეაქტიულ ელემენტებს, ამიტომ მისი გადაცემის კოეფიციენტი არ არის სიხშირეზე დამოკიდებული. ნახაზის თანახმად:

$$U_{m გაბ} = \frac{I_1}{g_{33}} = \frac{g_{21} U_{m შებს}}{g_{33}},$$

სადაც $g_{33} = g_{22} + g_3 + g_{დ}$ - ეკვივალენტური გამტარობაა გამოსავალზე, ამიტომ გადაცემის კოეფიციენტი:

$$K = \frac{U_{m გაბ}}{U_{m შებს}} = \frac{g_{21}}{g_{33}} = \frac{g_{21}}{g_{22} + g_3 + g_{დ}}. \tag{46.8}$$

მეორე შემთხვევას შეესაბამება ქვედა სიხშირეთა ის ინტერვალი, სადაც დამყოფი კონდენსატორის წინაღობის უგულებელყოფა არ შეიძლება, რადგან იგი ტოლფასია დატვირთვის წინაღობის:

$$\frac{1}{\omega_{დ} C_p} \sim R_{დ}.$$

$C_{3არ}$ - ტევადობა კვლავ შეიძლება უგულებელვყოთ, რადგან:

$$\frac{1}{\omega_{დ} C_{3არ}} \gg R_{დ}.$$

გამაძლიერებლის ეკვივალენტური სქემა ქვედა სიხშირეებისათვის წარმოდგენილია ნახ.46.3 ა)-ზე. გამოსავლის ძაბვის ამპლიტუდა შეიძლება ჩავწეროთ გამოსახულებით:

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

$$\dot{U}_{m \text{ გამოს}} = \dot{U}_{m1} \frac{\dot{G}_1}{g_{\text{დ}}} . \quad (46.9)$$

სადაც \dot{U}_{m1} - ძაბვის ამპლიტუდა $C_p g_{\text{დ}}$ მიმდევრობით წრედში:

$$\dot{Y}_{21} = \frac{g_{\text{დ}} j\omega C_{\text{პარ}}}{g_{\text{დ}} + j\omega C_{\text{პარ}}} . \quad (46.9)$$

\dot{G}_1 არის ამ წრედის სრული გამტარობა. ზემოთ მიღებული დასკვნების საფუძველზე \dot{U}_m შეიძლება გამოისახოს $\dot{U}_{m \text{ შეს}}$ -ის საშუალებით:

$$\dot{U}_m = \frac{g_{21}}{g_{22} + g_3 + \dot{Y}_1} \dot{U}_{m \text{ შეს}} . \quad (46.10)$$

ჩავსვათ (46.10)-ი (46.9)-ში, მივიღებთ:

$$\dot{U}_{m \text{ გამ}} = \frac{g_{21}}{g_{22} + g_3 + \dot{Y}_1} \cdot \frac{\dot{G}_1}{g_{\text{დ}}} \dot{U}_{m \text{ შეს}} . \quad (46.11)$$

შესაბამისად, განსახილველი სქემების გადაცემის კოეფიციენტი:

$$\dot{K}_j = \frac{\dot{U}_{m \text{ გამ}}}{\dot{U}_{m \text{ შეს}}} = \frac{g_{21} \dot{G}_1}{g_{\text{დ}} (g_2 + \dot{G}_1)} , \quad (46.12)$$

სადაც $g_2 = g_{22} + g_3$. \dot{K}_j სიდიდეს აქვს კომპლექსური ხასიათი, რაც განპირობებულია სქემაში C_p კონდენსატორის არსებობით. ჩავსვათ (46.9)-ე (46.12)-ში, მივიღებთ:

$$\dot{K}_j = \frac{K}{1 + \frac{1}{j\omega C_p} \left(\frac{1}{g_2} + \frac{1}{g_{\text{დ}}} \right)} . \quad (46.13)$$

შესაბამისად, გაძლიერების კოეფიციენტის მოდული:

$$|\dot{K}_j| = \frac{K}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 C_p^2 (R_2 + R_{\text{დ}})}}} . \quad (46.14)$$

აქედან ჩანს, რომ გვქვედა სიხშირეებზე მცირდება სიხშირის შემცირებასთან ერთად.

მესამე შემთხვევა შეესაბამება ზედა სიხშირეებს. სიხშირეთა ამ დიაპაზონში, ისე როგორც საშუალო სიხშირეებზე, სრულდება უტოლობა:

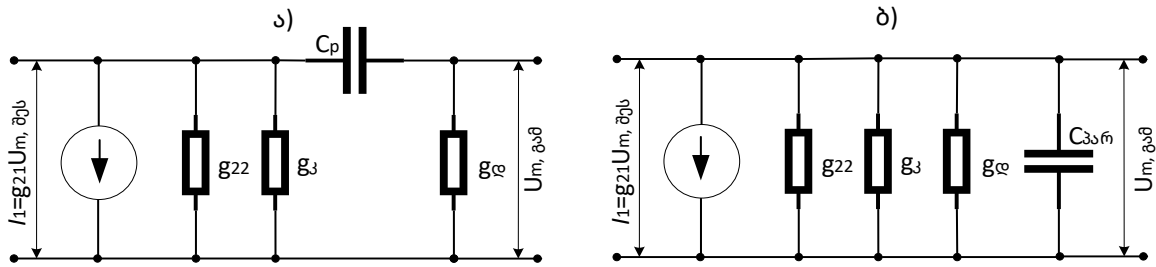
$$\frac{1}{\omega_{\text{ფ}} C_p} \ll R_{\text{დ}} ,$$

ამიტომ გამოთვლებისას C_p შეიძლება არ გავითვალისწინოთ. $C_{\text{პარ}}$ -ტევადობის გათვალისწინება კი აუცილებელია, რადგან მისი წინაღობა სიხშირის ზრდისას შეიძლება დატვირთვის წინაღობის ტოლი გახდეს:

$$\frac{1}{\omega_{\text{ფ}} C_{\text{პარ}}} \sim R_{\text{დ}} .$$

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

შესაბამისად, ეკვივალენტურ სქემას აქვს ნახ.46.3. ბ)-ზე წარმოდგენილი სახე.



ნახ.46.3. ა) გამაძლიერებელი კასკადის სქემა ქვედა სიხშირეებზე, ბ) გამაძლიერებელი კასკადის სქემა ზედა სიხშირეებზე

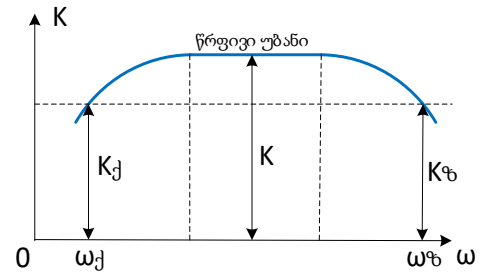
ზემოთ ჩატარებული გამოთვლების ანალოგიურად მივიღებთ:

$$K_{\phi} = \frac{K}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2 C_{\text{პარ}}^2}{g_{33}^2}}} \quad (46.15)$$

(46.15)-დან ჩანს, რომ ზედა სიხშირეების დიაპაზონში გადაცემის კოეფიციენტი არის სიხშირის მიმართ კლებადი ფუნქცია.

გაძლიერების კოეფიციენტის სიხშირეზე დამოკიდებულებას აქვს ნახ.46.4. წარმოდგენილი სახე.

ქვედა სიხშირეებზე $K(\omega)$ - დამოკიდებულების კლებალობას განაპირობებს C_p - ტევადობა. ზედა სიხშირეებზე კი $C_{\text{პარ}}$ - ტევადობა. ზედა და ქვედა სიხშირეებზე გაძლიერების კოეფიციენტის არათანაბრობა რაოდენობრივად ფასდება სიხშირული დამახინჯების კოეფიციენტებით:



ნახ.46.4. გამაძლიერებლის გაძლიერების კოეფიციენტის ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებელი (ასმ)

$$M_j = \frac{K}{K_j} = \sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 C_p^2 (R_2 + R_{\phi})}} \quad (46.16)$$

$$M_{\phi} = \frac{K}{K_{\phi}} = \sqrt{1 + \frac{\omega^2 C_{\text{პარ}}^2}{g_{33}^2}} \quad (46.17)$$

სიხშირული დამახინჯების დასაშვები მნიშვნელობა დამოკიდებულია გამაძლიერებლის გამოყენების სიხშირულ დიაპაზონზე. მაგალითად, ადამიანის ყური საერთოდ ვერ აღიქვამს სიხშირულ დამახინჯებას, რომელიც 30%-ს არ აღემატება. ამ ზღვრული სიხშირული მნიშვნელობების გარდა ხშირად სარგებლობენ გაძლიერების კოეფიციენტებით, რომლებიც მცირდება $\sqrt{2}$ - ჯერ საშუალო მნიშვნელობასთან შედარებით:

$$K_{\phi, j} = K_{\phi, \phi} = \frac{K}{\sqrt{2}}, \quad M_{\phi, j} = M_{\phi, \phi} = \sqrt{2} \quad (46.18)$$

ზღვრული სიხშირეები განისაზღვრება თანაფარდობებით:

თავი IX. ეკვივალენტური სქემები და პარამეტრები

$$f_{\omega_{\text{კ}}} = \frac{1}{2\pi C_p (R_2 + R_{\text{ფ}})}, \quad f_{\omega_{\text{ზ}}} = \frac{g_{\text{კკ}}}{2\pi C_{\text{კარ}}} \quad (46.19)$$

რეზისტორულ გამაძლიერებელში ითვლება რომ დამახინჯება მცირეა და შეიძლება მისი უგულვებელყოფა, რაც აიხსნება იმით, რომ მის შესავალზე მიეწოდება დაბალი ამპლიტუდის სიგნალი. საჭიროების შემთხვევაში გაძლიერების კოეფიციენტის წრფივი უბნის საზღვრების დადგენა შესაძლებელია გამაძლიერებლის ამპლიტუდური მახასიათებლის საფუძველზე $U_{m, \text{გამ}} = f(U_{m, \text{შეს}})$.

გამაძლიერებლებს ბიპოლარულ ტრანზისტორებზე აქვს გარკვეული თავისებურებები, ვიდრე გამაძლიერებლებს სავლე ტრანზისტორებზე ან მილაკებზე. კერძოდ, კოლექტორული დენის მართვა ხდება ბაზის დენის ცვლილებით, რომელსაც შედარებით დიდი მნიშვნელობა აქვს (კოლექტორის დენის 0.01-0.1 ნაწილი), ამიტომ ბიპოლარულ ტრანზისტორზე აგებული გამაძლიერებლის შესავლის წინაღობა მცირეა, ვიდრე სავლე ტრანზისტორზე (ან მილაკზე) აგებულ გამაძლიერებელს აქვს. მცირე შესავლის წინაღობის გამო, შესავლის წინაღობას ძლიერ აშუნიტირებს გამაძლიერებლის წინა კასკადი ან თუნდაც დენის წყარო. შუნიტირების გასაწესებლად მრავალკასკადიან გამაძლიერებლებში ახორციელებენ კასკადურ შეთავსებადობას.

არსებობს ტრანზისტორის ჩართვის სხვადასხვა სქემა. ცხრილი 46.1-ზე წარმოდგენილია გამაძლიერებლის ძირითადი მახასიათებლების მნიშვნელობები, როცა მასში გამოყენებულია ბიპოლარული ტრანზისტორი ჩართული საერთო ემიტერით, საერთო კოლექტორით და საერთო ბაზით.

ცხრილი 46.1. ბიპოლარულ ტრანზისტორზე აგებული გამაძლიერებლის ძირითადი რაოდენობრივი მახასიათებლები

მახასიათებლები	ბიპოლარულ ტრანზისტორზე გამაძლიერებლის აგების სქემები		
	საერთო ემიტერით	საერთო კოლექტორით	საერთო ბაზით
$R_{\text{შეს}}$	10 – 1000 ომი	1-100 კომი	10 – 100 ომი
$R_{\text{გამ}}$	10 – 100 კომი	10 - 100 ომი	100 – 9000 კომი
K_U	10 – 90	0.1 – 1	100 – 900
K_I	100 – 900	10 – 100	0.1 – 1
K_P	1000 – 9000	10 – 100	100 – 900
ჩართვის სქემა	ზოგადი სქემა	გამაძლიერებლის დაბალომიანი გამოსავლის მაღალომიან შესავალთან შეთანხმებისას	მაღალსიხშირულ გამაძლიერებლებში, მაღალ დატვირთვაზე მუშაობისას

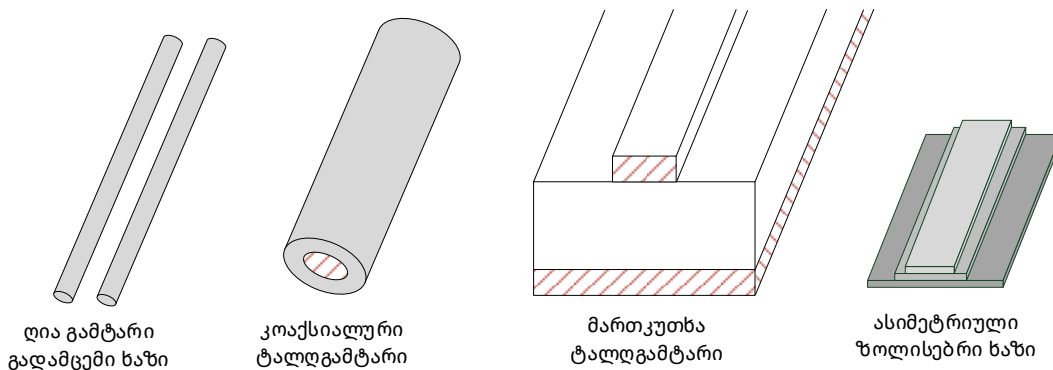
თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები

§47. გადამცემი ხაზები

მოცემულ თავში განვიხილავთ რადიოტექნიკურ წრეებს გავრცელებული პარამეტრებით. მათ რიცხვს მიეკუთვნება გრძელი გადამცემი ხაზები, ანტენურ-ფიდერული მოწყობილობები და დეციმეტრული და სანტიმეტრული დიაპაზონის ტალღებისათვის განკუთვნილი რხევითი სისტემები.

რადიოტექნიკურ წრედს, რომელთა ზომებიც მნიშვნელოვნად აღემატება, მასში გავრცელებული ელექტრომაგნიტური ტალღის სიგრძეს ($l \gg \lambda$) **გადამცემი ხაზი** ეწოდება. გადამცემი ხაზები იყოფა მასში გავრცელებული ტალღის **სიხშირული დიაპაზონის** და **ენერგიის გადაცემის მეთოდის** მიხედვით. გადამცემი ხაზები შეიძლება იყოს:

- ღია წყვილი გამტარი (ნახ.47.1. „ღია გამტარი გადამცემი ხაზი“),
- სხვადასხვა ფორმის ტალღგამტარი (ნახ.47.1. „კოაქსიალური ტალღგამტარი“, „მართკუთხა ტალღგამტარი“),
- სიმეტრიული ან ასიმეტრიული ზოლისებრი ხაზი (ნახ.47.1. „ასიმეტრიული ზოლისებრი ხაზი“).



ნახ.47.1. გადამცემი ხაზები

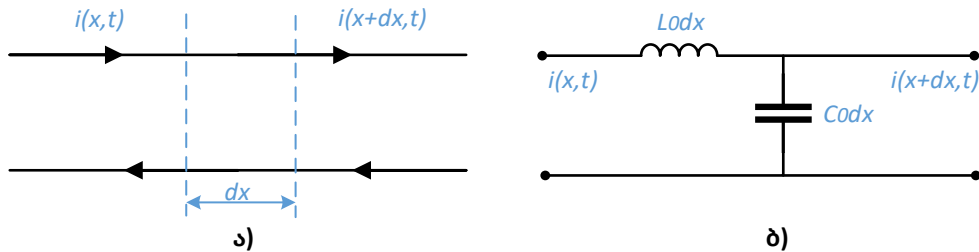
გადამცემი ხაზი წარმოადგენს წრედს, რომლის პარამეტრებიც მთელს სიგრძეზეა გავრცელებული. უმარტივესი გადამცემი ხაზი წარმოადგენს ორ პარალელურ ცილინდრულ გამტართა სისტემას (ღია გამტარი გადამცემი ხაზი) ან კონცენტრირებულ ცილინდრულ გამტარებს (კოაქსიალური ტალღგამტარი).

კოაქსიალური ხაზის მაგალითს წარმოადგენს ფიდერი, რომელიც ტელევიზორს აერთებს სატელევიზიო ანტენასთან (ნახ.47.2.ა). კოაქსიალურ ხაზებს შორის სივრცეს, ჩვეულებრივ, ავსებენ დიელექტრიკით. რადგან გადამცემი ხაზის სიგრძე აღემატება ტალღის სიგრძეს, აუცილებელია გათვალისწინებული იქნას **სიგნალის დაყოვნება**. ეს ნიშნავს, რომ გამტარებში დენის ძალა და მათ შორის დაბვა დამოკიდებულია არა მხოლოდ დროზე, არამედ კოორდინატზეც:

$$i = i(x_1, t), \quad u = u(x_1, t).$$

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედები

ხაზის სიგრძის ერთეულის ინდუქციურობა აღვნიშნოთ L_0 -ით, ტევადობა კი C_0 -ით. უგულებელვყოთ გამტარის წინაღობა და დიელექტრიკის გამტარობა. წარმოვადგინოთ გადამცემი ხაზის სქემა L_0 - ინდუქციურობისა და C_0 ტევადობის საშუალებით. ტევადობა ჩაირთვება პარალელურად, კოაქსიალურ გამტარებს შორის, ხოლო ინდუქციურობა მიმდევრობით (ნახ.47.2. ბ). ხაზის უსასრულოდ მცირე მონაკვეთი აღვნიშნოთ dx -ით.



ნახ.47.2. ა) გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედის უბნის ნიმუში კოაქსიალური კაბელის სახით; ბ) გადამცემი ხაზის სიგრძის ელემენტში ინდუქციურობისა და ტევადობის განაწილება

რადგან i და u უწყვეტი ფუნქციებია, ამიტომ შეიძლება ჩავწეროთ:

$$i(t_1, x + dx) - i(t_1, x) = \frac{\partial i}{\partial x} dx; \quad u(t_1, x + dx) - u(t_1, x) = \frac{\partial u}{\partial x} dx. \quad (47.1)$$

მეორე მხრივ, კირხჰოფის პირველი წესის თანახმად, დენების სხვაობა ტოლია კონდენსატორში გამავალი დენის (ნახ.47.2. ბ). ხაზის dx ელემენტის ტევადობაა $C_0 dx$, ამიტომ:

$$\frac{\partial i}{\partial x} dx = -C_0 dx \frac{\partial u}{\partial t},$$

აქედან:

$$\frac{\partial i}{\partial x} = -C_0 \frac{\partial u}{\partial t}, \quad (47.2)$$

ხაზის dx ელემენტის ძაბვის ცვლილება ტოლია $L_0 dx$ ინდუქციურობის კოჭაზე ძაბვის ვარდნის ე.ი.:

$$\frac{du}{dx} dx = -L_0 dx \frac{di}{dt}, \quad \frac{du}{dx} = -L_0 \frac{di}{dt}. \quad (47.3)$$

აღსანიშნავია, რომ (47.2) და (47.3) განტოლებები პირველად მიღებული იქნა გამტარიანი ტელეგრაფის შექმნისას, ამიტომ მათ ტელეგრაფის განტოლებებს უწოდებენ.

გავადიფერენციალოთ (47.2) განტოლება x -ით, ხოლო (47.3)-ე t -თი, მივიღებთ:

$$\frac{d^2 i}{dx^2} = -C_0 \frac{d^2 u}{dx dt},$$

$$\frac{d^2 u}{dx dt} = -L_0 \frac{d^2 i}{dt^2}.$$

უკანასკნელი ტოლობები, განვიხილოთ როგორც განტოლებათა სისტემა და გამოვრიცხოთ u ძაბვის კომპონენტი, ვღებულობთ:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} = \frac{1}{L_0 C_0} \frac{d^2 i}{dx^2}. \quad (47.4)$$

ანალოგიურად (47.2) გავაწარმოთ t -თი, (47.3)-ე კი x -ით:

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები

$$\frac{d^2 i}{dx dt} = -C_0 \frac{d^2 u}{dt^2},$$

$$\frac{d^2 u}{dx^2} = -L_0 \frac{d^2 i}{dt dx}.$$

ამჯერად, მიღებული განტოლებათა სისტემიდან i - დენის კომპონენტის გამორიცხვით, მივიღებთ განტოლებას u დაბვისათვის:

$$\frac{d^2 u}{dt^2} = \frac{1}{L_0 C_0} \frac{d^2 u}{dx^2}. \quad (47.5)$$

(47.4) და (47.5) განტოლებები მათემატიკურად ერთმანეთის ეკვივალენტურია. ადვილად შეიძლება დავრწმუნდეთ, რომ ამ განტოლებებს, ამონახსნის სახით, აკმაყოფილებს $f(t \pm x/v)$ ფუნქცია, სადაც:

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}. \quad (47.6)$$

$f(t \pm x/v)$ ფუნქციაში ნიშანი „მინუსი“ შეესაბამება შემთხვევას, როცა ტალღა ვრცელდება x ღერძის დადებითი მიმართულებით v სიჩქარით (მიმართულება წყაროდან), ხოლო ნიშანი „პლუსი“ კი, პირიქით - x ღერძის საწინააღმდეგო მიმართულებას (მიმართულება წყაროსკენ). ტალღის გავრცელება დამოკიდებულია ხაზებს შორის მანძილზე და ნივთიერებაზე, რომელიც შეიძლება ავსებდეს ხაზებს შორის სივრცეს.

ღია ხაზისათვის ინდუქციურობა და ტევადობა განისაზღვრება ფორმულებით:

$$L_0 = \frac{\mu \mu_0}{\pi l_n da}, \quad C_0 = \frac{\pi \epsilon \epsilon_0}{l_n da}, \quad (47.7)$$

სადაც a - გამტარებს შორის მანძილია, d - გამტარის დიამეტრი.

კოაქსიალური ხაზისათვის:

$$L_0 = \frac{\mu \mu_0}{\pi} l_n \frac{D}{d}, \quad C_0 = \frac{\pi \epsilon \epsilon_0 d}{l_n D}. \quad (47.8)$$

D - გამტარის გარე დიამეტრია, ხოლო d - გამტარის შიგა დიამეტრია.

L_0 - ისა და C_0 -ის მნიშვნელობები, რომლებიც განსაზღვრულია (47.7) ან (47.8) ფორმულებით, გავითვალისწინოთ (47.6)-ში. ტალღის გავრცელების v სიჩქარისათვის მივიღებთ:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \epsilon_0 \mu \mu_0}}. \quad (47.9)$$

ასეთივე შედეგი მიიღება ნებისმიერი ფორმის გადამცემი ხაზისათვის. მაშასადამე, ელექტრომაგნიტური ტალღა გრძელ ხაზში ვრცელდება იმავე სიჩქარით, რა სიჩქარეც აქვს ერთგვაროვან იზოტროპულ დიელექტრიკში და არ არის დამოკიდებული ხაზის ფორმაზე. ხაზის გამტარები ამ შემთხვევაში ასრულებს არხის როლს, რომელიც ელექტრომაგნიტურ ენერგიას გადასცემს ერთი მიმართულებით და არ აძლევს მას გაბნევის საშუალებას.

გრძელ ხაზში ტალღური პროცესის თავისებურება აღიწერება $f(t \pm x/v)$ ფუნქციით. ამ ფუნქციის ცხადი სახე დამოკიდებულია ტალღის აგზნების პირობაზე. ასე მაგალითად, თუ ხაზის ერთ ერთ

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედები

ბოლოში (ვთქვათ, მარცხენა ბოლოში) ჩართულია მაღალი სიხშირის სინუსოიდური რხევების გენერატორი, ხოლო საზი უსასრულოდაა გაჭიმული, მაშინ მასში იარსებებს სინუსოიდური ელექტრომაგნიტური ტალღა, რომლის სიხშირეც განისაზღვრება გენერატორის რხევის სიხშირით. ამ შემთხვევაში დენის მსრბოლ ტალღას აქვს სახე:

$$i = I_m \sin(\omega t - kx), \tag{47.10}$$

სადაც $k = \omega/t = 2\pi/\lambda$ - ტალღური რიცხვია.

(47.10) → (47.2) და მიღებული განტოლება გავაწარმოთ t დროთი, ფიქსირებული x -სათვის, მივიღებთ:

$$u = I_m \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \sin(\omega t - kx). \tag{47.11}$$

(47.10) და (47.11) ტოლობების შედარებით ვადგენთ, რომ სუფთა მსრბოლი ტალღისას დენის ძალა და ძაბვა საზში იცვლება სინფაზურად²¹. შესაბამისად, u/i სიდიდე დროის ნებისმიერ მომენტში ერთნაირია:

$$\frac{u}{i} = \frac{U_m}{I_m} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = Z_0, \tag{47.12}$$

სადაც:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}. \tag{47.13}$$

Z_0 დამოკიდებულია საზის გეომეტრიაზე. იგი გადამცემი საზის ერთ-ერთი მნიშვნელოვანი პარამეტრია და მას **ტალღური წინაღობა** ეწოდება.

ტალღური წინაღობა განსაზღვრავს პერიოდის განმავლობაში გადატანილი ტალღის **საშუალო სიმძლავრეს**. ამ სიმძლავრის ტალღა გადააქვს ელექტრომაგნიტურ ტალღას მაღალი სიხშირის გენერატორიდან საზის გასწვრივ. მართლაც, პერიოდის განმავლობაში გადატანილი ტალღის სიმძლავრე, ზოგად შემთხვევაში, განისაზღვრება ინტეგრალით:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T iudt. \tag{47.14}$$

(47.14)-ში ჩავსვათ (47.10) და (47.11). მოვახდინოთ, მარტივი ინტეგრალური გარდაქმნა, მივიღებთ:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T I_m \sin(\omega t - kx) \cdot I_m \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cdot \sin(\omega t - kx) dt = \frac{I_m^2}{T} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \int_0^T \sin^2(\omega t - kx) dt = \\ &= \frac{1}{2T} I_m^2 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \int_0^T \{1 - \cos[2(\omega t - kx)]\} dt = \frac{1}{2} I_m^2 Z_0. \end{aligned} \tag{47.15}$$

²¹ იცვლება ერთი და იგივე ფაზით.

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედები

(48.15) ტოლობიდან გამომდინარეობს, რომ თუ გადამცემი ხაზის ბოლოში (ჩვენს შემთხვევაში მარჯვენა ბოლოში) ჩავრთავთ აქტიურ დატვირთვას, მაშინ: $Z_0 = R$. რაც იმას ნიშნავს, რომ ელექტრომაგნიტური ტალღის მთელი სიმძლავრე შთაინთქმება დატვირთვის მიერ. მაშასადამე, ხაზში იარსებებს სუფთა მსრბოლი ტალღა. დატვირთვას, რომელიც სრულად მოიხმარ გენერატორის ენერგიას **შეთანხმებული დატვირთვა** ეწოდება.

შეთანხმებული დატვირთვისას, ადგილი აქვს ენერგიის მხოლოდ ნაწილის შთანქმას, ხოლო ნაწილი კი აირეკლება დატვირთვიდან. გადამცემ ხაზში **მსრბოლ ტალღასთან** ერთად ჩნდება **მდგარი ტალღაც**. ხაზის მუშაობის ეს რეჟიმი რეალიზდება თუ დატვირთვის წინააღობა ნულის ტოლია (**მოკლე ჩართვის რეჟიმი**) ან თუ უსასრულოდ დიდია (**უქმი სვლის რეჟიმი**).

უქმი სვლის რეჟიმის მაგალითს წარმოადგენს ℓ სიგრძის გრძელი ხაზი, რომლის ერთი ბოლოც გახსნილია, ხოლო მეორე ბოლოში ჩართულია მაღალი სიხშირის გენერატორი. დეტალურად უქმი სვლისა და დატვირთვის რეჟიმებს განვიხილავთ მომდევნო პარაგრაფში.

§48. ტალღამტარი გამზომი ხაზი

ტალღამტარი **გამზომი ხაზი (measuring line)** წარმოადგენს ხელსაწყოს, რომელიც გამოიყენება გავრცელებული პარამეტრების გასაზომად. მისი საშუალებით იკვლევენ ისეთ მოწყობილობებს, როგორიცაა: ანტენურ-ფიდერული სისტემები, ტალღამტარები და სხვა. გამზომი ხაზის საშუალებით შეიძლება ნაპოვნი იქნას **მდგარი ტალღების** კოეფიციენტი და **კვანძების (კონების)** ელექტრული ველის დაძაბულობის წანაცვლება გამზომი ხაზის გასწვრივ. გამზომი ხაზის მახასიათებელი პარამეტრებია: **სრული წინააღობა, ამპლიტუდა, ფაზა, არეკვლის კოეფიციენტი** და სხვა. ეს მახასიათებლები განისაზღვრება მდგარი ტალღების კოეფიციენტითა და კვანძებს შორის ელექტრული ველის დაძაბულობის წანაცვლების საშუალებით. გამზომი ხაზის ცდომილება დაახლოებით 2-5% შეადგენს.

გამზომ ხაზს უწოდებენ გადაცემის ხაზის მონაკვეთს (კოაქსიალურს ან ტალღამტარს), რომელიც ირთვება **სიგნალის წყაროსა (გენერატორი)** და დატვირთვის შემაერთებელ ხაზში. გამზომი ხაზის საშუალებით შეიძლება განსაზღვრული იქნას დაძაბულობის, დენისა ან ველის განაწილება გამოსაკვლევ ხაზში.

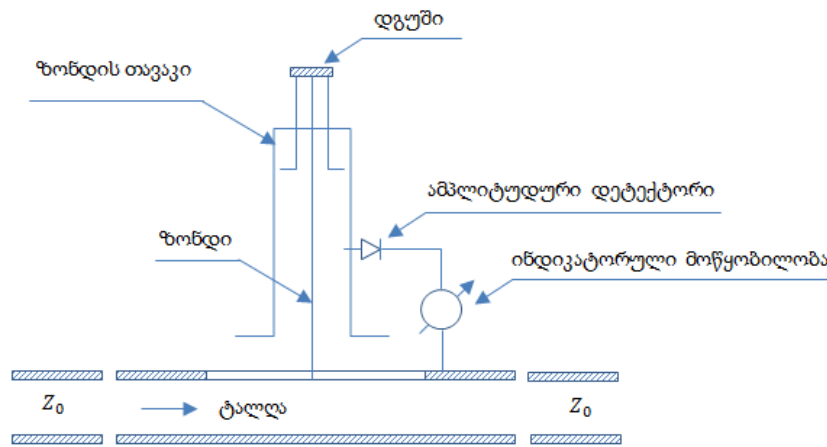
ზემატალსიხშირული ტრაქტის ძირითადი პარამეტრების გაზომვის მრავალფეროვანი მეთოდებია ცნობილი. მათ შორისაა **გამზომი ხაზი**, რომელიც ზემატალის სიხშირის ტექნიკაში, დღესაც წარმოადგენს ერთ-ერთ მნიშვნელოვან მეთოდს. გამზომი ხაზი საშუალებას გვაძლევს ვაწარმოოთ მრავალი სახის გაზომვა. გამზომი ხაზი ფართოდ გამოიყენება ხელსაწყოს უნივერსალობის, საიმედოობის, შედეგების შემოწმების სიმარტივისა და იმის გამო, რომ ცდომილების წყარო შეიძლება დავიყვანოთ 2-3 მარტივად კონტროლირებად პარამეტრზე. ამავე მიზეზით ის არის პრაქტიკულად შეუცვლელი ზემატალსიხშირული ტალღების ახალი დიაპაზონებისა და გადაცემის ახალი კონფიგურაციების შესწავლის დროს. სწორედ ამიტომ, ახალი მეთოდებისა და აპარატურის შექმნასა და გაუმჯობესებასთან ერთად, რომლებიც განსაზღვრავენ პარამეტრების გაზომვის სიზუსტეს, უწყვეტობასა და სისწრაფეს, ასევე აუმჯობესებენ გამზომ ხაზს, მის გაზომვის სიზუსტეს, კონსტრუქციულ და ტექნოლოგიურ ხარისხს.

ზემატალსიხშირული დატვირთვის პარამეტრების გაზომვა გამზომი ხაზის გამოყენებით დაიყვანება **დატვირთვის სრული წინააღობისა** და გადამცემი ტრაქტის **ტალღური წინააღობის** შედარებით ანალიზზე. მაშასადამე, გადამცემი არხის **ტალღური წინააღობა** ($Z_0 = \sqrt{L_0/C_0}$) ეტალო-

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედები

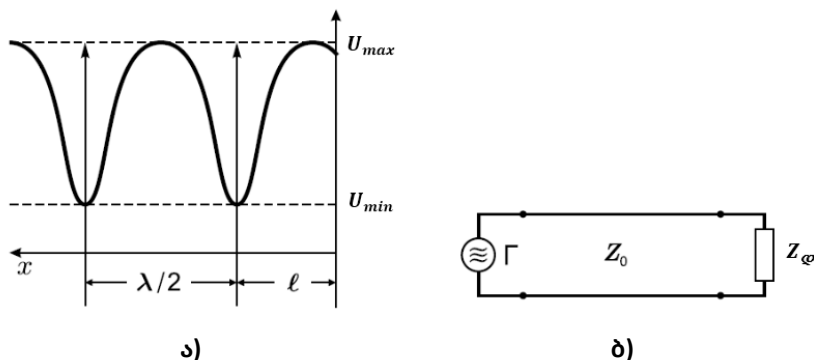
ნური წინააღობაა. დატვირთვის სრული წინააღობისა და გადამცემი არხის ტალღური წინააღობის შედარება ეფუძვნება გამზომი არხის გადამცემი ტრაქტის შიგნით მდგარი ტალღების სურათის გამოკვლევას **ზონდის** გამოყენებით. ზონდი შეგვყავს ველში ტრაქტის მონაკვეთზე არსებულ ხვრელში. ხვრელის გასწვრივ ზონდის გადაადგილება საშუალებას გვაძლევს განვსაზღვროთ მდგარი ტალღის ველის გავრცელება ხაზში და ველის ფარდობითი ამპლიტუდები. ამ მონაცემების მიხედვით გამოითვლება მაღალსიხშირული მოწყობილობების პარამეტრები, რომლებიც შეერთებულნი არიან გამზომ ხაზთან დატვირთვის სახით.

ზონდი დაკავშირებულია დეტექტორულ დიოდთან. დიოდის მიერ გამართული დენი გარკვეულ თანაფარდობაშია მოდებული ემძ-ს სიდიდესთან. ემძ დამოკიდებულია ელექტრული ველის დაძაბულობასა და ზონდის ჩაძირვის სიღრმეზე, ამიტომ ველის განაწილების გაზომვისას ზონდი უნდა გადავადგილოთ მკაცრად განსაზღვრული მუდმივ ჩაძირვის დონეზე. დეტექტორული დიოდი უერთდება ინდიკატორულ მოწყობილობას. გამზომი ხაზის პრინციპული სქემა წარმოდგენილია ნახ.48.1-ზე.



ნახ.48.1. ტალღამტარი გამზომი ხაზის პრინციპული სქემა

ზონდის გადაადგილება საშუალებას გვაძლევს განვსაზღვროთ ძაბვის მაქსიმუმი და მინიმუმი. გაზომვისას იგულისხმება, რომ ხაზი არის ერთგვაროვანი და ზონდი არ მოქმედებს ხაზში ძაბვისა და დენის გავრცელებაზე. ზონდს აქვს რეზონანსული პარამეტრები ნებისმიერ მუშა სიხშირეზე.



ნახ.48.2. ელექტრომაგნიტური ველის პარამეტრები გამზომ ხაზში შეუთანხმებელი დატვირთვისას. ა) ძაბვის განაწილება გამზომი ხაზის გასწვრივ, ბ) ზემოაღსნირულ ტრაქტში დატვირთვის ჩართვის სქემა

ნახ.48.2.-დან შეგვიძლია განვსაზღვროთ ძაბვის მნიშვნელობები U_{max} და U_{min} , აგრეთვე l მანძილი დატვირთვის ჩართვის ადგილიდან ძაბვის პირველ კვანძამდე. U_{max} , U_{min} და l პარამეტრებით

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედები

ცნობილი ტალღური წინაღობის Z_0 –ისას, შეგვიძლია გამოვიტვალოთ დატვირთვის წინაღობის სიდიდე, როგორც ანალიზურად, ასევე სპეციალური გრაფიკის დახმარებით, რომელსაც წრიული დიაგრამა ეწოდება (იხ. წრიული დიაგრამა).

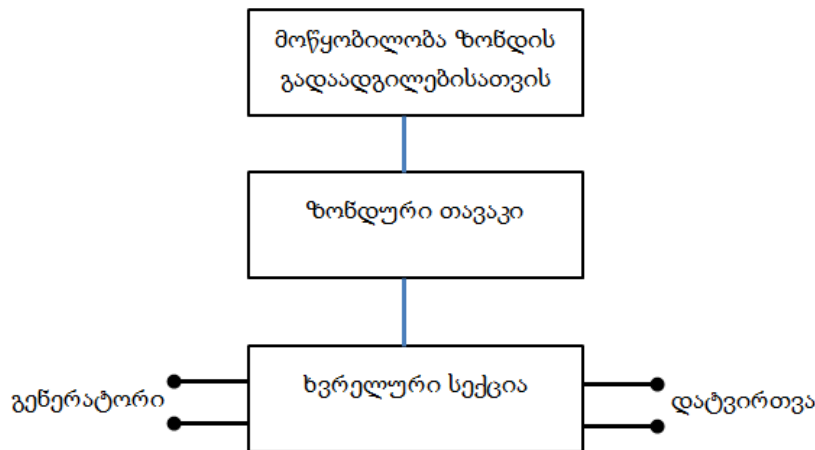
გამზომი ხაზის ძირითადი კომპონენტებია:

- გადამცემი ტრაქტის ხვრელური სექცია;
- ზონდის თავი;
- ზონდის თავის გადაადგილების მექანიზმი;
- ათვლის ხელსაწყო ზონდის გადაადგილების ხაზის გასწვრივ. დაწვრილებით განვიხილოთ ეს ელემენტები.

ერთ-ერთი ძირითადი კომპონენტია **ხვრელი**, რომელიც წარმოდგენილია გამზომი ხაზის ტალღამატარში ჭრილის სახით. ეს ჭრილი ძირითადად განსაზღვრავს ხელსაწყოს მთლიან კონსტრუქციას (ნახ.48.3.).

ხაზის სიგრძე, ჩვეულებრივ, შეირჩევა პირობით: $l > \lambda_{max}$, სადაც λ_{max} - შეესაბამება ტალღის მაქსიმალურ სიგრძეს და რომელზედაც არის გაანგარიშებული გამზომი ხაზი. თუ $l < \lambda/4$, მაშინ სრული წინაღობის რიგ მნიშვნელობებისას პირველი მინიმუმის მდებარეობის განსაზღვრა (იგულისხმება დატვირთვის მახლობელი პირველი მინიმუმი) შეუძლებელია.

გრძელი გამზომი ხაზები, რომლებიც აკმაყოფილებენ პირობას $l < 3\lambda$ არ გამოიყენება პრაქტიკაში, რადგან მათი დამზადება დაკავშირებულია დიდ სირთულეებთან.

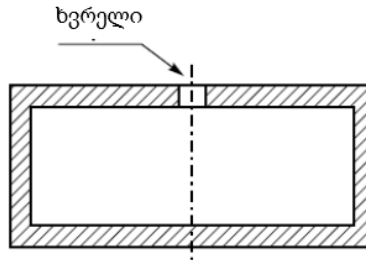


ნახ.48.3. გამზომი ხაზის სტრუქტურული სქემა

გამზომი ხაზების კონსტრუქციები მკვეთრად განსხვავდება ერთმანეთისგან მუშა სიხშირის დიაპაზონისა და გადამცემი ტრაქტის ტიპის მიხედვით. სასურველია, რომ ხაზის გეომეტრიული კვეთის ზომები იდენტური იყოს გამოსაკვლევ სპეციალურ მატალსიხშირული ტრაქტის კვეთის. ტალღამატარი გამზომი ხაზებისთვის ეს მოთხოვნა შესრულებადია. გამზომ ხაზებს აქვთ შემაერთებული ბოლოები, რომლებიც ისეა დამზადებული, რომ არ არღვევენ სისტემის ერთგვაროვნებას.

რაც შეეხება ხაზის ხვრელურ სექციას, ის ისე უნდა გაითვალისწინოს, რომ მუშა სიხშირეზე არსებობდეს რხევების მხოლოდ საჭირო ტიპი. რამდენადაც ტალღამატარი წარმოადგენს მართკუთხა პარალელპიპედის ფორმის მქონე მილს, ამიტომ ხვრელური სექციაც მზადდება მართკუთხა კვეთებისგან. გადამცემი ხაზის გასწვრივ იჭრება ხვრელი, რომლის გასწვრივაც გადაადგილდება ზონდი (იხ. ნახ.48.4.).

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები



ნახ.48.4. ტალღგამტარის კვეთაში ხვრელის მდებარეობა

ხვრელი ძალიან სენსიტიურად მოქმედებს გამზომი ხაზის ტალღურ წინაღობაზე. აღსანიშნავია, რომ ხვრელის დასაშვები სიგანე არის სიხშირისა და ხაზის კვეთის ზომების ფუნქცია. ხვრელის სიგანის შერჩევა, ჩვეულებრივ, ხდება ექსპერიმენტულად, ამიტომ ხვრელის გამოჭრა ხორციელდება განსაკუთრებული სიზუსტით.

იმისათვის, რომ გამზომი ხაზის კავშირი გარე სამყაროსთან იყოს მინიმალური, ე.ი. ხვრელი თითქმის არანაირ გავლენას არ ახდენდეს გამზომი ხაზის ტალღურ წინაღობაზე, საჭიროა ხვრელი არ კვეთდეს დენის ძაღწირებს. ხვრელის სისქედ ირჩევენ 1-3 მმ-ს.

გამზომ ხაზებში ხვრელებს შეუძლიათ აღძვრან ახალი ტიპის რხევები, ე.წ. **ხვრელური ტალღები**. ხვრელური ტალღები არ ჩნდებიან, თუ ხვრელი გაკეთებულია იდეალური სიმეტრიით, თუმცა პრაქტიკაში ყოველთვის არსებობს სიმეტრიისგან მცირე გადახრა. ხვრელური ტალღების მცირე აღძვრასაც კი შეუძლია ძლიერი დამახინჯებები გამოიწვიოს მდგარი ტალღის გაზომვის შედეგებში.

ხვრელური ტალღის აღძვრის შესაძლებლობის აღმოსაფხვრელად ზონდი ეკრანირდება. ეკრანი შედგება ორი ლითონის ფირფიტისაგან, რომლებიც ჩაძირულნი არიან ხვრელში და ზონდის სავალ არხთან ერთად წარმოადგენენ ერთ მთლიან ნაწილს.

ზონდის თავაკი შედგება კავშირის ელემენტისაგან, რხევითი კონტურისაგან (ჩვენს შემთხვევაში რეზონატორისაგან) და დეტექტორული დიოდისგან.

გამზომ ხაზსა და რხევითი კონტურის ველებს შორის კავშირის ელემენტს წარმოადგენს **ზონდი**. ყველა გავრცელებულ გამზომ ხაზში გამოიყენება მოცულობითი ტიპის ზონდი - **დერო**, რომელიც რეაგირებს ელექტრულ ველზე. გამზომ ხაზსა და რხევით კონტურს შორის კავშირის სიდიდეს ვირჩევთ გაზომვების სიზუსტისა და მგრძობიარობის მოსაზრებიდან. ძალიან სუსტ კავშირს მივყავართ გამტარობის, მგრძობიარობის და სიზუსტის დაქვეითებისკენ, ხოლო ძალიან ძლიერი კავშირი, ზონდის მაშუნტირებელი მოქმედების გამო, განაპირობებს ცდომილების სიდიდის ზრდას. ამიტომ მართკუთხა განიკვეთის მქონე ტალღგამტარ ხაზებში ზონდის ჩაძირვის სიღრმე არ უნდა აღემატებოდეს ტალღგამტარის სიმაღლის 10-15 %-ს.

ერთ-ერთ ძირითად პირობას წარმოადგენს ზონდის რხევითი კონტურის ეკრანირების აუცილებლობა. ჩვეულებრივ, ზონდს ათავსებენ ხვრელის მთელ სიმაღლეზე იზოლირებული საფენის გამოყენებით, უხეშ ეკრანში. ზონდის ეკრანს უნდა ჰქონდეს ელექტრული კავშირი გარე ხაზთან, ამ უკანასკნელის შესრულება წარმოადგენს განსაკუთრებულ ამოცანას, რომლის გადაწყვეტა შესაძლებელია სხვადასხვანაირად, ხაზის კონსტრუქციის ტიპისა და სიხშირის მუშა დიაპაზონის მიხედვით.

ყველაზე ხშირად გადამცემი ხვრელური სექციის კორპუსსა და ზონდის სავალ არხს ე.წ. „ეტლს“ შორის (რომელზეც დამონტაჟებულია ზონდური თავაკი) წარმოიქმნება საკმაოდ დიდი სიღრმე, რომელიც უზრუნველყოფს გამყოფი კონტურის გამოსავალში დაბალ იმპედანსს (ზონდი-ეკრანი-გარე მოწყობილობა). მნიშვნელოვანია, რომ ეს სიღრმე, გამზომი ხაზის მუშა დიაპაზონში, ხაზის კონსტრუქციის ელემენტებთან უნდა ქმნიდეს რეზონანსურ კონტურს. რეზონანსის დამყარება ფართო სიხშირულ

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედები

დიაპაზონში პრაქტიკულად შეუძლებელია. უმრავლეს შემთხვევაში, ზონდის ეკრანში დამატებით ათავსებენ ფხვნილისებურ მასალას დიდი დანაკარგებით (მაგალითად, ეს შეიძლება იყოს დაპრესილი რკინის ფხვნილი). ეს მასალა საშუალებას იძლევა თავი ავარიდოთ არასასურველ რეზონანსებს და ასევე დამატებით დავიცვათ ზონდის კონტური გარეშე ხელშემშლელი ზემოქმედებისაგან.

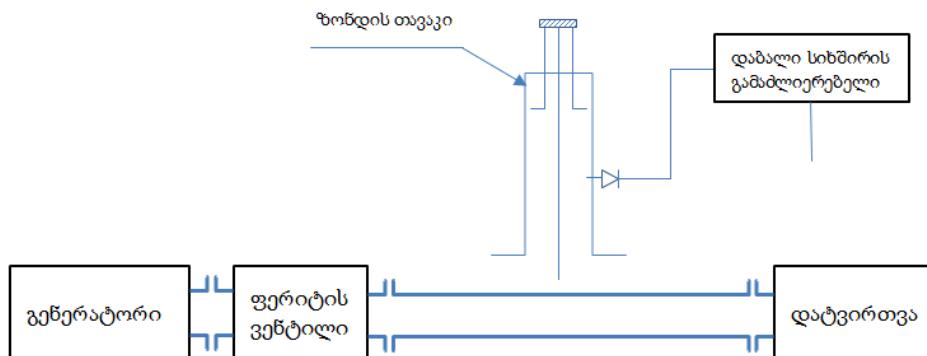
რეზონატორი ზონდის კონტურში გამოიყენება იმ რხევების გასაძლიერებლად, რომლებიც მოდიან გამზომი ხაზიდან ზონდზე.

ამპლიტუდური დეტექტორი წარმოადგენს მაღალსიხშირულ დეტექტორულ დიოდს. ჩვეულებრივ, გამოიყენება დეტექტორი კვადრატული მახასიათებლებით, რაც ძალიან ამარტივებს შედეგების დამუშავებას. დეტექტორის გამოსასვლელში აყენებენ დაბალი სიხშირის გამაძლიერებელს.

დეტექტორული კამერა (რეზონატორი) ჩვეულებრივ, წარმოადგენს ზონდის თავაკის შემადგენელ ნაწილს. მასში მოთავსებული ზემაღალსიხშირული დიოდი უნდა იყოს სანდოდ ეკრანირებული გარეშე ხელშემშლელი სიგნალებისაგან. დენის მაღალსიხშირული შემადგენლის შუნტირებისათვის დიოდის დამაკავშირებელში, ასევე უნდა შეიქმნას კონსტრუქციული სიდრუე. ეს პროცესი უნდა შესრულდეს ისე, რომ მუშა დიაპაზონში არ წარმოიქმნას არასასურველი **პარაზიტული რეზონანსები**.

ყოველი გამზომი ხაზისთვის ინდიკატორის როლში შეიძლება გამოვიყენოთ მიკროამპერმეტრები, სინათლის მაჩვენებლების ოსცილოგრაფები ან გამზომი გამაძლიერებლები.

ნახ.48.5-ზე მოცემულია ტალღამტარ ტრაქტში გამზომი ხაზის ჩართვის სქემა. გენერატორს, რომელიც გამოიყენება მაღალი სიხშირის რხევების წყაროდ, უყენებენ სერიოზულ მოთხოვნებს, კერძოდ ის უნდა გვაძლევდეს მუდმივი სიხშირის რხევებს, ამასთან, გენერატორის გამოსასვლელში არ უნდა არსებობდეს პარაზიტული ჰარმონიული მდგენელები. გენერატორის გამოყენებისას აუცილებელია, რომ ამპლიტუდურ მოდულაციას თან არ ახლდეს პარაზიტული სიხშირული მოდულაციები. წინააღმდეგ შემთხვევაში მდგარი ტალღების მინიმუმის მდებარეობა ტალღამტარში შეიცვლება.



ნახ.48.5. ტალღამტარ ტრაქტში გამზომი ხაზის ჩართვის სქემა

ზონდის გადაადგილების მექანიზმს ვირჩევთ იმის გათვალისწინებით, რომ დაკმაყოფილდეს შემდეგი პირობები:

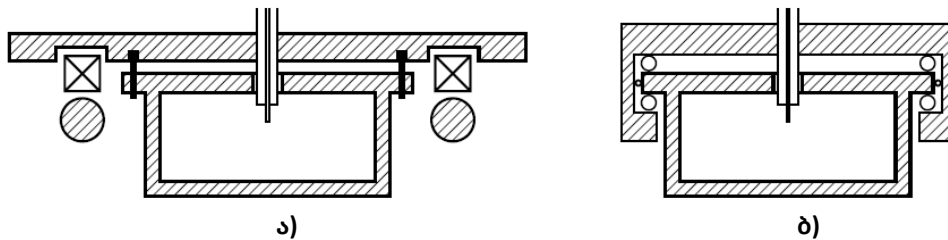
- სიმეტრიის ღერძის მიმართ შენარჩუნებული უნდა იქნას ზონდის ჩაძირვის სიღრმე და გადაადგილების მდგომარეობა.
- აუცილებელია შენარჩუნებული იქნას ზონდის მდებარეობის მაღალი სიზუსტე ხაზის კიდის მიმართ.

ზონდის ჩაძირვას აქვს კრიტიკული ზღვარი. ტალღის სანტიმეტრული სიგრძის გამზომ ხაზებში საკმარისია ჩაძირვის სიღრმის ცვლილება რამდენიმე მიკრომეტრითაც კი, რომ ის იწვევს ცდომილებას, რომელსაც ავითვლით პროცენტებში.

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედები

მნიშვნელოვანია ზონდის ზუსტი გადაადგილების უზრუნველყოფა ორი სიბრტყის გადაკვეთის ღერძზე, რომელთაგან ერთი - ვერტიკალური სიბრტყე წარმოადგენს ხვრელზე გამავალ სიბრტყეს, ხოლო მეორე - ჰორიზონტალური სიბრტყე კი მისი პერპენდიკულარულია.

პრაქტიკაში არსებობს რიგი გამზომი საზებისა, რომელთათვისაც ზონდის გადაადგილების რთული კონსტრუქციულ-ტექნოლოგიური პრობლემა გადაწყვეტილია. ერთ-ერთი მათგანია, ზონდის „ეტლის“ გადაადგილება სპეციალური ფორმის საკიდებლების გამოყენებით (ნახ.48.6. ა). მეორე მეთოდია, ზონდის „ეტლის“ გადაადგილება ფოლადის ბურთულების მეშვეობით (ნახ.48.6 ბ).

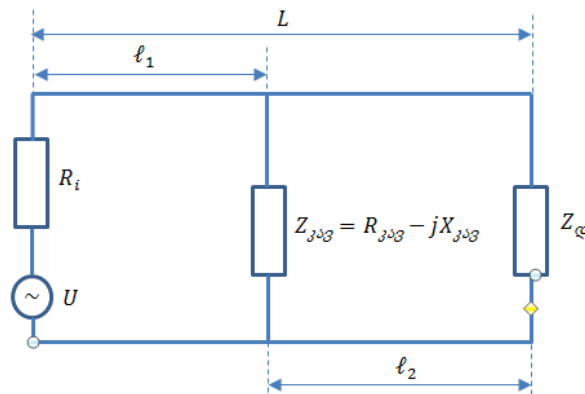


ნახ.48.6. ზონდის გადაადგილების მექანიზმის კონსტრუქცია: ა) საკიდებლებით; ბ) ფოლადის მოსრიალე ბირთვებით

დეტექტორული კამერის კონსტრუქცია საშუალებას გვაძლევს შევცვალოთ ზონდის ველთან კავშირი. კერძოდ, ეს კავშირი იცვლება ზონდის ტალღამატარში ჩაძირვის რეგულირებით.

ზონდის საზში ზუსტი მდებარეობის ათვლა ერთ-ერთი ყველაზე მნიშვნელოვანი პირობაა, რომ ფაზური გაზომვები იყოს ზუსტი. ზონდის წერტილების ადგილმდებარეობის ფიქსაციის მაღალი გარჩევისუნარიანობა იზრდება ტალღის სიგრძის შემცირებისას. ზონდის „ეტლისა“ და თვით ზონდის მდებარეობა განისაზღვრება სკალით, რომელიც სკალირებულია **ნონიუსის** სიზუსტით²², გაზომვის სიზუსტის ასამაღლებლად.

ზემაღალი სიხშირის ტრაქტში ჩართული გამზომი საზის ეკვივალენტური სქემა მოცემულია ნახ.48.7-ზე.



ნახ.48.7. ზემაღალი სიხშირის ტრაქტში ჩართული გამზომი საზის ეკვივალენტური სქემა

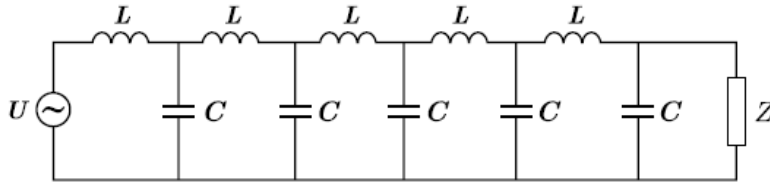
ეკვივალენტურ სქემაზე, U - ზემაღალსიხშირული გენერატორის ემძ-აა, R_i -გენერატორის შიდა წინაღობაა, $Z_{კავ}$ -კავშირის ელემენტის წინაღობაა (იგი გამზომ საზთან მიერთებულია პარალელურად), $Z_{ღ}$ -დატვირთვის წინაღობაა.

²² ნონიუსი - 16-ე საუკუნის პორტუგალიელი მათემატიკოსის საპატივცემულოდ ასე ეწოდა გამზომ მოწყობილობებში გაზომვის მეთოდს. მისი საშუალებით ძირითადი შკალის დანაყოფის დაზუსტება ხდება 0.02-მმ სიზუსტით.

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედები

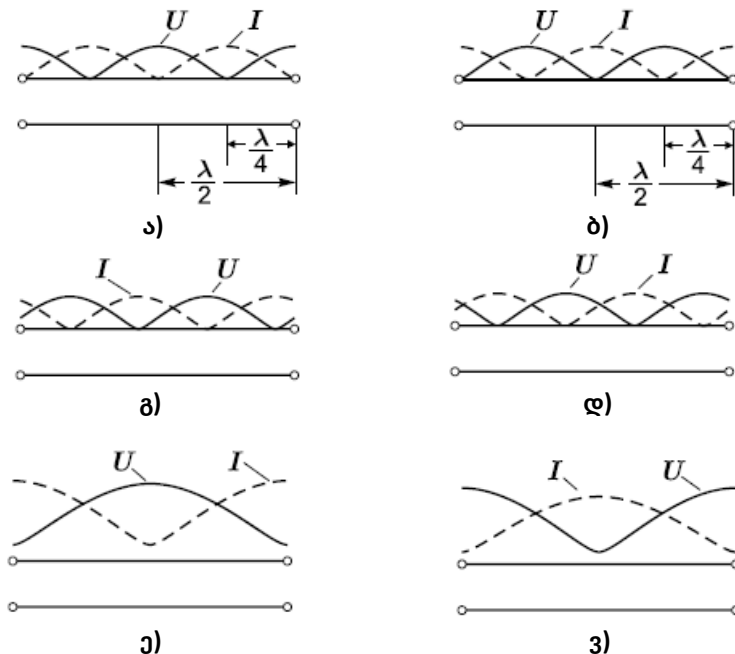
გადამცემი ხაზები, როგორც ცნობილია, წარმოადგენს გავრცელებულ პარამეტრებიან წრედებს. გამზომ ხაზში ველის განაწილება ემორჩილება სწორედ გრძელ ხაზებში ელექტრომაგნიტურ თეორიას, ამიტომ განვიხილოთ გრძელი გადამცემი ხაზების თეორიის რიგი თავისებურებები.

ნახ.48.8.-ზე მოცემულია გამზომი ხაზის ეკვივალენტური სქემა, რომელიც წარმოადგენს გრძელ ხაზს თანაბრად განაწილებული L – ინდუქციურობით და C - ტევადობითა და Z - დატვირთვის წინააღობით.



ნახ.48.8. გამზომი ხაზის ეკვივალენტური სქემა

ეკვივალენტური სქემის აგებისას შეიძლება უგულებელვყოთ დანაკარგები აქტიურ წინააღობაზე, რადგან ჩვეულებრივ: $R \ll \omega L$ და $G \ll \omega C$, სადაც R და G – შესაბამისად, დანაკარგის განაწილებული წინააღობა და გამტარობაა.



სურ.48.9. დაბვისა და დენის განაწილება გრძელ ხაზში

განვსაზღვროთ დაბვისა და დენის განაწილების სურათი კერძო შემთხვევებისთვის.

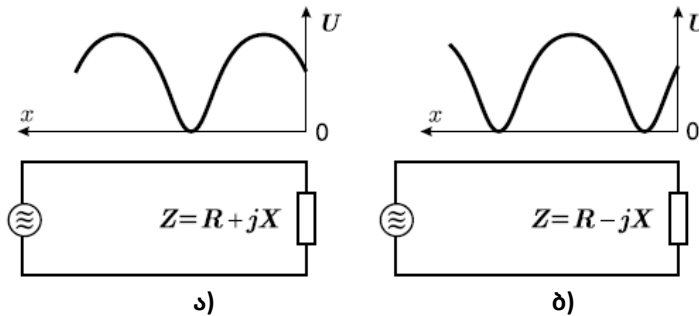
- 1) ნახ.48.9 ა) შეესაბამება გახსნილ - ჩაუკეტავ ხაზს $Z = \infty$. ხაზის ბოლოზე ჩნდება დაბვის კონა და დენის კვანძი. ბოლოდან $\lambda/4$ მანძილზე კი - პირიქით. $\lambda/4$ მანძილზე Z წინააღობა არის ნულის ტოლი. $\lambda/2$ მანძილზე დენის მნიშვნელობა ისევ 0-ია და დაბვა მიისწრაფის უსასრულობისკენ. $\lambda/4$, $\lambda/2$ და $3\lambda/4$ მანძილების შუალედებში წინააღობა აქრის ინდუქციური.
- 2) ნახ.48.9 ბ) შეესაბამება მოკლე ჩართვის შემთხვევას $Z = 0$. ხაზის ბოლოზე ჩნდება დენის კონა და დაბვის კვანძი. განაწილება ანალოგიურია, მხოლოდ ფაზა იცვლება $\lambda/4$ -ით.
- 3) ნახ.48.9 გ) -ზე ნაჩვენებია შემთხვევა, როცა ხაზი დატვირთულია ტევადური წინააღობით $Z = 1/j\omega C$. ამ შემთხვევაში დაბვის კვანძი უფრო ახლოსაა ხაზის ბოლოსთან, ვიდრე დენის კვანძი.

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედები

- 4) ნახ.48.9 დ) -ზე მოცემულია შემთხვევა, როცა ხაზი დატვირთულია ინდუქციური წინაღობით $Z = j\omega L$. დენის კვანძი უფრო ახლოსაა ხაზის ბოლოსთან, ვიდრე დაბვის კვანძი.
- 5) ნახ.48.9 ე) -ზე ნაჩვენებია შემთხვევა, როცა ხაზი დატვირთულია ტალღური წინაღობით $Z = Z_0$. ამ შემთხვევაში ხაზი ეკვივალენტურია უსასრულოდ სიგრძის გადამცემი ხაზის. მასთან მისული ნებისმიერი ენერგია ვრცელდება მის გასწვრივ მსრბოლი ტალღის სახით და იფანტება დატვირთვის წინაღობაში $R = Z_0$. ხაზის ყოველი წერტილი ერთნაირია დენისა და დაბვის განაწილების სურათთან მიმართებაში.
- 6) ნახ.48.9 ვ) შეესაბამება შემთხვევას, როცა ხაზი ჩაკეტილია აქტიურ წინაღობაზე (მაშასადამე რეაქტიული წინაღობა ნულია $X = 0$). თუ $R \neq Z_0$ ხაზში წარმოიქმნება მსრბოლი და მდგარი ტალღები, როცა $R < Z_0$, ხაზის ბოლოზე არის დაბვის მინიმუმი და დენის მაქსიმუმი და როცა $R > Z_0$, პირიქით, დაბვის მაქსიმუმი და დენის მინიმუმი.

იმ შემთხვევაში, როცა ხაზის ბოლოში ჩართულია კომპლექსური წინაღობა, მაშინ მდგარი ტალღის კვანძები და კონები წაინაცვლებს ნებისმიერი მიმართულებით. ნახ.48.10. ა)-ზე ნაჩვენებია დაბვის განაწილება ხაზის გასწვრივ, როცა: $Z = R + jX$, ხოლო ნახ.48.10 ბ)-ზე მოცემულია შემთხვევა, როცა: $Z = R - jX$.

თუ ხაზის ბოლოზე მოკლე ჩართვის რეჟიმს დავამყარებთ ვნახავთ, რომ მინიმუმი წაინაცვლებს l მანძილით. l წაინაცვლება ითვლება დადებითად, თუ მინიმუმი წაინაცვლებს გენერატორისკენ დატვირთვის შემთხვევაში მინიმუმის მიმართ. l წაინაცვლება ითვლება უარყოფითად თუ მინიმუმი წაინაცვლებს დატვირთვისკენ.



ნახ.48.10. დაბვის განაწილება კომპლექსური წინაღობით დატვირთული ხაზის გასწვრივ

გამზომ ხაზებთან მუშაობისას არ არის მიზანშეწონილი მინიმუმამდე მანძილი გავზომოთ დატვირთვიდან. მოსახერხებელია განისაზღვროს მდგარი ტალღის ნებისმიერი მინიმუმის მდებარეობა და შემდეგ გაიზომოს მისი მდებარეობის წაინაცვლება.

შეიძლება გავაკეთოთ დასკვნა, რომ გამზომი ხაზის ბოლოში ჩართული დატვირთვის წინაღობის მიხედვით, დენისა და დაბვის მინიმუმები წაინაცვლებს ხან ერთ ხან მეორე მხარეს. შესაბამისად გამზომ ხაზში მსრბოლი ტალღა იცვლება მდგარი ტალღით ან პირიქით.

§49. მდგარი ტალღები. მდგარი ტალღების მახასიათებლები

გამზომ ხაზში გენერატორიდან დატვირთვისაკენ ენერგიის გადაცემისას, გამზომი ხაზის გასწვრივ რეზულტირებული დაბვა მიიღება ორი დაბვის ჯამის სახით, რომელთაგან ერთი წარმოადგენს გენერატორიდან დატვირთვისაკენ გავრცელებული ენერგიის შედეგად მიღებული დაბვის მდგენელს, რომელსაც ვუწოდოთ **დაცემული ტალღის** კომპონენტი $U_{დაც}$, ხოლო მეორე წარმოადგენს დატვირთვიდან არეკვლილ და გენერატორისაკენ გავრცელებული ენერგიას, რომელსაც ვუწოდოთ **არეკვლილი ტალღის** კომპონენტი $U_{არ}$. დაცემული და არეკვლილი ტალღები გვაძლევს მდგარ ტალღას. მდგარი ტალღის დაბვის U_{max} მაქსიმუმის შეფარდებას მის U_{min} მინიმუმთან ეწოდება **მდგარი ტალღის კოეფიციენტი**:

$$\rho = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{U_{დაც} + U_{არ}}{U_{დაც} - U_{არ}}, \quad (49.1)$$

ამ პარამეტრის გარდა შემოვიტანოთ, აგრეთვე **არეკვლის კოეფიციენტი**:

$$\Gamma = \frac{U_{დაც}}{U_{არ}}. \quad (49.2)$$

გამოვსახოთ არეკვლის კოეფიციენტი მდგარი ტალღის კოეფიციენტით და პირიქით:

$$|\Gamma| = \frac{\rho - 1}{\rho + 1}, \quad \rho = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}. \quad (49.3)$$

თუ გავითვალისწინებთ, რომ ზემოაღსანიშნული დეტექტორული დიოდის მახასიათებელი მცირე დენის დროს (100 მკა რიგის ან უფრო მცირე დენის შემთხვევაში) არის კვადრატული, პრაქტიკული თვალსაზრისით უფრო ხელსაყრელია ვისარგებლოთ გამოსახულებით:

$$\rho = \sqrt{\frac{I_{d \max}}{I_{d \min}}}, \quad (49.4)$$

სადაც $I_{d \max}$ და $I_{d \min}$ - ინდიკატორული ხელსაწყო მარვენებლებია, რომლებიც შეესაბამება დენის ძალის მაქსიმუმს და მინიმუმს. მდგარი ტალღების კოეფიციენტის ცვლილების ზღვარი არის 1-დან ∞ -მდე, რადგან არეკვლის კოეფიციენტი Γ იცვლება 0-დან 1-მდე. სრულ არეკვლას შეესაბამება უსასრულოდ დიდი ρ . დატვირთვისთან იდეალურად შეთანხმებული რეჟიმი შეესაბამება შემთხვევას, როცა: $\rho = 1$.

შეთანხმებული რეჟიმის უზრუნველყოფა არის ერთ-ერთი ყველაზე მნიშვნელოვანი ამოცანა ზემოაღსანიშნულ ტექნიკაში .

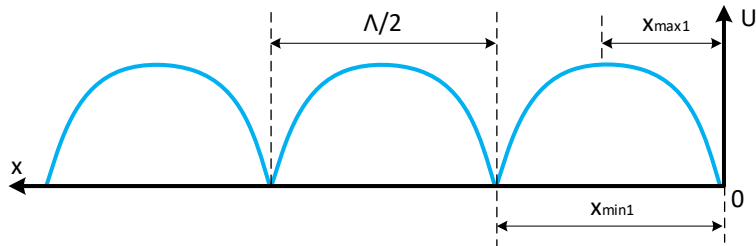
მდგარი ტალღის მინიმუმის წერტილების განსაზღვრა

გამზომი ხაზის გამოყენებისას უნდა განვსაზღვროთ მინიმუმების წერტილები. მინიმუმის წერტილების განსაზღვრისათვის ინდიკატორული ხელსაწყო ზონდი უნდა იყოს გადაადგილებული მდგარი ტალღის კვანძში X_{min1} (ნახ.49.1).

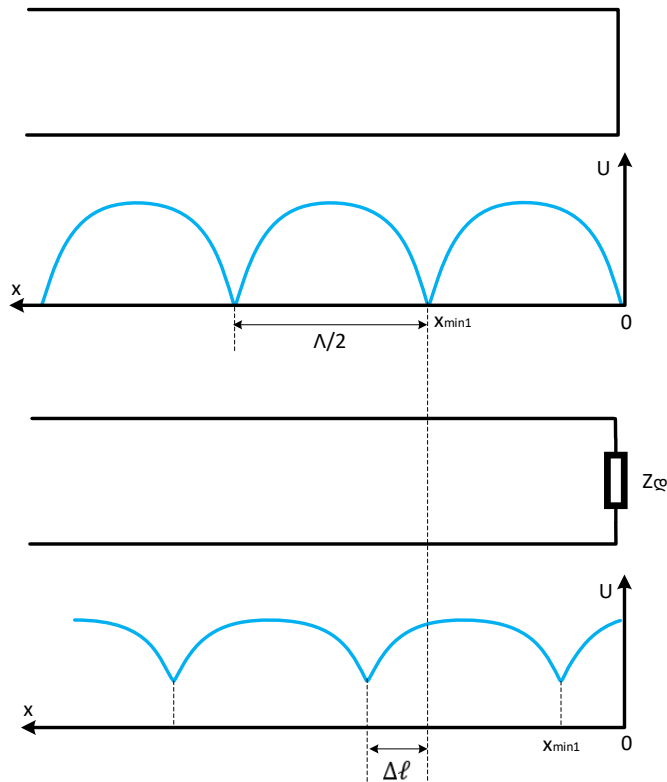
ორ მეზობელ მინიმუმსა ან მაქსიმუმს შორის მანძილი ყოველთვის უდრის ტალღის სიგრძის ნახევარს $\lambda/2$, მაგრამ X_{min1} მნიშვნელობა შეიძლება გავზომოთ უფრო დიდი სიზუსტით, ვიდრე X_{max1} მაქსიმუმები. ყველაზე გამოკვეთილი მინიმუმები არის მოკლე ჩართვის ან უქმი სვლის რეჟიმებში. ეს რეჟიმები უზრუნველყოფენ გაზომვების სიზუსტეს.

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები

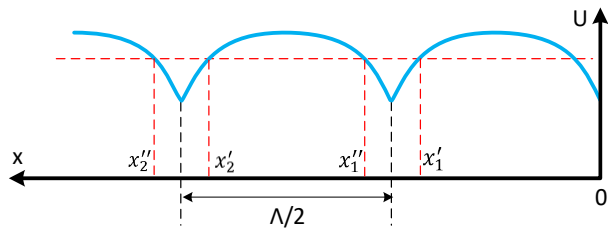
თუ შეუძლებელია X_{min1} გაზომვა, მაშინ ვზომავთ მდგარი ტალღის კვანძების წანაცვლებას. იგი იზომება მოკლე ჩართვის რეჟიმში, ხოლო შემდეგ ვიკვლევთ დატვირთვისას (ნახ.49.2): $X_{min1} = \ell$.



ნახ.49.1. გამზომ საზში მდგარი ტალღების მინიმუმის წერტილების და ტალღის სიგრძის განსაზღვრა



ნახ.49.2. მდგარი ტალღების კვანძების წანაცვლების განსაზღვრა



ნახ.49.3. ტალღის სიგრძის განსაზღვრა გამზომ საზში ორმაგი ათვლის მეთოდით

წანაცვლების ათვლას ვიწყებთ ნებისმიერი კვანძიდან გამზომი საზის მოკლე ჩართვის რეჟიმში. იზომება მანძილი უახლოეს კვანძამდე გენერატორის მიმართულებით.

თუ გამზომი საზის დატვირთვა ცნობილია, მაშინ რეკომენდებულია მინიმუმის მდებარეობის განსაზღვრა **ორმაგი ათვლის მეთოდით**, კერძოდ ნახ.49.3-ზე ნაჩვენები სქემის შესაბამისად.

არეკვლის კოეფიციენტის ფაზური კუთხე განისაზღვრება ფორმულით:

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები

$$\Gamma = |\Gamma|e^{j\phi_{\Phi}},$$

$$\phi_{\Phi} = \pi + \frac{4\pi}{\lambda}X_{min1} = \pi + \frac{4\pi}{\lambda}\ell, \quad (49.5)$$

სადაც, ℓ - არის მანძილი დატვირთვიდან პირველივე მინიმუმამდე (მდგარი ტალღის მინიმუმამდე).

ფაზური კუთხე უმჯობესია განსაზღვროთ არა მანძილით დატვირთვიდან პირველ მინიმუმამდე, არამედ მინიმუმთა $\Delta\ell$ წანაცვლებით. მინიმუმთა $\Delta\ell$ წანაცვლებას, ასევე მოკლე ჩართვის რეჟიმში ვზომავთ. $\Delta\ell$ - წანაცვლება ჩაითვლება დადებითად, თუ მოკლე ჩართვის რეჟიმში მინიმუმი, დატვირთვის რეჟიმში მინიმუმთან შედარებით წანაცვლებულია გენერატორისაკენ. წინააღმდეგ შემთხვევაში $\Delta\ell$ - ჩაითვლება უარყოფითად.

ტალღის სიგრძის განსაზღვრა გამზომ ხაზში

ტალღის სიგრძის განსაზღვრას გამზომ ხაზში ვახდენთ მდგარი ტალღების სურათის საშუალებით. თუ გამზომ ხაზს მივუერთებთ ნებისმიერ დატვირთვას, მაშინ მინიმუმების განსაზღვრა რეკომენდებულია ორმაგი ათვლის მეთოდით (იხ. ნახ.49.3) .

ტალღის სიგრძე ჩავწეროთ გამოსახულებით:

$$\Lambda = (x'_2 + x''_2) - (x'_1 + x''_1). \quad (49.6)$$

ათვლის დონე შეიძლება იყოს ნებისმიერი, მაგრამ გაზომვის სიზუსტე იზრდება, თუ ის მდებარეობს $U(x)$ მრუდის სიმრუდის არეში. კვადრატულ დეტექტორულ დიოდზე ამ წერტილს შეესაბამება დენი:

$$I_d \approx I_{d,min} \left(\frac{1 + \rho^2}{2} \right). \quad (49.7)$$

Λ -ტალღის სიგრძე შეფასოთ ანალიზურად. მაგალითად, საჭაერო ორმავეთულიანი და კოაქსიალური ხაზებისათვის ის ტოლია ჰაერში ტალღის სიგრძის:

$$\Lambda = \lambda = \frac{c}{f}, \quad (49.8)$$

როცა მავთულებს შორის მოთავსებულია ნივთიერება $\epsilon \neq 1$ დიელექტრიკული შეღწევალობით, მაშინ:

$$\Lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon}}, \quad (49.9)$$

სადაც, c - სინათლის სიჩქარეა, ხოლო f - გენერატორის სიხშირეა.

ჰაერით შევსებული მართკუთხა ტალღამტარისათვის, ტალღის სიგრძე განისაზღვრება ფორმულით:

$$\Lambda = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}, \quad (49.10)$$

სადაც, a - ტალღამტარის სიგანეა. აღსანიშნავია, რომ ამ შემთხვევაში $\Lambda > \lambda$. მართკუთხა ტალღამტარის ტალღური წინაღობა მოცემული ტიპის რხევებისათვის არის:

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები

$$Z_0 = \frac{\Lambda}{c} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Lambda}{2a}\right)^2}}. \quad (49.11)$$

დატვირთვის სრული წინაღობა

ვთქვათ, Z_0 ტალღური წინაღობის ხაზი დატვირთულია $Z_{\text{ღ}}$ წინაღობით. დავუშვათ, რომ დატვირთვაზე „დაცემულ“ ტალღას აქვს სახე: $U_{\text{დაც}} e^{-j\beta x}$ (x -ის დადებით მიმართულებას წარმოადგენს მიმართულება გენერატორიდან დატვირთვისაკენ), სადაც $\beta = 2\pi/\Lambda$ - გავრცელების მუდმივაა. დაბვა x -ის ნებისმიერ წერტილში წარმოადგენს დაცემული და არეკვლილი ტალღების ჯამს:

$$U(x) = U_{\text{დაც}} e^{-j\beta x} + U_{\text{არ}} e^{j\beta x}. \quad (49.12)$$

ანალოგიურად, ჩაიწერება გამოსახულება დენისათვის, იმის გათვალისწინებით, რომ არეკვლილ მდგენელს საწინააღმდეგო მიმართულება ექნება:

$$I(x) = \frac{1}{Z} (U_{\text{დაც}} e^{-j\beta x} - U_{\text{არ}} e^{j\beta x}). \quad (49.13)$$

ცხადია, დატვირთვის წინაღობა ჩაიწერება შემდეგი სახით:

$$Z_{\text{ღ}} = \frac{U(0)}{I(0)} = \frac{U_{\text{დაც}} + U_{\text{არ}}}{U_{\text{დაც}} - U_{\text{არ}}} Z_0 = \frac{1 + \frac{U_{\text{არ}}}{U_{\text{დაც}}}}{1 - \frac{U_{\text{არ}}}{U_{\text{დაც}}}} Z_0 = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} Z_0, \quad (49.14)$$

აქედან:

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{ღ}} - Z_0}{Z_{\text{ღ}} + Z_0}. \quad (49.15)$$

წინაღობა x - მანძილზე, დატვირთვიდან გენერატორისაკენ შეიძლება ასე გამოვთვალოთ:

$$Z_x = \frac{U(-x)}{I(-x)} = \frac{U_{\text{დაც}}(e^{j\beta x} + \Gamma e^{-j\beta x})}{U_{\text{დაც}}(e^{j\beta x} - \Gamma e^{-j\beta x})} Z_0 = \frac{e^{j\beta x} + \Gamma e^{-j\beta x}}{e^{j\beta x} - \Gamma e^{-j\beta x}} Z_0, \quad (49.16)$$

(49.16)-ში ჩავსვათ (49.15), მივიღებთ სრული წინაღობის სიდიდეს დატვირთვიდან ნებისმიერ x მანძილზე:

$$Z_x = Z_0 \frac{Z_{\text{ღ}} + jZ_0 \operatorname{tg}(\beta x)}{Z_{\text{ღ}} - jZ_0 \operatorname{tg}(\beta x)}, \quad (49.17)$$

x - არის მანძილი გამზომი ხაზის გასწვრივ დატვირთვიდან გენერატორისაკენ გაზომვის წერტილამდე.

ამ უკანასკნელი გამოსახულებიდან შესაძლოა ვიპოვოთ დატვირთვის წინაღობა, თუკი ვიცით ნებისმიერ x წერტილში წინაღობა:

$$Z_{\text{ღ}} = Z_0 \frac{Z_x + jZ_0 \operatorname{tg}(\beta x)}{Z_0 - jZ_x \operatorname{tg}(\beta x)}. \quad (49.18)$$

მდგარი ტალღის მინიმუმის წერტილში წინაღობა აღვნიშნოთ R_{\min} , რომელიც დაცემული და არეკვლილი ტალღების შეკრების თანახმად იქნება აქტიური წინაღობა და ჩაიწერება ფორმულით:

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრელები

$$R_{min} = \frac{U_{min}}{I_{min}} = \frac{Z_0(U_{დაც} - U_{არ})}{U_{დაც} + U_{არ}} = \frac{Z_0}{\rho}. \quad (49.19)$$

დავუშვებთ, რომ მდგარი ტალღის $x = \ell$ წერტილში: $R_{min} = Z_x$, მაშინ (49.18)-დან დატვირთვის $Z_{ღ}$ წინაღობა შეიძლება გამოვსახოთ მდგარი ტალღის ρ კოეფიციენტით:

$$Z_{ღ} = Z_0 \frac{1 - j\rho tg(\beta l)}{\rho - jtg(\beta l)} = Z_0 \frac{\rho(1 + tg^2(\beta l)) - j(\rho^2 - 1)tg(\beta l)}{\rho^2 + tg^2(\beta l)}. \quad (49.20)$$

(49.20) ფორმულა საშუალებას გვაძლევს გამოვთვალოთ დატვირთვის სრული წინაღობა მდგარი ტალღების ρ კოეფიციენტის და მინიმუმის წერტილის ℓ მდგომარეობით.

(49.20) გამოსახულებიდან გამოვყოთ $R_{ღ}$ აქტიური (რეალური) და $X_{ღ}$ რეაქტიული (კომპლექსური) მდგენელები:

$$Z_{ღ} = R_{ღ} + jX_{ღ},$$

$$R_{ღ} = Z_0 \frac{\rho(1 + tg^2(\beta l))}{\rho^2 + tg^2(\beta l)}, \quad (49.21)$$

$$X_{ღ} = -Z_0 \frac{(\rho^2 - 1)tg(\beta l)}{\rho^2 + tg^2(\beta l)}. \quad (49.22)$$

სადაც, $\beta = 2\pi/\Lambda$ - გავრცელების მუდმივაა; $\beta\ell$ - ფაზური კუთხეა; Z_0 - ხაზის ტალღური წინაღობაა; Λ - ტალღის სიგრძეა ტალღამტარში; ρ - მდგარი ტალღების კოეფიციენტი.

დატვირთვის სრული წინაღობის მოდული შეიძლება გამოვიანგარიშოთ ფორმულით:

$$|Z_{ღ}| = \sqrt{R_{ღ}^2 + X_{ღ}^2} = Z_0 \sqrt{\frac{[1 + \rho^2 tg^2(\beta l)][\rho^2 + tg^2(\beta l)]}{[\rho^2 + tg^2(\beta l)]^2}} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + \rho^2 tg^2(\beta l)}{\rho^2 + tg^2(\beta l)}}. \quad (49.23)$$

წრიული დიაგრამა (სმიტის დიაგრამა)

გადამცემ ხაზებთან დაკავშირებული პრობლემების გადაწყვეტა ხშირად უფრო მოსახერხებელია გრაფიკული მეთოდებით. შესაძლებელია მარტივად გამოვიყენოთ გრაფიკული ინფორმაცია საჭირო სიდიდეებს შორის თანაფარდობის დასადგენად.

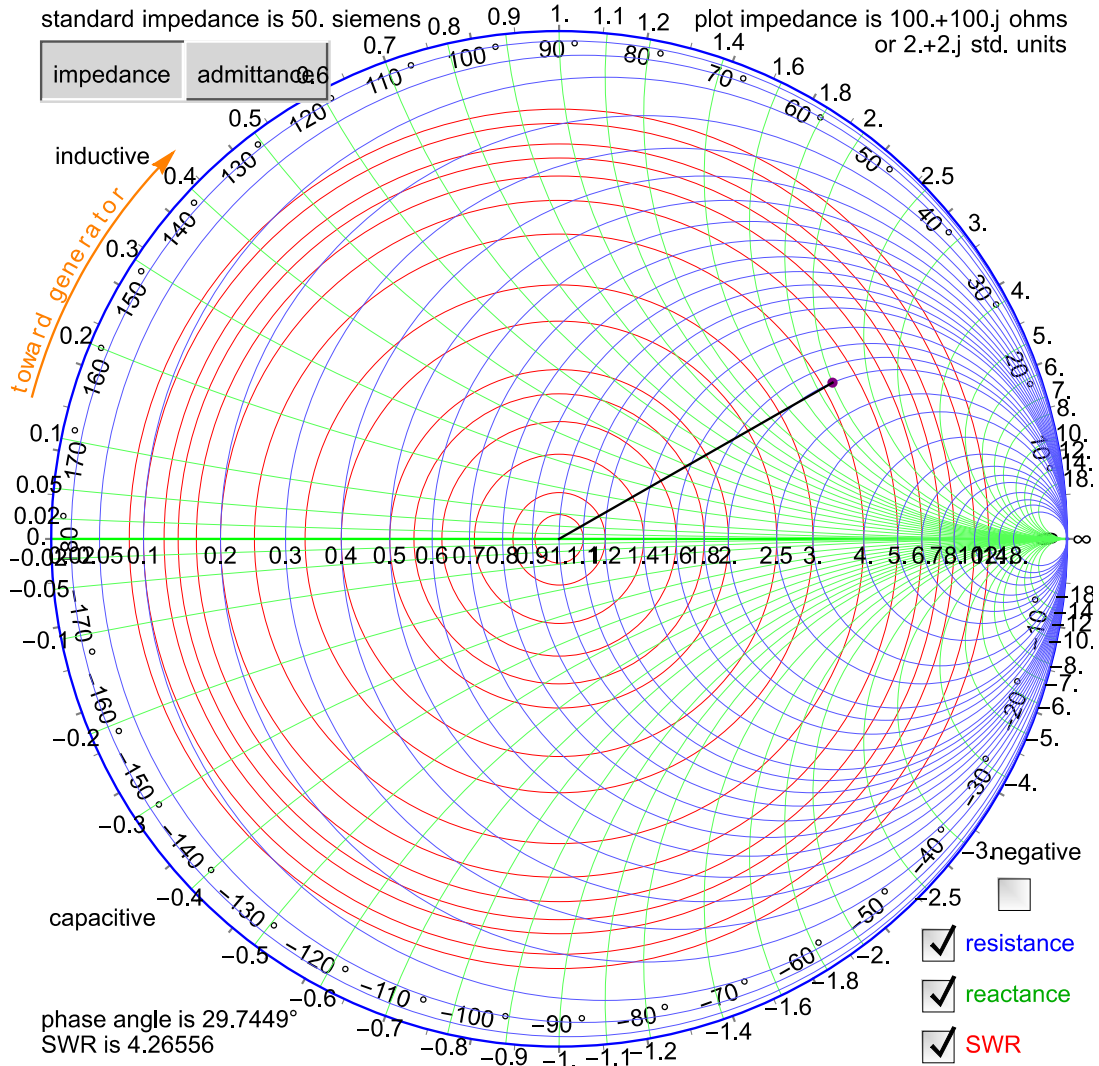
გრძელ ან რაც იგივეა გავრცელებულ პარამეტრებიან წრელებში სრული წინაღობის გამომსახველი რიგი გრაფიკული მეთოდი არსებობს, თუმცა გამოვყოფდით ერთ-ერთ მათგანს, რამე თუ ის შედარებით ფართოდ გამოიყენება - ეს არის ნახევარსფერული კოორდინატების დიაგრამა, რომელსაც **წრიული დიაგრამა ეწოდება**.

მდგარი ტალღების ρ - კოეფიციენტის და $\beta\ell$ - კომპლექსური წინაღობის ფაზური კუთხის მიხედვით შესაძლებელია ძალიან მარტივად და, რაც მთავარია, საკმარისად ზუსტად განსაზღვრული იქნას კავშირი მათ შორის. წრიული დიაგრამა პირველად შემოთავაზებული იქნა ამერიკელი მეცნიერის **ფ.ხ. სმიტის** მიერ. წრიულ დიაგრამას ზოგიერთ ლიტერატურაში **სმიტის დიაგრამის** სახელწოდებით მოიხსენებენ ([იხ.დანართი 4](#)).

წრიული დიაგრამა წარმოადგენს რამდენიმე კონცენტრულ წრეწირს (ნახ.49.4), რომლებიც სხვადასხვა ფიზიკურ სიდიდეს შეესაბამება. დიაგრამა მოიცავს ორთოგონალურ წრეთა ორ ოჯახს, რომლებიც წარმოადგენენ ნორმირებულ აქტიურ და რეაქტიულ წინაღობებს: $R/Z_0 = const$, $X/Z_0 = const$. ნორმირებული აქტიური წინაღობა წარმოდგენილია ლურჯი კონცენტრული წრეწირების სახით,

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრეები

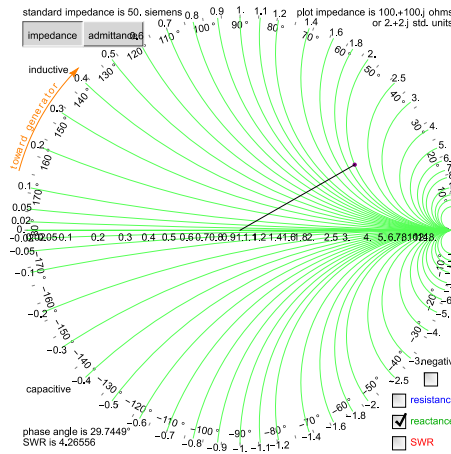
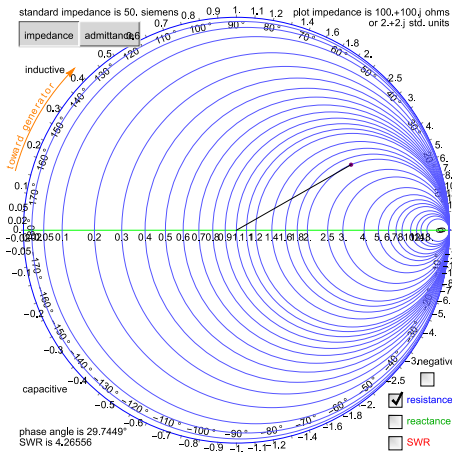
რომლის სათავეც ნულოვან წინაღობას შეესაბამება და იზრდება უსასრულობამდე. ნორმირებული აქტიური წინაღობის წრეებს აქვს რადიუსი: $\frac{1}{1+R}$ (ნახ.49.5. ა), ხოლო ნორმირებული რეაქტიული წინაღობა წარმოდგენილია მწვანე კონცენტრული წრეწირის (რკალების) ნაწილების სახით. ჰორიზონტალური მწვანე ხაზი შეესაბამება ნულოვან რეაქტიულ წინაღობას. წირები ეხება ნულოვანი რეაქტიული წინაღობის წრფეს და ეხება წერტილებს უსასრულო წინაღობით. (ნახ.49.5. ბ). რაც შეეხება მდგარი ტალღის კოეფიციენტს, მას შეესაბამება წითელი კონცენტრული წრეწირები, რომლის ცენტრიც მოთავსებულია გენერატორისა და დატვირთვის შორის, შესაბამისად, წრიული დიაგრამის ცენტრში. ამ წირების რადიუსებია: $\frac{\rho-1}{\rho+1}$, სადაც $\rho \geq 1$ მდგარი ტალღის კოეფიციენტი (ნახ.49.5. გ).



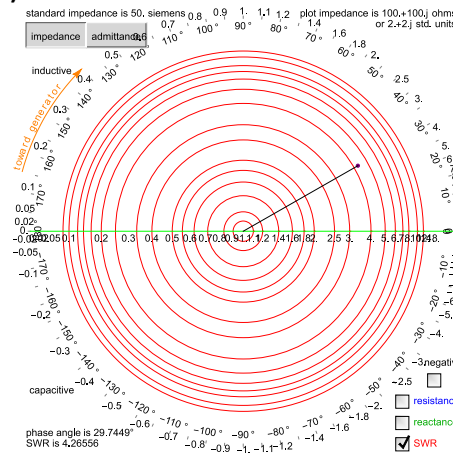
ნახ.49.4. წრიული დიაგრამა მბრუნავი სახაზავით. მდგარი ტალღის კოეფიციენტი (SWR²³): $\rho = 4.26556$, ფაზური კუთხე (Phase angle): $\beta l \approx 29.7^\circ$, ნორმირებული აქტიური წინაღობა: $\frac{R}{Z_0} = 0.7$, ნორმირებული რეაქტიული წინაღობა: $\frac{X}{Z_0} = 0.7$, $R = 100$ ომი, $X = 100$ ომი, $Z_0 = \sqrt{R^2 + X^2} \approx 144$ ომი

²³ მდგარი ტალღის კოეფიციენტი - SWR (Standing Wave Ratio), განისაზღვრება (49.1) ფორმულით.

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედები



ა)



ბ)

გ)

ნახ.49.5. ა) ნაჩვენებია მხოლოდ ნორმირებული აქტიური წინაღობის წირები: $R/Z_0 = const$, ბ) ნაჩვენებია მხოლოდ ნორმირებული რეაქტიული წინაღობის წირები: $X/Z_0 = const$, გ) ნაჩვენებია მხოლოდ მდგარი ტალღის კოეფიციენტის წირები: $\rho = const$

ნახ.49.4-ზე წარმოდგენილია ყველა კონცენტრული წრეწირი. ფაზური კუთხე βl აითვლება წრიული დიაგრამის ცენტრიდან, საათის ისრის საწინააღმდეგო მიმართულებით.

გენერატორისაკენ მიმართული ნარინჯისფერი ისარი მიუთითებს იმაზე, თუ როგორ გავლენას ახდენს გენერატორის მიმართ ხაზის შორეულ ბოლოში დატვირთვის იმპედანსი გადამცემი ხაზის მეორე, ახლო ბოლოზე. რადგან სიგნალი მიდის გენერატორიდან შორეულ ბოლოში, ხოლო შემდეგ ბრუნდება გადამცემისაკენ (გენერატორისაკენ), ამიტომ ხაზის სიგრძე იზომება გადასაცემი სიგნალის ტალღის სიგრძით, რომელიც შეიძლება წარმოდგენილი იქნას ტალღის ფარდობითი სიჩქარით. მაგალითად, ვაკუუმში ტალღის ფარდობითი სიჩქარე 1-ის ტოლია, ჰაერში ძალიან ახლოსაა ერთთან, ხოლო ტიპურ კოაქსიალურ სადენებში დაახლოებით 0.7-ია. ამიტომაც, ასეთი კოაქსიალური ხაზის შორეული ღია ბოლო (დატვირთვის გარეშე) გენერატორის მიერ აღიქმება, როგორც მოკლე ჩართვა.

ნორმირებული წინაღობების გამოყენება საშუალებას გვაძლევს გამოვიყენოთ დიაგრამა სრული წინაღობის განსაზღვრისათვის, წრედში ჩართული გრძელი ხაზებისათვის (ტალღური წინაღობის ნებისმიერი მნიშვნელობისათვის). შედარებით დიდ ან გარე წრეებზე საათის ისრის მიმართულებით გადაზომილია უგანზომილებო სიდიდე l/λ , რომელიც ფაზური კუთხის პროპორციულია, ხოლო მცირე წრეებზე იგივე სიდიდეა გადაზომილი, ოდონდ საათის ისრის საწინააღმდეგო მიმართულებით.

თავი X. გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრეები

გამჭვირვალე სახაზავის მოძრაობის მიმართულება (ჩვენს შემთხვევაში, მას შეესაბამება შავი წრფე დიაგრამის ცენტრიდან კონკრეტულ წერტილამდე იხ.ნახ.49.4 ან ნახ.49.5) შეირჩევა შემდეგნაირად: თუ მოკლე ჩართვის რეჟიმში მინიმუმი, დატვირთვის რეჟიმში მინიმუმთან შედარებით წანაცვლებულია გენერატორისკენ, მაშინ გამჭვირვალე სახაზავის ბრუნვის მიმართულება შეესაბამება საათის ისრის ბრუნვის მიმართულებას (მაგალითად ინდუქციური გამტარის შემთხვევაში დადებითია), წინააღმდეგ შემთხვევაში საათის ისრის საწინააღმდეგო მიმართულებით უნდა ვაბრუნოთ (მაგალითად, ტევადური გამტარის შემთხვევაში უარყოფითია).

ნორმირებული რეაქტიული X/Z_0 წინაღობა დიაგრამის ქვედა ნაწილში - უარყოფითია, ხოლო ზედა ნაწილში კი დადებითია. $R/Z_0 = 1$ წერტილი შეესაბამება დიაგრამის ცენტრს.

პრაქტიკაში, წრიული დიაგრამით სარგებლობისას, გაზომვებს ატარებენ გამჭვირვალე სახაზავით (ჩვენს შემთხვევაში, როგორც აღვნიშნეთ, სახაზავი ჩანაცვლებულია შავი მბრუნავი წრფით), რომლის ქვედა ბოლო დამაგრებულია $R/Z_0 = 1$ ცენტრში, სახაზავზე დატანილია მდგარი ტალღის ρ კოეფიციენტის და $|\Gamma|$ არეკვლის კოეფიციენტის მნიშვნელობები.

ამ წრეებით აითვლიან მდგარი ტალღების კოეფიციენტს და არეკვლის კოეფიციენტის მოდულის მნიშვნელობებს. ნორმირებული აქტიური წინაღობის სკალა მოთავსებულია 0-დან 1-მდე ინტერვალში, ის ამავდროულად წარმოადგენს არეკვლის $|\Gamma|$ კოეფიციენტის სკალას, არათანაბარი სკალა 1-დან ∞ -მდე ინტერვალში კი - შეესაბამება მდგარი ტალღის ρ კოეფიციენტს.

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები

§50. ოპტიკური გამოსახულების გადაცემისა და მიღების პრინციპები

ტელეხედვა ეწოდება ტექნიკის დარგს, რომელიც უზრუნველყოფს ოპტიკური გამოსახულების მიღება-გადაცემას რადიოტექნიკური მოწყობილობების დახმარებით. დღეისათვის არსებული კავშირის ხაზები - რადიო-სარელეო სადენები და კოსმოსური კავშირგაბმულობის სისტემები საშუალებას იძლევა გადაიციოს ტელეგადაცემა პრაქტიკულად ნებისმიერ მანძილზე.

ტელეხედვაში გადაცემის მანძილის გადიდებაში მნიშვნელოვანი როლი შეასრულა კავშირგაბმულობის ოპტიკური სისტემების შექმნამ, რომლებიც უზრუნველყოფს სხვადასხვა ხელოვნური თანამგზავრების საშუალებით ტელეგადაცემების მიღება-გადაცემას.

ტელეტექნიკა გამოიყენება სამეცნიერო კვლევებში, მრეწველობაში, ტრანსპორტსა და სხვა მრავალ სფეროში. იგი დიდ როლს ასრულებდა და ასრულებს კოსმოსური სივრცის ათვისებაში.

გამოსახულების გადაცემის პროცესი მოიცავს გადამცემი სადგურის მიერ გადაცემული ოპტიკური გამოსახულების - **მს**-დ გადაქცევის პროცესს. ოპტიკური გამოსახულების გარდაქმნას ვიდეოსიგნალად, მიმღებ პუნქტამდე გადაცემას და, პირიქით, ვიდეოსიგნალიდან ოპტიკური გამოსახულების აღდგენას სწავლობს სწორედ ტელეხედვა.

რადგან ობიექტის ყოველ $M(x, y, z)$ წერტილში, დროის მოცემულ t მომენტში გვაქვს გარკვეული სიკაშკაშე და ფერი, ამიტომ M წერტილზე სრული ინფორმაციის მიღებისათვის აუცილებელია ამ წერტილის მახასიათებელი ყველა პარამეტრის გადაცემა. რა თქმა უნდა, პარამეტრების რიცხვი საკმაოდ დიდია და, შესაბამისად, მათი გადაცემაც ერთ-ერთ რთულ ამოცანას წარმოადგენს.

გადაცემული გამოსახულება აღიქმება თვალის მიერ, ამიტომ ტელეხედვაში მიმღები მოწყობილობის აგება ემყარება ადამიანის თვალის თვისებებს. კერძოდ: ადამიანის თვალს ახასიათებს კუთხური მანძილის განსაზღვრული დასაშვები ზღვარი. ოპტიმალური განათების და კონტრასტისას ორი ელემენტი, რომელთა შორისაც მანძილი $1'$ -ზე (მინუტი) ნაკლები არ არის დასაშვები, ე.ი. თვალი ასეთ ობიექტებს აღიქვამს, როგორც ერთიანს - შერწყმულს. ამიტომ გამოსახულება უნდა დაიყოს სასრული რაოდენობის ელემენტებად. თუ თითოეული ელემენტის ზომა $1'$ რიგისაა, მაშინ თვალი ვერ ამჩნევს შემადგენელ სტრუქტურას და გამოსახულება აღიქმება, როგორც ერთი მთლიანი. ადამიანი ვერ ამჩნევს ორ სურათს შორის განსხვავებას, თუ მათ შორის გადაადგილება მცირეა. თვალის ეს თვისება საფუძვლად უდევს მოძრავი საგნების ოპტიკური გამოსახულებების გადაცემა - მიღებას. მდორე მოძრაობების გადასაცემად საჭიროა გამოსახულების გადაცემის სიხშირე გაიზარდოს. მოძრავი ობიექტის გამოსახულების გადასაცემად გადაცემის სიხშირე არანაკლებ 25 ჰც-ს უნდა შეადგენდეს, რათა საგნის მოძრაობის ეფექტი თვალის მიერ უწყვეტად იქნას აღქმული.

§51. ფერადი ხედვის არსი

ფერადი ხედვის არსი მდგომარეობს იმაში, რომ ადამიანის თვალი ფერების გარჩევას ახდენს თვალის ბადურის შემადგენელი კომპონენტის, მხედველობის რეცეპტორების კოლბებისა და ჩხირების საშუალებით. არსებობს სამი სახის კოლბები. ერთნი რეაგირებენ ლურჯ ($\lambda_{\text{ლ}} = 0.470$ მკმ), მეორენი მწვანე ($\lambda_{\text{მწ}} = 0.532$ მკმ) და მესამენი კი წითელ ($\lambda_{\text{წ}} = 0.615$ მკმ) ფერებზე. ობიექტიდან არეკვლილი სინათლის ნაკადი ადაგზნებს რეცეპტორებს. ცხადია, ამ დროს სხვადასხვა რეცეპტორი სხვადასხვა-ნაირად აღიგზნება. სამივე ფერის რეცეპტორი აგზნების ხარისხის მიხედვით გვადლევს ამა თუ იმ ფერის შეგრძნებას. მაგალითად, წითელი და მწვანე ფერების ერთობლიობას თვალი აღიქვამს, როგორც ყვითელ ფერს. სხვადასხვა პროპორციით წითელი, მწვანე და ლურჯი ფერების შერევა შეიძლება იძლეოდეს ყველა დასაშვებ შეფერილობას. განსხვავებული პროპორციით წითელი, მწვანე და ლურჯი ფერების შერევა გვადლევს თეთრ ფერს, კერძოდ:

$$E = 0.3 E_{\text{წ}} + 0.59 E_{\text{მწ}} + 0.11 E_{\text{ლ}}. \quad (51.1)$$

ფერადი ხედვა შეზღუდულია, რის გამოც, მცირე ზომის ფერადი დეტალები ერთმანეთისაგან აღიქმება, როგორც რუხი შეფერილობის ობიექტები. ამიტომ ფერადი გადაცემისას შეიძლება შევამციროთ სიხშირეთა ზოლი გამოსახულების ფერებზე ინფორმაციის გადასაცემად.

თვალს ახასიათებს მხედველობითი ინერციულობა, ე.ი. თვალი აგრძელებს საგნის ხედვას მისი გაქრობიდან გარკვეული დროის შემდეგაც. მხედველობითი მეხსიერების დრო დამოკიდებულია წყაროს სიკაშკაშეზე. საშუალო სიკაშკაშის ტელეეკრანებისათვის მხედველობითი მეხსიერება შეადგენს 0.02 წმ-ს. ე.ი. თუ ერთი მეორის მიყოლებით ვაჩვენებთ საგნის ყველა ელემენტს 0.02 წამის განმავლობაში, მაშინ თვალი ვერ შეამჩნევს ელემენტების ცვლილებას. ადამიანს რჩება შთაბეჭდილება, რომ ყველა გამოსახულება ნახა ერთდროულად. თვალის ამ თვისების გამო შესაძლებელი გახდა ტელეხედვისას გამოსახულება გადაიცეს ელემენტებით და ამ პროცესს - **გამოსახულების გამლა** ეწოდება. გამოსახულების გამლა ტელეხედვის ერთ-ერთი პრინციპია. გამოსახულების გამლის წყალობით შესაძლებელია შემცირდეს არხების რიცხვი კავშირის სისტემებში, ე.ი. შემცირდეს გადამცემი და მიმღები მოწყობილობების ზომები.

§52. გამოსახულების გამლა

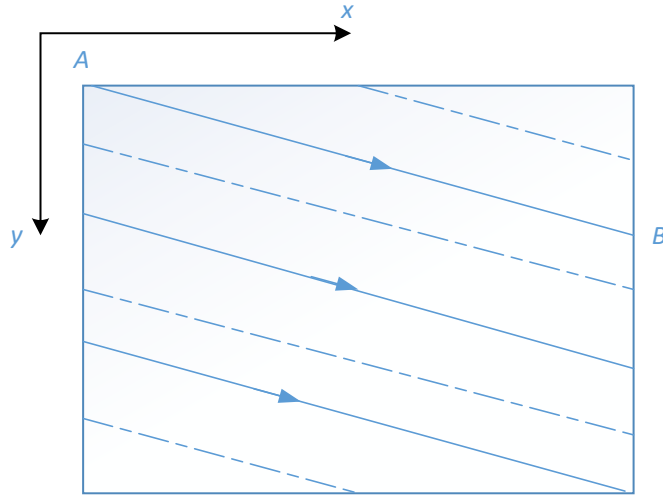
გამოსახულების ელემენტებზე ინფორმაციის დიდი სიჩქარით გადაცემისას შეუძლებელია მექანიკური მოწყობილობების გამოყენება, რადგან მათ გააჩნიათ დიდი ინერციულობა. ტელეხედვაში გამოსახულების გამლისათვის გამოიყენება ელექტრონული გადამრთველები, რომლებიც პრაქტიკულად არაინერციულია.

გამოსახულების გამლის პროცესი მდგომარეობს ელექტრონული სხივის პერიოდულ მოძრაობაში. სხივი ტელემილაკში ან კინესკოპში, მარცხნიდან მარჯვნივსა და ამავე დროს ზემოდან ქვემოთ პერიოდულ გადახრას ასრულებს.

ნახ.50.1.-ზე ნაჩვენებია სხივის მარცხნიდან მარჯვნივ მოძრაობა AB წრფის გასწვრივ. ამ წრფის გასწვრივ წარმოებს გამოსახულების გადაცემა (აღდგენა). უკუსვლისას გამოსახულება არ გადაიცემა (შესაბამისად, არ აღდგება). ბოლო პერიოდის ტელეხედვის სისტემებში ადგილი აქვს გამოსახულების თანაბარ გამლას, როცა სხივის პირდაპირი მიმართულებით მოძრაობის სიჩქარე მუდმივია. სხივის გადახრა ხდება მაგნიტური ან ელექტრული ველის საშუალებით, რომლებსაც გამოიმუშავენ გამლის

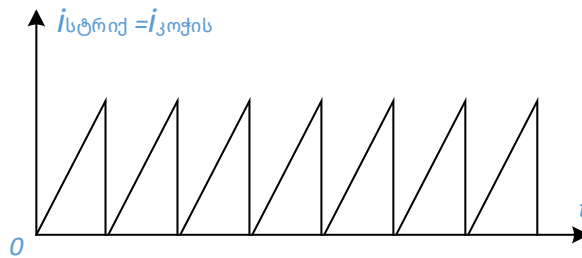
თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები

გენერატორი (სტრიქონული და კადრული). თანაბარი გამლა იძლევა გამოსახულების მცირე დამახინჯებას, თუმცა მარტივია მისი განხორციელება ტექნიკური თვალსაზრისით. ელექტრული სხივის მოძრაობას x ღერძის გასწვრივ უწოდებენ **სტრიქონულ გამლას**, ხოლო y - ღერძის გასწვრივ სტრიქონთა ერთობლიობას k - **კადრულ გამლას**. სტრიქონთა ერთობლიობას, რომელიც მიიღება კადრის გადაცემის დროს, როცა არ არსებობს გამოსახულება უწოდებენ **რასტრს - სავარცხელს**.



ნახ.52.1. გამოსახულების გამლის პროცესი კინესკოპში

ტელეხედვაში შედარებით უფრო გავრცელებულია სტრიქონთაშორისი გამლა, რომლის დროსაც ჯერ გაიშლება კადრის ყველა კენტი სტრიქონი, ხოლო შემდეგ ლუწი სტრიქონი. ერთი სრული კადრი შედგება ორი ნახევარკადრისაგან. ნახ.52.1.-ზე წარმოდგენილია რასტრი - სავარცხელი, რომელიც შედგება სტრიქონთა მცირე რიცხვისაგან. ნახაზზე სხივის უკუსვლის დრო არ არის გათვალისწინებული, რადგან იგი რამდენადმე ნაკლებია სხივის პირდაპირი მიმართულებით სვლის დროზე. კერძოდ, სტრიქონული გამლისას იგი შეადგენს სხივის პირდაპირი სვლის დროის 10-18%, ხოლო კადრული გამლისას 5-8%-ს.



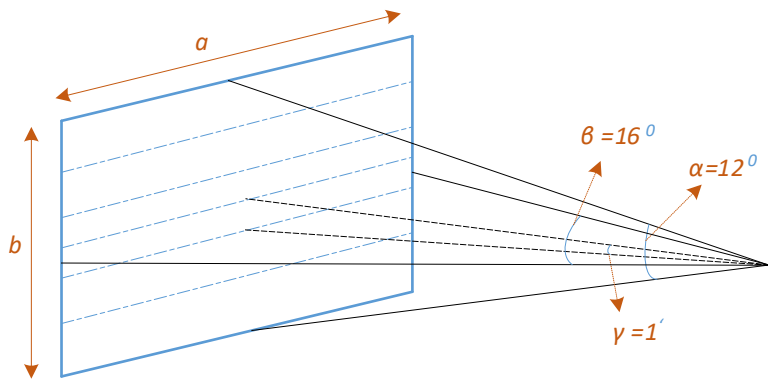
ნახ.52.2. სტრიქონისა და კოჭას დენების დროზე დამოკიდებულება

ნახ.52.2.-ზე ნაჩვენებია კოჭას დენის დროზე დამოკიდებულება. ასეთივეა სტრიქონის დენის დროზე დამოკიდებულებაც. ეს დენები ქმნის მაგნიტურ ველს, რომელიც გადახრის ელექტრულ სხივს. იმისათვის, რომ განხორციელდეს ერთნაირი თანმიმდევრობის მიღება და გადაცემა, აუცილებელია მიმღები და გადამცემი მოწყობილობების გამლის გენერატორების სინქრონიზება. ელექტრული სხივების მოძრაობის სინქრონიზების მიზნით იყენებენ **მასინქრონიზირებელ იმპულსს**. მასინქრონიზებელი იმპულსის გამოშვება ხდება გადამცემში და ახდენს გადამცემის გამლის გენერატორის სინქრონიზებას.

§53. ტელეგამოსახულების ძირითადი პარამეტრები

კადრის ფორმატი უნდა აკმაყოფილებდეს საუკეთესო ხედვის პირობებს. თვალი აღიქვამს სივრცის გარკვეულ სექტორს. დადგენილია, რომ საუკეთესო ხედვის ველი განისაზღვრება გარკვეული კუთხური ზომებით. კერძოდ, ვერტიკალურად 12° და ჰორიზონტალურად 16° . კუთხის გადიდებისას მხედველობა მცირდება. ვერტიკალური მიმართულებით საუკეთესო ხედვის კუთხე (12°) შეესაბამება მანძილს, რომელიც საგნის გამოსახულების ზომებს 5-6-ჯერ აღემატება.

კადრის სიმაღლე მთელი გამოსახულების ოპტიმალური ხედვის საშუალებას უნდა იძლეოდეს, ამიტომ კადრის ფორმატს ტელეხედვაში ისე არჩევენ, რომ დაცული იყოს თანაფარდობა $a : b = 4 : 3$. სწორედ ასეთი ფორმატი გვხვდება კინოშიც (53.1.).



ნახ.53.1. კინოში ეკრანის ფორმატის შერჩევა. საუკეთესო ხედვის უზრუნველყოფა

გამოსახულებების ელემენტების რიცხვი ისეთი უნდა იყოს, რომ თვალი ვერ ამჩნევდეს გამოსახულების მოზაიკურობას, ე.ი. სტრიქონული სტრუქტურა არ უნდა ჩანდეს. რადგან ადამიანის ნორმალური თვალის კუთხური გარჩევისუნარიანობა ოპტიმალური განათების და სიკაშკაშისას $1'$ -ია, ამიტომ სტრიქონების კუთხური ზომა სწორედ $1'$ -ის მახლობლობაში უნდა იყოს. სტრიქონების რიცხვი ამ დროს გამოიანგარიშება ფორმულით:

$$Z = \frac{\alpha}{\gamma} = \frac{12 \cdot 60'}{1'} = 720 .$$

იმისათვის, რომ სიკაშკაშის ციმციმი ეკრანზე შეუმჩნეველი იყოს, გამოსახულების ცვლილების სიხშირე არ უნდა იყოს 50 ჰც-ზე ნაკლები. სტრიქონთმორისი გამლისას შესაძლებელია კადრის ცვლილების სიხშირე ორჯერ ნაკლები იყოს და შეადგენდეს არანაკლებ 25 ჰც-ს. როცა სტრიქონთა რიცხვი 800-ია, სიმკვეთრე დაახლოებით 96%-ია. აღსანიშნავია, რომ გამოსახულების რეალური სიმკვეთრე დამოკიდებულია მიმღების მუშაობაზე და განისაზღვრება სპეციალური საცდელი ცხრილით.

ამრიგად, თუ გავითვალისწინებთ, რომ ერთ წამში გადის 25 კადრი და ყოველი კადრი შეიცავს 800 სტრიქონს, მაშინ გამოსახულების სიხშირე განისაზღვრება მათი ნამრავლით. ე.ი. $f = 25 \cdot 800 = 20000$ ჰც. ერთი გამლის ხანგრძლივობა უკუსვლასთან (სტრიქონული გამლის პერიოდი) ერთად შეადგენს 64 მკმ-ს (მიკრომეტრი).

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები

კინესკოპის ეკრანზე გამოსახულების სიკაშკაშე უნდა იყოს ოპტიმალური. ასევე, ოპტიმალური უნდა იყოს კონტრასტულობა. კონტრასტულობა განისაზღვრება სიკაშკაშის მაქსიმალური და მინიმალური მნიშვნელობების შეფარდებით: B_{max}/B_{min} ²⁴. რაც უფრო დიდია ეს ფარდობა მით უკეთესია გამოსახულების კონტრასტულობა. აღსანიშნავია, რომ კინესკოპებისათვის ეს შეფარდება არანაკლებ 30-ია.

§54. ვიდეოკონი. ოპტიკური გამოსახულების გარდაქმნა ვიდეოსიგნალად

ვიდეოკონი²⁵ წარმოადგენს სატელევიზიო მილს ელექტროგამტარი სამიზნით (იგივე ფოტოწინალობა). ვიდეოკონის ფოტოკათოდზე (სამიზნეზე) საგნის გამოსახულებიდან არეკვლილი სინათლის ზემოქმედებით გროვდება ელექტრული მუხტები და იცვლება ფოტოკათოდის ცალკეული არის წინალობა. იქმნება ზედაპირები, რომლებზედაც ელექტრული პოტენციალი თანაბრად განაწილებული. პრაქტიკულად ვიდეოკონის საშუალებით შესაძლებელია ოპტიკური გამოსახულება გარდაქმნა ვიდეოსიგნალად. პირველად ასეთი მილის იდეა შემოთავაზებული იქნა 1925 წელს ა.ჩერნიშევის მიერ, თუმცა პირველი მათი გამოშვება დაიწყო 1950 წლიდან. სამიზნეს როლში ვიდეოკონში გვევლინება დაახლოებით 5 მკმ სისქის ნახევარგამტარული ნივთიერების ფენა.

გადამცემ ტელემილაკში გამოსახულება გარდაქმნება ვიდეოსიგნალად. ეს გარდაქმნა ორი პროცესისაგან შედგება:

1. **ოპტიკური გამოსახულების გარდაქმნა ელექტრულ გამოსახულებად,**
2. **ელექტრული გამოსახულების გარდაქმნა ელექტრულ სიგნალად - ვიდეოსიგნალად.**

ოპტოელექტრული გარდაქმნა ხორციელდება ფოტოეფექტის მოვლენის ხარჯზე და გამოსახულების ელექტრული გაშლის გზით. გადაცემული გამოსახულების ხარისხი დამოკიდებულია გადამცემი მილაკის მგრძობელობაზე და მის დასაშვებ უნარზე. გარდა ამისა, იგი დამოკიდებულია გადამცემი მილაკის სპექტრულ მახასიათებლებზე. მილაკის მგრძობელობა ფასდება მისი ფოტომგრძობიარე ელემენტის განათებულობით, რომლის დროსაც მილაკის გამოსავალზე მიიღება სიგნალის დამახინჯების განმსაზღვრელი სიდიდე. სინათლის ამპლიტუდური მახასიათებელი განსაზღვრავს ვიდეოსიგნალის დამოკიდებულებას ფოტოელემენტის განათებულობაზე. სხვა სიტყვებით რომ ვთქვათ, იგი განსაზღვრავს განათებულობის დიაპაზონს, რომელიც აუცილებელია მილაკის ნორმალური მუშაობისათვის.

სპექტრული მახასიათებელი (ვიდეოსიგნალის ძაბვის დამოკიდებულება დაცემული სიგნალის ნაკადის ტალღის სიგრძეზე) ასახავს გადამცემი მილაკის მუშა სპექტრულ არეს. მილაკების ხარისხობრივი მაჩვენებლები სხვადასხვაა. ისინი განისაზღვრება რიგი ფაქტორებით, ესენია:

- შუქმგრძობიარე ნივთიერების გვარობა,
- მილაკის მოქმედების ფიზიკური პრინციპი.

მაგალითად, ერთი სახის მილაკებში, როგორცაა კინესკოპი, **სუპერორტიკონი**²⁶ და სხვ. გამოიყენება გარე ფოტოეფექტის მოვლენა, რომლის დროსაც იცვლება ნახევარგამტარის გამტარობა განათებულობის ცვლილების მიხედვით. მეორე სახის, შედარებით მოდერნიზებულ მილაკებში გამოიყენება

²⁴ Brightness - სიკაშკაშე

²⁵ ლათინურიდან Video - ვხედავ, eikon - გამოსახულება.

²⁶ **სუპერორტიკონი** - გადამცემი სატელევიზიო მილი მუხტის დაგროვების შესაძლებლობით. ფოტოკათოდიდან გამოსახულების გადატანა ორმხრივ სამიზნეზე. ის იყო ყველაზე გავრცელებული გადამცემი სატელევიზიო მილი

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები

მუხტის დაგროვების პრინციპი. ეს პრინციპი ეფუძნება ფოტომგრძობიარე ფენის ტევადობას და გამოსახულების ელექტრულად გაშლას. კადრის გადაცემის T_k დროის განმავლობაში სამიზნის ყოველ ელემენტზე გარე ფოტოეფექტის საფუძველზე გროვდება q_i მუხტი, რომელიც პროპორციულია სინათლის Φ_i ნაკადის და T_k დროის.

ზოგად შემთხვევაში, ფოტოფირფიტის სხვადასხვა ელემენტი სხვადასხვაგვარად ნათდება, ამიტომ სამიზნეზე ფორმირდება პოტენციური რელიეფი (ელექტრული გამოსახულება):

$$q(x, y) = f[\Phi(x, y)]. \quad (54.1)$$

ელექტრული სხივი ათანაბრებს პოტენციურ რელიეფს, ე.ი. სამიზნის ყველა ელემენტის პოტენციული მიჰყავს გარკვეულ მნიშვნელობამდე. ამ დროს დატვირთვის R_H წინააღობაზე, რომელიც მილაკშია მოთავსებული წარმოიქმნება ვიდუოიმპულსის დაბვა:

$$u = \frac{\varepsilon \Phi_i T_k}{\tau_i} R_H, \quad (54.2)$$

სადაც u - ვიდუოიმპულსის საშუალო დაბვაა, τ_i - კომუტაციის დროა, ε - ფოტოგარდამქმნელი ელემენტის მგრძობელობაა. მყისიერი მოქმედების მილაკში, რომელსაც არ გააჩნია მუხტის დამგროვებელი ტევადობა, ვიდუოიმპულსის დაბვა განისაზღვრება ფორმულით:

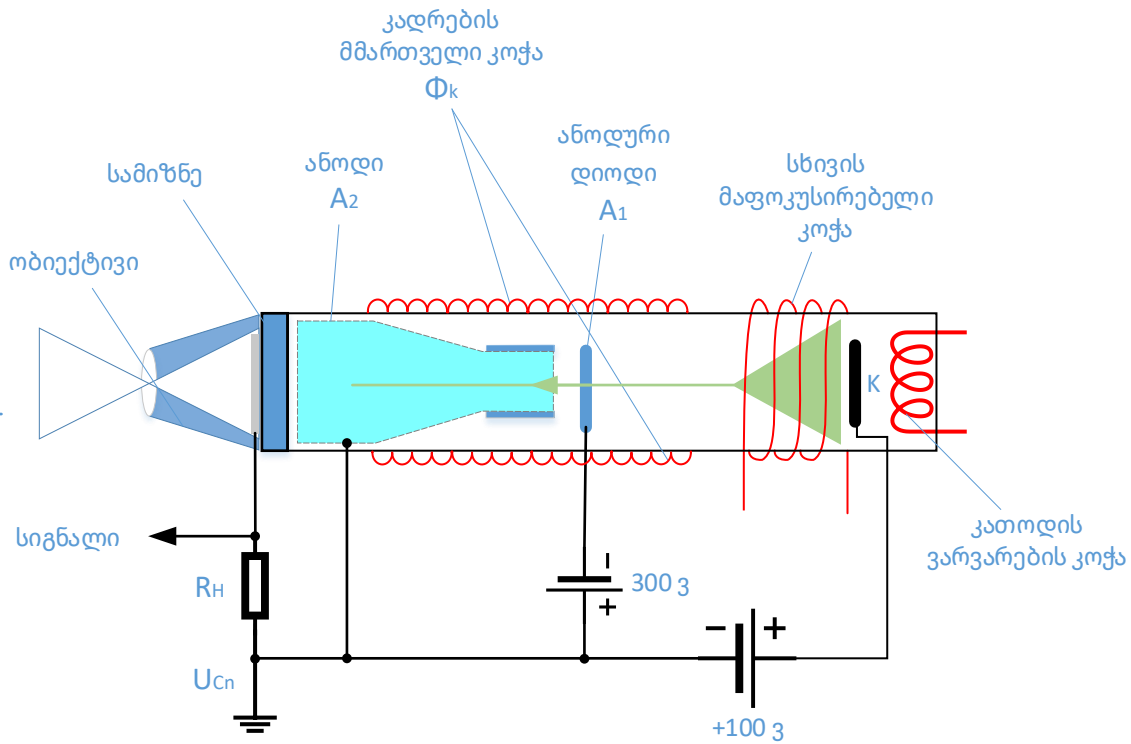
$$u = \varepsilon \Phi_i R_H. \quad (54.3)$$

შევადართ (54.2) ფორმულა (მუხტის დამგროვებელ მილაკებში ვიდუოიმპულსის დაბვა), (54.3) ფორმულას (მყისიერი მოქმედების მილაკებში ვიდუოიმპულსის დაბვა). ვნახავთ, რომ მუხტის დაგროვება ზრდის ვიდუოსიგნალის დაბვას T_k/τ_i -ჯერ.

ტელემილაკებს რამდენიმე სქემით აგებენ. განვიხილოთ ვიდიკონის მუშაობის პრინციპი. ვიდიკონი არის მილაკი, რომელშიც გამოიყენება შიგა ფოტოეფექტის მოვლენა. ვიდიკონის მოწყობილობის პრინციპული სქემა ნაჩვენებია ნახ.54.1-ზე.

გასული საუკუნის 70-იან წლებში. პირველად სუპერორტიკონი აღწერა ამერიკელმა მეცნიერებმა **ა.როზემ**, **პ.ვეიმერმა** და **ხ.ლოუმ** 1946 წელს.

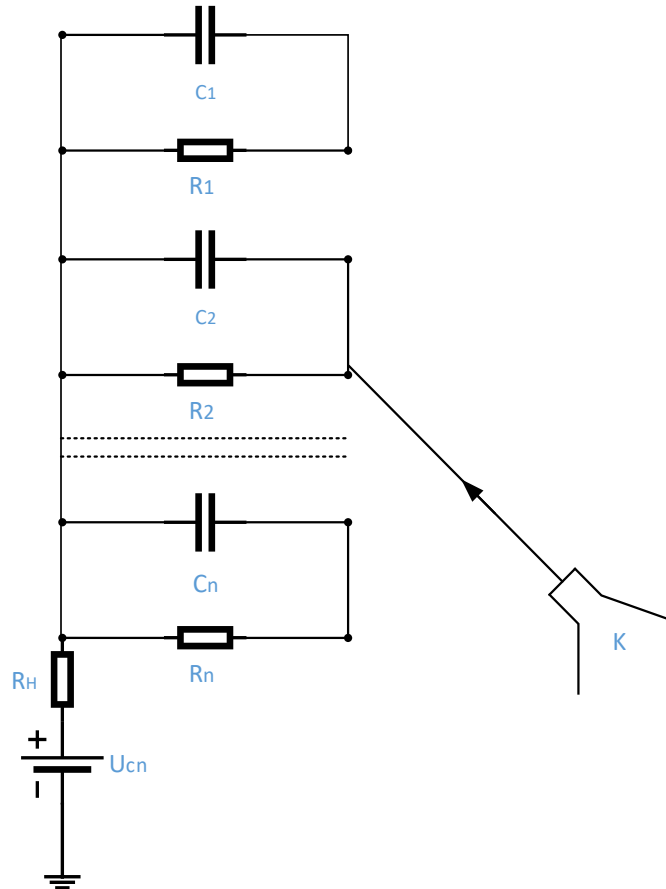
თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები



ნახ.54.1. ვიდიკონის პრინციპული სქემა

ვიდიკონის ფოტომგრძობიარე ელემენტი ანუ ფოტოგარდამქმნელი შედგება თხელი გამჭირვალე (დაახლოებით 90% გამჭვირვალეობით) ლითონის აფსკისაგან. ლითონის აფსკი დაყენებულია მილაკის წინა ნაწილში შიგა მხრიდან და მას სიგნალის ფირფიტას უწოდებენ. ფირფიტაზე დამონტაჟებულია ფოტოგამტარი ფენა (სამიზნე). ელექტრული პროექტორი შეიცავს K კათოდს, მართვად ელექტროდს, A_1 ანოდს და გრძელი ცილინდრული ფორმის A_2 ანოდს. კათოდის მხრიდან A_2 ანოდი შერთებულია ლითონის დიაფრაგმით, სამიზნის მხრიდან კი წვრილსტრუქტურულიანი ბადით, რომელიც ქმნის ერთგვაროვან ველს სამიზნესა და ანოდს შორის. ელექტრული კონების ფოკუსირება ხდება მაგნიტური ველით, რომელიც იქმნება გრძელი მაფოკუსირებელი ϕ_k კოჭათი, ხოლო სხივის გადაადგილება სტრიქონების და კადრის გასწვრივ ხდება ორი წყვილი გადამხრელი M_k კოჭათი. სიგნალის ფირფიტის წრედში ჩართულია მუდმივი $u_{cn} = +100$ ვ ძაბვა. ეს წყარო ქმნის სამიზნესა და ანოდს შორის მამუხრუჭებელ ველს, რის გამოც, სამიზნის ზედაპირიდან ელექტრონების მეორად ემისიას ადგილი არ აქვს. კუთრი წინაღობა და ფოტოგამტარი ფენის სისქე ისე შეირჩევა, რომ კათოდის გადაცემის T_k დროის განმავლობაში სამიზნის ზედაპირზე შენარჩუნებული იქნას მუდმივი რელიეფი, ე.ი. ვიდრე სხივის მოსვლამდე ორი ელემენტის მუხტები არ თანაბრდება. ამ პირობებში სამიზნე შეიძლება წარმოვადგინოთ, როგორც $C_1, C_2 \dots C_n$ კონდენსატორთა სისტემა, რომლებიც შუნტირებულია მათთან პარალელურად შერთებული $R_1, R_2 \dots R_n$ წინაღობებით (ნახ.54.2). როცა სამიზნე არ არის განათებული და ელექტრული სხივი გამორთულია, მაშინ სამიზნის ϕ_M პოტენციალი სიგნალის ფირფიტის ϕ_{cn} პოტენციალის ტოლია. პოტენციალთა გათანაბრება ხდება სიბნელის ფოტოდენის ხარჯზე.

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები



ნახ.54.2. სამიზნეს წარმოდგენა კონდენსატორთა სისტემის სახით

ამ დროს ელემენტარული კონდენსატორები არ არის დამუხტული. როცა ელექტრული სხივი სამიზნეს აღწევს სხივის გავლენით მის ზედაპირზე წარმოიქმნება პოტენციალი, რომელიც კათოდის პოტენციალის ტოლია. შედეგად კონდენსატორები იმუხტება და გვაქვს:

$$u_c = u_{c_n}.$$

სხივის უკუსვლის შემდეგ კონდენსატორი განიმუხტება პარალელურად ჩართულ - მუნტის წინა-ლობაზე. ფენის სიბნელის გამტარობა მცირეა:

$$R_{სიბნელე} C \gg T_k,$$

ამიტომ კონდენსატორის განმუხტვა ნელა მიმდინარეობს და შეიძლება ჩაითვალოს, რომ სხივის უკუსვლის შემდეგ სრულდება პირობა $u_c \cong u_{c_n}$. სამიზნეს სხვადასხვა ნაწილებს, რომელთა განათებულობაც სხვადასხვაა ექნებათ განსხვავებული წინალობები $R_\phi < R_{სიბნელე}$. i -ური ელემენტის R_ϕ წინალობა მით მცირეა, რაც უფრო დიდია სინათლის Φ_i ნაკადი. რადგან $R_\phi C_i$ ნამრავლები სხვადასხვაა, ამიტომ ცხადია, რომ კონდენსატორები განიმუხტება სხვადასხვა სიჩქარით, რის გამოც, სამიზნის მხარეს (ანუ სხივის პირდაპირი მიმართულებით) წარმოიქმნება პოტენციური რელიეფი $\varphi_c = f(\Phi_i)$. სამიზნის ძლიერად განათებული ზედაპირების პოტენციალი იქნება მაღალი, ვიდრე შედარებით ნაკლებად განათებული ზედაპირების პოტენციალი. ელექტრონული სხივი, თანმიმდევრობით კომუტირებს რა ელემენტებს, ადაღგენს სამიზნის ნულოვან პოტენციალს და მუხტავს ელემენტარულ

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები

კონდენსატორებს. კომუტაციის დროს R_H დატვირთვაში გადის დენი, რომელიც მასზე ქმნის ვიდეოსიგნალის $u_C = i R_H$ ძაბვას. სამიზნის შედარებით განათებულ ელემენტებს შეესაბამება დიდი დენი და, მაშასადამე, დიდი სიგნალის ძაბვა. გათანაბრების შემდეგ კვლავ ფორმირდება პოტენციური რელიეფი და ასე ხდება გამოსახულების გადაცემა ელემენტების მიხედვით.

ვიდიკონის ნაკლს წარმოადგენს ინერტულობა, რომელიც გამოწვეულია ორი მიზეზით. ჯერ ერთი, ელექტრონული სხივი გაშლის ერთი ციკლისას სრულად ვერ ათანაბრებს პოტენციურ რელიეფს. ამ შემთხვევაში ნარჩენ რელიეფს ზედ ედება მომდევნო კადრის რელიეფი და წარმოიქმნება გამოსახულების დეტალების მოძრაობის განურჩევლობის შემთხვევები. მეორეც, სამიზნის მცირე განათებისას ადგილი აქვს ფოტოგამტარის რეაქციის შენელებას განათებულობის ცვლისას. ფოტოსამიზნის სტრუქტურის ცვლილებით შეიძლება შევამციროთ მილაკის ინერტულობა.

ვიდიკონს სხვა მილაკებთან შედარებით გააჩნია მრავალი დადებითი თვისება. კერძოდ, მაღალი მგრძობელობა, კონსტრუქციის სიმარტივე, რეგულირების შესაძლებლობა და მცირე გაბარიტული ზომები. ამ თვისებების გამო ეს მილაკი საკმაოდ ფართოდ გამოიყენებოდა ტელეხედვაში. ვიდიკონებს იყენებდნენ აგრეთვე ფერად ტელეხედვასა და ტელეხედვის სხვადასხვა სისტემებში. მის ხარისხს ძირითადად განსაზღვრავს მასში გამოყენებული ფოტომგრძობიარე ნივთიერება.

§55. ელექტრონული პროექტორი

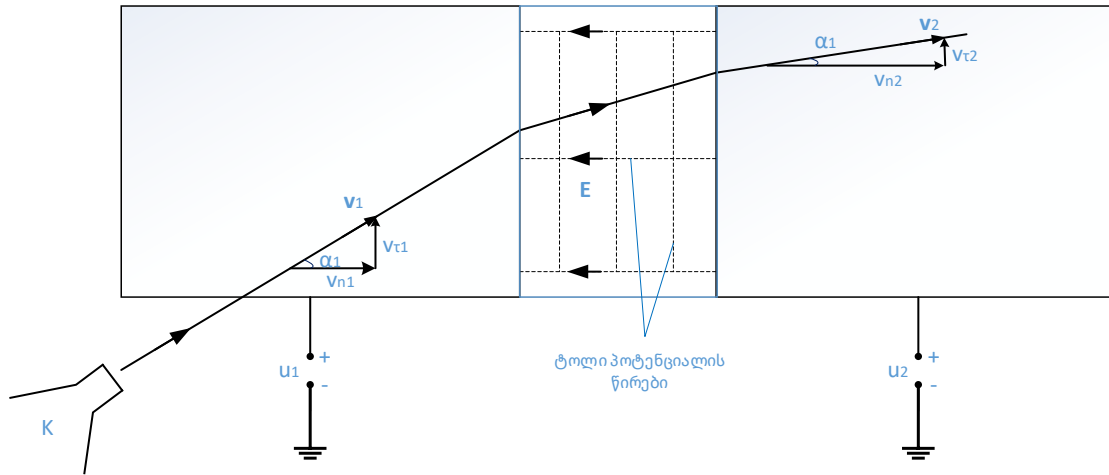
ელექტრონული პროექტორის საშუალებით ელექტრონულ-სხივურ მილაკში ფორმირდება ვიწრო ელექტრონული სხივი აუცილებელი ენერგიით. რადგან ელექტრონული სხივის კვეთის დიამეტრი განისაზღვრება ელექტრონულ-სხივური მილაკის ენერგიით, ამიტომ ვიწრო კონის მიღების მიზნით იყენებენ მაფოკუსირებელ სისტემებს. პრაქტიკაში გამოიყენება **ელექტროსტატიკური** და **მაგნიტური ფოკუსირება**.

პირველ შემთხვევაში ელექტრონული კონის ტრაექტორიის ცვლილება ხდება არაერთგვაროვანი აქსიალურ-სიმეტრიული ელექტროსტატიკური ველის საშუალებით, კერძოდ, ელექტროსტატიკური ლინზით.

მეორე შემთხვევაში ფოკუსირებაში ძირითად როლს ასრულებს კოჭას მაგნიტური ველი. კოჭა ჩამოცმულია ელექტრონულ-სხივური მილაკის ვიწრო ყელზე და მას **მაგნიტურ ლინზას** უწოდებენ.

განვიხილოთ ელექტროსტატიკური ფოკუსირების ზოგადი პრინციპები. ვთქვათ, გვაქვს ორი ეკვივალენტური მოცულობის კამერები, რომლებიც ლითონის ბადისგან არის დამზადებული (ნახ.55.1), ხოლო u_1 და u_2 მათი პოტენციალებია, ამასთან, $u_2 > u_1$.

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები



ნახ.55.1. ელექტრონული პროექტორის პრინციპული სქემა

მოცულობებს შორის არეში გვაქვს \vec{E} ელექტრული ველი. თუ ელექტრონი ველში მოხვდება \vec{v}_1 სიჩქარით, მეორე მოცულობის გამყოფ საზღვართან შეიძენს \vec{v}_2 სიჩქარეს, რომელიც ამაჩქარებელი \vec{E} ველის ზემოქმედების გამო, \vec{v}_1 სიჩქარისაგან განსხვავებული იქნება, როგორც მოდულით ასევე მიმართულებით. ეკვიპოტენციური ზედაპირის პერპენდიკულარული v_n მდგენელი იზრდება, ე.ი. $v_{n2} > v_{n1}$, ხოლო ტანგენციალური მდგენელი რჩება უცვლელი: $v_{\tau 2} = v_{\tau 1}$ ან:

$$v_1 \sin \alpha_1 = v_2 \sin \alpha_2. \quad (55.1)$$

გავითვალისწინოთ, რომ:

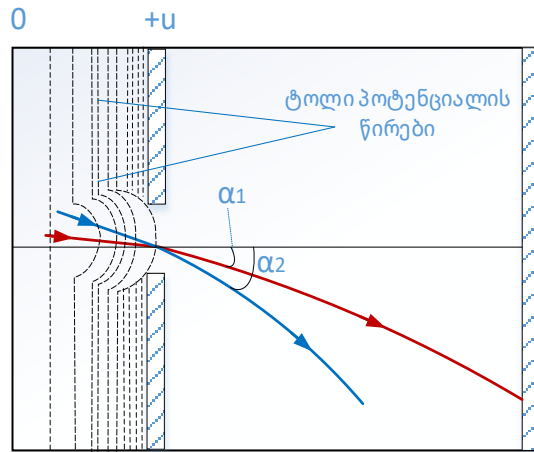
$$\frac{mv^2}{2} = eu \rightarrow v = \sqrt{\frac{2eu}{m}}. \quad (55.2)$$

(55.1)-ში (55.2)-ის გათვალისწინებით ტანგენციალურ მდგენელთა ტოლობა შეიძლება ჩაწეროთ შემდეგი სახით:

$$\sqrt{u_1} \sin \alpha_1 = \sqrt{u_2} \sin \alpha_2. \quad (55.3)$$

(55.3) გამოსახულება ანალოგიურია ოპტიკაში ცნობილი გარდატეხის კანონის. გარდატეხის მაჩვენებლის როლს ასრულებს სიდიდე, რომელიც \sqrt{u} -ს პროპორციულია. თუ ელექტრონი მოძრაობს პოტენციალის ზრდის მხარეს ($u_2 > u_1$), სიჩქარესა და ეკვიპოტენციური ზედაპირის პერპენდიკულარს შორის კუთხე მცირდება $\alpha_2 < \alpha_1$. ელექტრონების ტრაექტორიას ლინზა-დიაფრაგმაში აქვს ნახ.55.2-ზე მოცემული სახე.

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები



ნახ.55.2. სხივის სვლა ლინზა-დიაფრაგმაში

ნახაზიდან ჩანს, რომ ელექტრონების ტრაექტორიის გამრუდება ემორჩილება სინათლის სხივის გავრცელების კანონს, როცა სხივს გავრცელებისას გზაზე ხვდება გარდამტეხი ზედაპირი. „ელექტრონული ოპტიკის“ თავისებურება იმაში მდგომარეობს, რომ გარემოს გარდატეხის მაჩვენებელი, რომელიც პროპორციულია პოტენციალთა სხვაობის განუწყვეტილ იცვლება სხივის სვლისას. ელექტროსტატიკური ფოკუსირებისას უმრავლეს მილაკში, იქნება ეს სწორკუთხა ეკრანი, კინესკოპი თუ სხვ., მოთავსებულია პენტოდური პროექტორი ორი ელექტროსტატიკური ლინზით. ელექტრონების წყაროს როლს ასრულებს K კათოდი, რომელსაც აქვს ცილინდრული ფორმა და დაფარულია ოქსიდური ფენით. კათოდი მოთავსებულია ცილინდრში, რომელსაც გააჩნია დიაფრაგმა - მართვადი ელექტროდი. ეს ელექტროდი ასრულებს, აგრეთვე, მოდულატორის როლსაც. მოდულატორის შემდეგ მოთავსებულია ამაჩქარებელი ელექტროდი, რომელსაც აქვს გრძელი ცილინდრის ფორმა ორი დიაფრაგმით. ამაჩქარებელი ელექტროდის შემდეგ მოთავსებულია A_1 და A_2 ანოდები. ეს ანოდები ასევე ცილინდრული ფორმისაა და გააჩნიათ დიაფრაგმები. ელექტროდებს ისე მიუერთებენ კვების წყაროს, რომ მივიღოთ კონის კარგი ფოკუსირება.

კათოდი-მოდულატორი-ამაჩქარებელი ელექტროდი ქმნის პირველ ელექტრონულ ლინზას, რომელიც აფოკუსებს ელექტრონულ კონას P წერტილში. ამ წერტილში კონის კვეთა მინიმალურია. მეორე ელექტრონულ ლინზას წარმოადგენს A_1 და A_2 ანოდები, რომლებიც ეკრანზე გამოსახულების ფორმულირებას ახდენენ. პენტოდის პროექტორს შეუძლია ეკრანზე წარმოქმნას 0.25 მმ დიამეტრის ლაქა.

ელექტრონული პროექტორი მაგნიტური ფოკუსირებით შედგება მაგნიტური ლინზებისაგან, რომლებსაც ქმნის მაფოკუსირებელი კოჭა. მაფოკუსირებელი კოჭა ჩამოცმულია მილაკის ვიწრო ყელზე. გადამცემ მილაკებში, ერთგვაროვანი მაგნიტური ველის შესაქმნელად, გამოიყენება გრძელი მაფოკუსირებელი კოჭები. v სიჩქარით მოძრავ ელექტრონებზე მაგნიტური ველი მოქმედებს ლორენცის ძალით:

$$F = -e[\vec{v}\vec{B}].$$

ველი ერთგვაროვანია მილაკის ღერძის გასწვრივ: $B = B_x$, ამიტომ x ღერძის გასწვრივ მოძრავი ელექტრონები არ განიცდიან მაგნიტური ველის მოქმედებას. დანარჩენ ელექტრონებზე მოქმედებს:

$$F_z = evB_x \sin\alpha = evB_x.$$

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები

F_z ძალის მოქმედებით ელექტრონის ტრაექტორია სპირალისებურია xy სიბრტყის პერპენდიკულარ სიბრტყეში. თუ ელექტრონის სიჩქარე y ღერძის გასწვრივაა მიმართული, მაშინ მისი ტრაექტორია იქნება წრეწირი რადიუსით:

$$R_i = \frac{mv_{yi}}{eB_x}$$

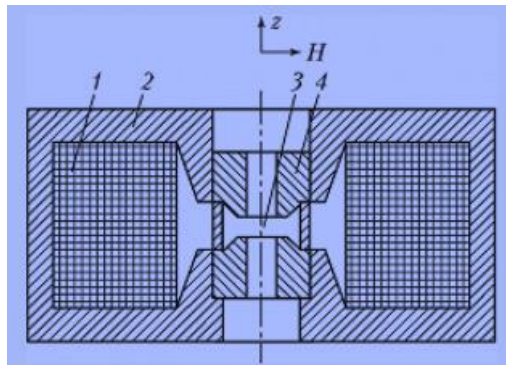
ამ წრეწირზე მოძრაობის პერიოდი κ გამოითვლება ფორმულით:

$$T = \frac{2\pi R_i}{v_{yi}} = \frac{2\pi m}{eB_x}$$

მაგნიტურ ლინზებს გააჩნიათ დიდი მასა, ამასთან, ისინი უფრო არაეკონომიურია, ვიდრე ელექტროსტატიკური ლინზები, თუმცა გამოირჩევიან მაღალი ფოკუსირების ხარისხით.

ელექტრონული ლინზა უზრუნველყოფს მაგნიტურ ან ელექტრულ ველის შექმნას ელექტრონული კონის მართვისათვის. მისი საშუალებით ხდება ელექტრონულ-ოპტიკური გამოსახულების მიღება. ანალოგიურ მოწყობილობას იონური ნაკადებისათვის **იონურ ლინზებს** უწოდებენ. ელექტრონული ლინზები კლასიფიცირდება ველის ტიპის მიხედვით. კერძოდ, არსებობს მაგნიტური და ელექტრული ლინზები სიმეტრიის მიხედვით (ღერძული სიმეტრიის, ცილინდრული, კვადრუპოლური და ა.შ.), აგრეთვე სხვა მახასიათებელი ნიშნებით.

მაგნიტური და ელექტრული ლინზები მაგნიტური ველის აძქრის გზების მიხედვით იყოფა **ელექტრომაგნიტურ და ელექტროსტატიკურ ლინზებად**. ნახ.55.3-ზე მოცემულია ელექტრომაგნიტური ლინზა, რომელიც შედგება 1 - კოჭასაგან, რომლიც გაედინება დენი და 2 - მაგნიტოგამტარში ადრავს მაფოკუსირებელ მაგნიტურ ველს ლინზის 3 - პოლუსთაშორის ხვრელში, რომელსაც გარს აკრავს 4 - კოჭა. სხივის ფოკუსირება ხდება მაგნიტური ველის აღმგზნები ველის რეგულირებით.



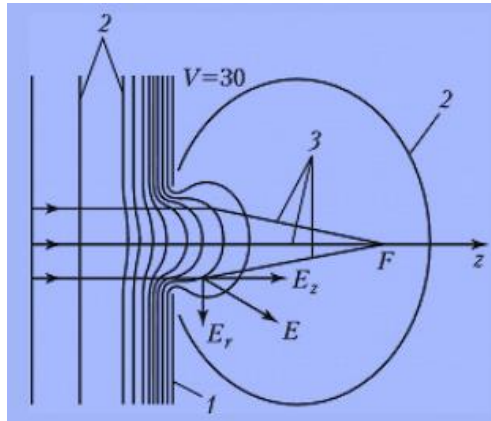
ნახ.55.3. ელექტრომაგნიტური ლინზა. 1 - კოჭა; 2 - მაგნიტოგამტარი; 3- პოლუსთაშორისი ხვრელი; 4 - მაფოკუსირებელი კოჭა. \vec{H} - მაგნიტური ველის დაძაბულობის ვექტორია, რომელიც მიმართულია Z ღერძის პერპენდიკულარულად

ელექტროსტატიკური ღერძული სიმეტრიის ლინზები იყოფა **იმერსიულ, განმხოლოებულ და კათოდურ ლინზებად**. ისინი შედგება სხვადასხვა ფორმის რამდენიმე ელექტროდისაგან, რომლებზეც სხვადასხვა პოტენციალია მოდებული. მარტივ ელექტროსტატიკურ ლინზას განეკუთვნება განმხოლოებული დიაფრაგმა, რომლის ველიც ერთი მხრიდან ან ორივე მხრიდან გარშემორტყმულია ერთგვაროვანი ელექტრული ველით. დიაფრაგმა შეიძლება იყოს შემკრები ან გამშლელი. ეს დამოკიდებულია მასზე მოდებული პოტენციალის ნიშანზე ან დიაფრაგმის გარშემო არსებული ველის მიმართულებაზე.

ნახ.55.4-ზე ნაჩვენებია შემკრები ელექტროსტატიკური ლინზის პრინციპული სქემა. ლინზას ერთი მხრიდან ესაზღვრება ერთგვაროვანი ელექტრული ვალი. ელექტრული ველის დაძაბულობის

თავი XI. ტელეხელვის საფუძვლები

გასწვრივი მდგენელი აფერხებს ელექტრონულ კონას, ხოლო რადიალური მდგენელი კი აფოკუსირებს ელექტრონებს.



ნახ.55.4. მემკრები ელექტროსტატიკური ლინზა. 1 - ელექტროდი-დიაფრაგმა, 2 - ლინზის ხვრელიდან მიღებული ეკვიპოტენციური ზედაპირები, 3 - ელექტრონების ტრაექტორიებია, E_z - ელექტრული ველის გასწვრივი მდგენელია, რომელიც ამუხრუჭებს ელექტრონების ნაკადს, E_r - ელექტრული ველის რადიალური მდგენელია, რომელიც აფოკუსირებს ელექტრონებს

ელექტრონულ ლინზებს ეწოდება იმერსიული თუ კიდურა ელექტროდების პოტენციალები სხვადასხვაა. ელექტრომაგნიტური ლინზებისაგან განსხვავებით, იმერსიულ ლინზებში ელექტრონების სიჩქარე იცვლება, როგორც სიდიდით ასევე მიმართულებით. იმერსიული ლინზების თანმიმდევრობა ქმნის პირდაპირი მოქმედების ელექტრონების ამაჩქარებელს.

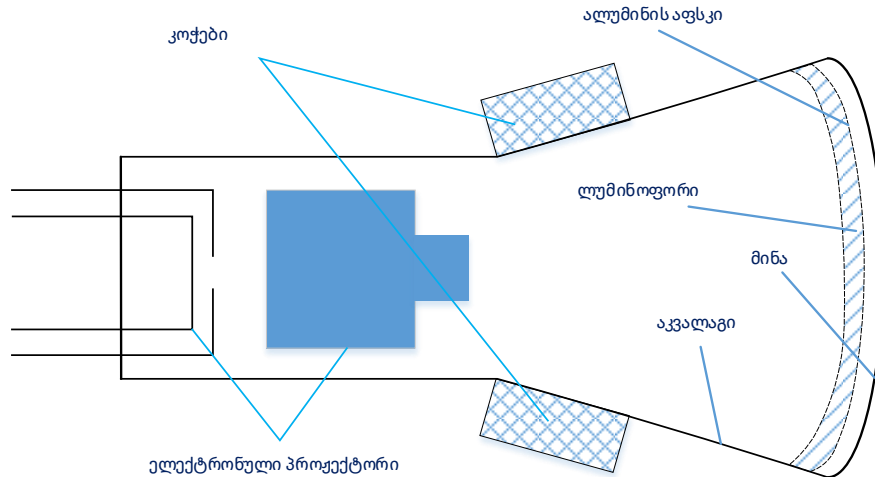
§56. კინესკოპი. თხევადკრისტალური მონიტორები

კინესკოპი ეწოდება მიმღებ მილაკს, რომელიც გარდაქმნის ვიდეოსიგნალს ოპტიკურ გამოსახულებად. ძველი თაობის კინესკოპების ეკრანი იყო ოვალური, ოდნავ ამოზნექილი ზედაპირით, ხოლო შედარებით უფრო ახალი თაობის კინესკოპის ეკრანი სწორკუთხა ფორმის იყო. ეკრანზე გამოსახულება უნდა იყოს დაკვირვებისათვის ოპტიმალური. ჰორიზონტალური მიმართულებით საუკეთესო ხედვის კუთხე არის 16° . იმისათვის, რომ დაკმაყოფილდეს ეს მოთხოვნა დამკვირვებელიდან ეკრანამდე მანძილი ჰორიზონტალურად უნდა იყოს 2 მეტრი, გამოსახულების ზომა ჰორიზონტალურად უნდა იყოს 0.5 მეტრი. ამ მოთხოვნებს აკმაყოფილებს ეკრანი, რომლის დიაგონალიც მიახლოებით 60 სმ-ია. ამ შემთხვევაში მაყურებელი ვერ აღიქვამს გამოსახულების სტრიქონულ სტრუქტურას.

იმ კინესკოპთაგან, რომლებიც მასიურად გამოიყენებოდა, გამოვყოფთ შავ-თეთრი და ფერადი გამოსახულების მქონე კინესკოპებს. კინესკოპის მილაკის განივკვეთს აქვს ნახ.56.1.-ზე მოცემული სახე.

შავ-თეთრი კინესკოპის ელექტრონულ-სხივური მილაკის ყელზე (შევიწროებულ ნაწილზე) მოთავსებულია ელექტრონული პროექტორი ელექტრული ფოკუსირების შესაძლებლობით. ყელის გარე ნაწილში ჩამოცმულია გადამხრელი სისტემა, რომელიც შედგება ორი სპეციალური ფორმის კოჭებისაგან. კოჭებში გამავალი დენები ქმნის ორ ურთიერთმართობულ მაგნიტურ ველს, რომელიც გადახრის ელექტრულ კონას ჰორიზონტალური მიმართულებით (სტრიქონებად) და ვერტიკალურად (კადრულად). მაგნიტური გადამხრელი სისტემა სხივის (ელექტრონული კონის) დიდი კუთხით გადახრის საშუალებას იძლევა (დაახლოებით 110°) ფოკუსირების დარღვევის გარეშე.

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები



ნახ.56.1. კინესკოპის პრინციპული სქემა

მილაკის ფუძე დამზადებულია მაღალი ხარისხის მუქი ფერის მინისაგან. ეს მინა გამოირჩევა საკმაო სისქით და ოდნავი ამობურცულობით. ამობურცულობა ძირითადად განპირობებულია მილაკის უსაფრთხოების თვალსაზრისიდან გამომდინარე, რომ შესაძლებელი იქნას ატმოსფერული წნევის მოქმედებების კომპენსირება. მისი შიგა ზედაპირი დაფარულია ლუმინოფორული ნივთიერებით, რომელიც ელექტრონების მოხვედრისას ნათებას იწვევს. ელექტრონს, რომელიც მოხვდება ლუმინოფორულ ფენას, უნდა ჰქონდეს საკმაოდ დიდი კინეტიკური ენერგია. სწრაფი ელექტრონები ალაგზნებენ ლუმინოფორის ნივთიერების ატომებს, რომლებიც ნორმალურ - სტაციონალურ მდგომარეობაში დაბრუნებისას გამოასხივებენ სინათლეს. გამოსხივების სპექტრული შემადგენლობა დამოკიდებულია ლუმინოფორის ქიმიურ შემადგენლობაზე. შავ-თეთრი კინესკოპებისათვის იყენებდნენ თუთიის სულფიდის ნარევს, რომელიც გააქტიურებული იყო ვერცხლით და რომელიც იძლეოდა მოლურჯო ნათებას ან კიდევ იყენებდნენ კადმიუმის სულფიდს, ასევე ვერცხლით გააქტიურებულს, რომელიც იძლეოდა მწვანე ნათებას. ნათების სიკაშკაშე მიახლოებით შეიძლება განისაზღვროს ფორმულით:

$$B = KJu_i ,$$

სადაც, K - ლუმინოფორის შუქგადაცემის კოეფიციენტი, რომელიც განისაზღვრება სინათლის ნაკადის ფარდობით აღმგზნების სხივის სიმძლავრესთან.

შედარებით თანამედროვე კინესკოპებში გამოიყენებოდა ლითონიზირებული ეკრანები, რომლებშიც ლუმინოფორის ფენა დაფარული იყო თხელი (დაახლოებით 0.05-0.5 მკმ სისქის) ალუმინის კილიტით. ასეთი კილიტა ელექტრონებისათვის პრაქტიკულად გამჭვირვალეა. ალუმინის კილიტა კონტაქტში იყო გამტარ ფენასთან (აკვლაგი), რომელიც შეერთებულია კინესკოპის მეორე ანოდთან, ამიტომ ლუმინოფორისაგან ამოტყორცნილი მეორადი ელექტრონები, მიიზიდება მეორე ანოდით. ეკრანის ლითონიზაცია ზრდიდა გამოსახულების სიკაშკაშეს.

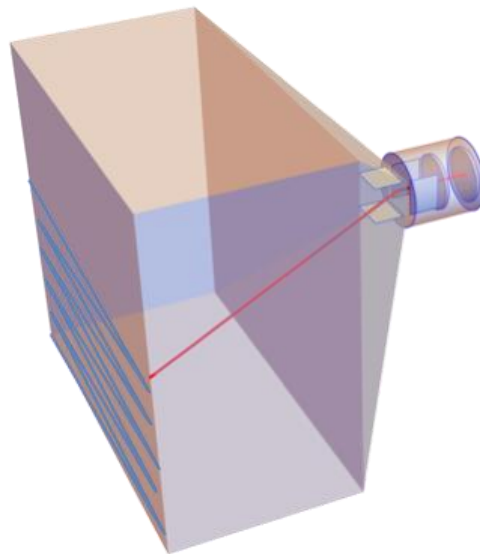
პირდაპირი სინათლის სხივები ქმნიან ხილულ გამოსახულებას. უკუგამოსახულება (კოლების შიგა ნაწილის გამოსხივება) აირეკლება კინესკოპის გვერდითი ზედაპირიდან და ანათებს მთელ ეკრანს, რაც ამცირებს გამოსახულების კონტრასტულობას. სარკული ლითონის ფენის არსებობა მთლიანად აღმოფხვრის უკუგამოსხივებას. სხივები აირეკლება რა ლითონის აფსკიდან, აძლიერებს პირდაპირ გამოსხივებას და შესაბამისად, აძლიერებს გამოსახულების სიკაშკაშეს და კონტრასტულობას.

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები

ეკრანის ლითონიზაციას აქვს კიდევ ერთი უპირატესობა. მილაკში ყოველთვის არსებობს ძირის ნარჩენები, რომელთა იონიზაციის ხარჯზეც წარმოიქმნება დადებითი და უარყოფითი იონები. გარდა ამისა, უარყოფითი იონების მიმწოდებელი არის ოქსიდირებული კათოდი. უარყოფითი იონები აჩქარდებიან ელექტრული ველით და ბომბავენ ეკრანს. რადგან იონების მასები დიდია, ისინი ნაკლებად გადაიხრებიან მაგნიტურ ველში და ძირითადად ხვდებიან ეკრანის ცენტრში. ხანგრძლივი დაბომბვის შედეგად ლუმინოფორის ფენა იშლება და ეკრანის ცენტრში ჩნდება ბნელი ლაქა. იმისათვის, რომ იონური ლაქა არ წარმოიქმნას, უარყოფით იონებს უღობავენ ეკრანისაკენ მიმავალ გზას. ამ გადაღობვას აკეთებს ალუმინის ფენა. გამოსახულების კონტრასტულობის გაზრდის მიზნით ეკრანის ლითონიზაციასთან ერთად მას ამზადებენ სპეციალური მუქი ფერის მინისაგან, რომელიც ამცირებს გარე განათებასა და შარავანდს.

შარავანდი იქმნება სხივებით, რომლებიც აირეკლება მილაკის ფუძის გარე ზედაპირიდან. იგი დაიშორება მცირე ნათებით, რომელიც აქრობს კინესკოპის ლუმინოფორით აგზნებული კაშკაშა წერტილის ირგვლივ რგოლებს. შარავანდის მოვლენა დამახასიათებელია ყველა მილაკისათვის. სხივები, რომლებიც ქმნიან არეკვლის შარავანდს, აგრეთვე გარე წყაროების სხივები, ორჯერ გადიან მუქი ფერის სპეციალურ მინას (ფილტრს) და კარგავენ სინათლის ენერჯიის დიდ ნაწილს მინაში შთანთქმისა და გაბნევის შედეგად.

ფერად ტელეხედვაში ფართოდ გამოიყენება სამსხივიანი კინეტიკური მოზაიკური ეკრანი. ფერადი ტელევიზორის ეკრანი დაფარულია სამი ფერის ლუმინოფორის მარცვლებით, რომლებიც ანათებენ მათზე ელექტრონების დაცემის შედეგად. ასეთ ეკრანებს **მოზაიკურ ეკრანებს** უწოდებენ. სხვადასხვა ფერის მარცვალთა მონაცვლეობა მკაცრად განსაზღვრულია. სამი სხვადასხვა ფერის მარცვალთა ჯგუფი წარმოქმნის გამოსახულების ერთ ელემენტს.



ნახ.56.2. გამოსახულების მიღება კინესკოპზე

ნახ.56.2. ნაჩვენებია ძველი თაობის ტელევიზორების კინესკოპი. ელექტრონულ-სხივური მილაკის კათოდიან წარმოიქმნება ელექტრონების ნაკადი, რომელიც აჩქარდება ანოდით. ელექტრონების ნაკადი გადაიხრება ელექტრული ან მაგნიტური ველებით, რომელიც იქმნება გადამხრელი წყვილი ფირფიტებით. საბოლოოდ, ნაკადი ხვდება ფოსფორირებულ ან ლუმინოფორულ მინის ეკრანს, რაც

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები

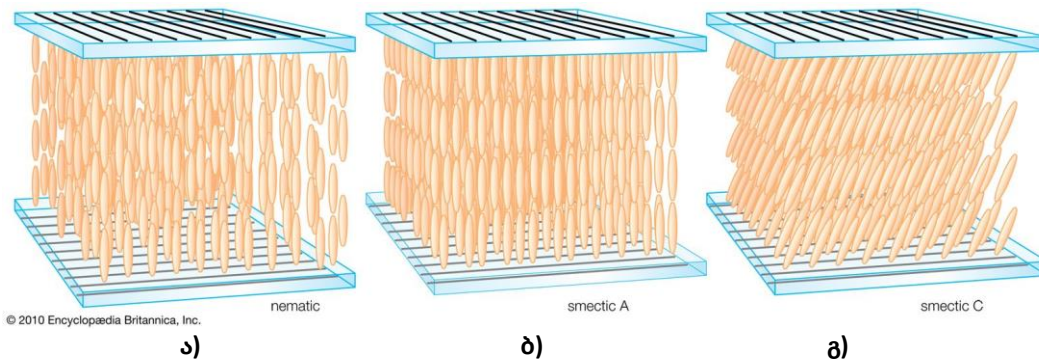
იწვევს ნათებას. ნახაზზე ნაჩვენებია ზიგზაგისებური ხაზი წამში 40-60-ჯერ სკანირებს და ქმნის გამოსახულებას. ამავ პრინციპით, მოქმედებდა კომპიუტერის, ოსცილოგრაფებისა და რადარების ეკრანები. უკანასკნელ 20-30 წლის განმავლობაში კინესკოპი ჩანაცვლდა ახალი ტექნოლოგიებით, როგორცაა ბრტყელი პლაზმური და თხევადკრისტალური (LCD²⁷) ეკრანები.

თხევადკრისტალური დისპლეი (LCD) ბრტყელი ეკრანია ან სხვა ელექტრონულად მოდულირებულ ოპტიკური მოწყობილობაა, რომელსაც შეუძლია სინათლის მოდულირება პოლარიზატორებთან ერთად. თხევადი კრისტალები პირდაპირ არ ასხივებენ სინათლეს, იყენებენ ნახევარგამტარულ შექვირებებს ან რეფლექტორებს ფერადი ან მონოქრომული გამოსახულების მისაღებად.

თხევადკრისტალურ ფენაში ცვალებადი ელექტრული ძაბვის გამოყენებით, ადგილი აქვს მისი ოპტიკური თვისებების ცვლილებას.

თხევადი კრისტალები არის მასალები, რომელთა სტრუქტურა შუალედურ მდგომარეობას იჭერს სითხეებსა და კრისტალურ მყარ სხეულებს შორის. თხევადი კრისტალის მოლეკულებს სითხის მსგავსად, შეუძლიათ ერთმანეთის მიმართ გადაადგილება, თუმცა, როგორც მყარი კრისტალური სხეულების მოლეკულები, ისინიც ორიენტირდებიან მოწესრიგებულად. მყარი კრისტალების მსგავსად, თხევად კრისტალებს გააჩნიათ **პოლიმორფიზმი**, ანუ მათ შეუძლიათ მიიღონ სხვადასხვა ფორმები. თითოეულს აქვს უნიკალური თვისებები. თხევადკრისტალური მონიტორებში იყენებენ ან **ნემატურ** ან **სმექტიკურ** თხევად კრისტალებს. ნემატური თხევადი კრისტალების მოლეკულები თავიანთი ღერძებით განლაგდებიან ერთმანეთისადმი პარალელურად, ისე, როგორც ეს ნაჩვენებია ნახ.56.3-ზე, ხოლო სმექტიკური თხევადი კრისტალები განლაგდებიან ფენოვან ფურცლებად. სხვადასხვა სმექტიკურ ფაზაში მოლეკულები ღებულობენ სხვადასხვა ორიენტაციას ამ პარალელური ფენების მიმართ.

ნემატურ სტრუქტურებში კრისტალები შემთხვევითი პრინციპით განლაგდებიან. მათი წაგრძელებული მხარეები ორიენტირდება გარკვეული ვექტორის მიმართულებით, რომელსაც **დირექტორი** ეწოდება. სმექტიკურ განლაგებაში კრისტალები დამატებით შემოსაზღვრულია პარალელური სიბრტყეებით. A სმექტიკაში დირექტორი პერპენდიკულარულია ამ სიბრტყეების, ხოლო C სმექტიკაში დირექტორი განლაგებულია ამ სიბრტყეებისადმი გარკვეული კუთხით



ნახ.56.3. თხევადკრისტალური ფენა: ა) ნემატური სტრუქტურები; ბ) A სმექტიკური განლაგება; გ) C სმექტიკური განლაგება

თხევადკრისტალური მონიტორები (LCD) ნებისმიერ გამოსახულებას ასახავს, ეს შეიძლება იყოს როგორც დინამიკური (ცვალებადი) გამოსახულება, ასევე სტატიკური გამოსახულება, სტატიკური ან დინამიკური მენიუს ან სურათის სახით. სტატიკურ გამოსახულებას იყენებენ რეკლამის, საინფორმაციო ზოლის ან თუნდაც ფუნქციონალური მენიუს საჩვენებლად. მაგალითად: წინასწარ დაპროგრამებული თარიღი, სიტყვები ან რომელიმე ფოტოსურათი კომპიუტერის ეკრანზე, ან საათის მცირე ზომის LCD მონიტორზე.

²⁷ თხევად კრისტალური ეკრანი - LCD (Liquid Crystal Display)

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები

LCD მონიტორები მზადდება ერთი და იგივე ტექნოლოგიით. მათ აქვთ პიქსელური მატრიცა. დინამიკური გამოსახულებების მისაღებად გამოიყენება ბევრად მცირე ზომის პიქსელები, ხოლო სტატიკური გამოსახულების მისაღებად შედარებით დიდი შუქდიოდები. პიქსელები შეიძლება იყოს ორ მდგომარეობაში: ან ჩართული (დადებითი პოლარობა), ან გამორთული (უარყოფითი პოლარობა). მათი მდგომარეობა დამოკიდებულია პოლარიზატორის განლაგებაზე. მაგალითად, სიმბოლურ თხევადკრისტალურ მონიტორებს აქვს შავი ფონი, ხოლო სიმბოლოებს ეკრანის მანათებელი შუქდიოდების ფერი აქვს. ასეთი მონიტორი გამორთულად ითვლება და მას აქვს უარყოფითი პოლარობა. სიმბოლოების ფერის შესაცვლელად მონიტორის შუქდიოდებისათვის იყენებენ ოპტიკურ ფილტრებს.

LCD-ები გამოიყენება აპლიკაციების ფართო სპექტრში, მათ შორის **LCD** ტელევიზორები, კომპიუტერის მონიტორები, გამზომი ან სხვა ინსტრუმენტების პანელები, თვითმფრინავის კაბინის ეკრანები და სხვა. მცირე **LCD** ეკრანები გავრცელებულია **LCD** პროექტორებში და პორტატულ სამომხმარებლო მოწყობილობებში, როგორცაა ციფრული კამერები, ციფრული საათები, კალკულატორები და მობილური ტელეფონები, სმარტფონების ჩათვლით. **LCD** ეკრანები ასევე გამოიყენება სამომხმარებლო ელექტრონიკის პროდუქტებზე, როგორცაა DVD ფლეერები, ვიდეო თამაშების მოწყობილობები და საათები.

LCD ეკრანებმა შეცვალა მძიმე, მოცულობითი კინესკოპები და პლაზმური მონიტორები. ხოლო თვით თხევადკრისტალური მონიტორის მომდევნო თაობას წარმოადგენს მონიტორები, რომლებიც მზადდება ორგანულ შუქდიოდებზე (**OLED**)²⁸, რომლებსაც ადვილად შეიძლება მიეცეს სხვადასხვა ფორმა. მათ აქვთ კიდე უფრო დაბალი რეაგირების დრო, უფრო ფართო ფერთა გამა, პრაქტიკულად უსასრულო ფერის კონტრასტი და ხედვის კუთხეები, მცირე წონა. ტექნოლოგიურად **OLED**-ეში გამოიყენება ერთი მინის ან პლასტმასის პანელი, ხოლო **LCD**-ები იყენებენ ორ მინის პანელს. ცხადია, პანელების სისქე განსაზღვრავს მონიტორის წონას. ცხადია **LCD**-ს მეტი წონა და მეტი სისქე აქვთ.

OLED-ს პოტენციურად დაბალი ენერჯის მოხმარება აქვს. ეს ეკრანი ჩართულია მხოლოდ იმ პიქსელებში, სადაც საჭიროა. თუმცა, **OLED**-ები უფრო ძვირია. ამ მონიტორებში გამოიყენება ძალიან ძვირი ელექტროლუმინესცენცირებადი მასალები (ან ფოსფორნარევი მასალები). სწორედ ამ ელექტროლუმინესცენცირებადი მასალების გამო, ხშირია შემთხვევები, როცა **OLED**-ები გამოდიან მწყობრიდან (განიცდის დაწვას). ამჟამად არ არსებობს **OLED** დისპლეების შეკეთების სერვისები, მაშინ როცა **LCD** პანელების შეკეთება შესაძლებელია, თუმცა არც **LCD**-ების შეკეთების სერვისებია ფართოდ დაწერგილი, განსაკუთრებით საქართველოში.

LCD-ების კონკურენტუნარიანობის შენარჩუნების მცდელობებია კვანტური წერტილოვანი მონიტორი, რომლებიც გაყიდვაშია, SUHD, QLED ან Triluminos სახელწოდებით. ეს მონიტორები (**QDEF**)²⁹ იგივე **LCD** მონიტორებია ლურჯი **LED** განათებით და გაუმჯობესებული კვანტურ წერტილოვანი (Quantum-dot) პანელით, რომელიც ლურჯი სინათლის ნაწილს გარდაქმნის წითლად და მწვანედ. ეს მონიტორები გვთავაზობს **OLED** დისპლეის მსგავს მაღალი ხარისხის წარმადობას შედარებით უფრო დაბალ ფასად ვიდრე **OLED**, მაგრამ კვანტური წერტილის ფენა, რომელიც ამ დისპლეებს აძლევს მათ მახასიათებლებს, ჯერ კიდევ დამუშავების სტადიაშია.

²⁸ ორგანული შუქდიოდები - **OLED (an Organic Light Emitting Diode)**.

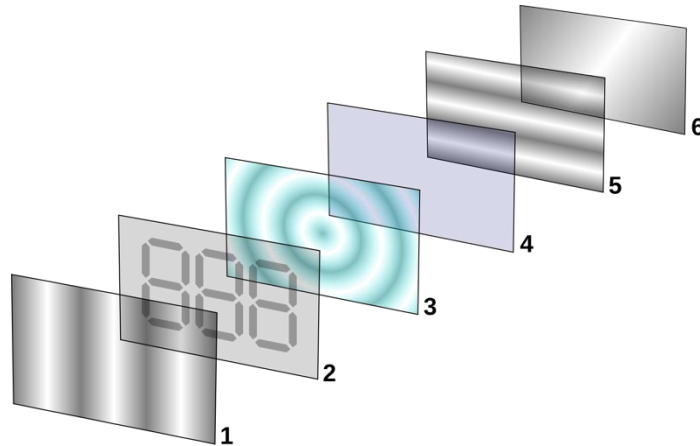
²⁹ კვანტური წერტილების გამაუმჯობესებელი ფირი - **QDEF (The Quantum Dot Enhancement Film)**.

თავი XI. ტელეხედვის საფუძვლები

ვინაიდან LCD ეკრანები არ იყენებენ ფოსფორს, ისინი იშვიათად გამოდიან მწყობრიდან, თუნდაც სტატიკური გამოსახულება ეკრანზე დიდი ხნის განმავლობაში იყოს მოქმედებაში, თუმცა, LCD-ები მგრძნობიარეა გამოსახულების მდგრადობის მიმართ.

ერთი სიტყვით, LCD ეკრანი უფრო ენერგოეფექტურია და ბევრად უსაფრთხოა, ვიდრე მილაკიანი მონიტორები. მისი დაბალი ელექტროენერგიის მოხმარება საშუალებას იძლევა კვების წყაროს სახით გამოყენებული იქნას მცირე სიმძლავრის ელემენტებიც, განსხვავებით მილაკებისაგან, რომლებიც საკმაოდ დიდ ენერგიას მოიხმარენ.

თხევადკრისტალური მასალების ფიზიკას მოცემული კურსის ფარგლებში დეტალურად არ განვიხილავთ. ისინი საბოლოოდ იმ ინფორმაციის ან სიგნალების გამოტანას/მართვას ახორციელებენ, რომელთა დამუშავებაც და გარდაქმნაც არის სწორედ ჩვენი განხილვის ერთ-ერთი საგანი.



ნახ.56.4. ამრეკლავი გრეხილი ნემატური თხევადი კრისტალური ეკრანი.

1. პოლარიზებული ფილტრის პანელი ვერტიკალური დერძით. მისი საშუალებით უნდა მოხდეს სინათლის პოლარიზაცია, 2. შუშის მინარევი ინდიუმ-კალიუმ ოქსიდის (ITO)³⁰ ელექტროდებით. ამ ელექტროდების ფორმები განსაზღვრავს ფორმებს, რომლებიც გამოჩნდება LCD-ის ჩართვისას. ზედაპირზე ამოტვიფრული ვერტიკალური ქედები გლუვია, 3. გრეხილი ნემატური თხევადი კრისტალი, 4. შუშის სუბსტრატი საერთო ელექტროდის ფირით (ITO) ჰორიზონტალური ფილტრის შესასრულებლად, 5. პოლარიზებული ფილტრის ფირი (ფენა) ჰორიზონტალური დერძით სინათლის დაბლოკვის/გავლისთვის, 6. ამრეკლავი ზედაპირი მომხმარებლისათვის შუქის (გამოსახულების) მისაწოდებლად

³⁰ ინდიუმ-კალიუმ ოქსიდი - ITO (Indium Tin Oxide).

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

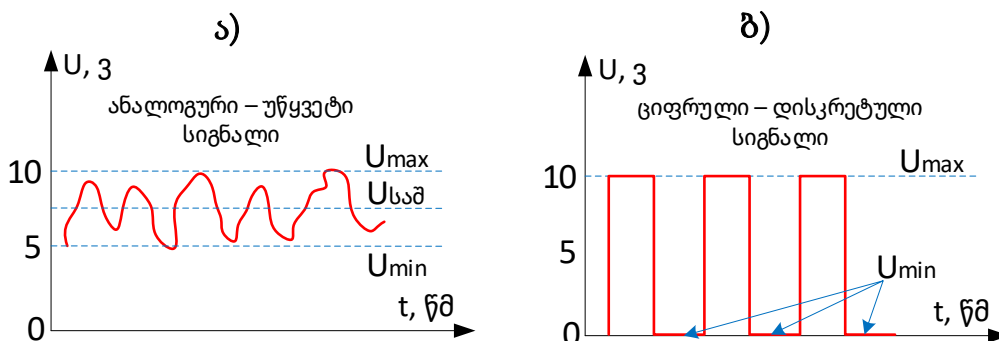
§57. ანალოგური და ციფრული სიგნალები

ტრადიციულად რადიოსისტემების მიერ გადაცემა ორი სახის შეტყობინება: ხმოვანი ინფორმაცია ან/და მონაცემები. ხმოვანი შეტყობინება ითვალისწინებს ყველა იმ პროცესს, რომელსაც **მს** განიცდის გადამცემიდან მიმღებამდე, იქნება ეს **მს**-ის ფორმირება, **მს**-ის გენერაცია, მოდულაცია, გადაცემა-მიღება, დემოდულაცია, **მს**-ის გამოყოფა და ხმოვანი სიგნალის ფორმირება.

რაც შეეხება მონაცემთა გადაცემას, ის ითვალისწინებს ერთი კომპიუტერიდან მონაცემების გადაცემას მეორეზე, ერთი ან რამდენიმე კავშირის არხით (ტელეფონის ხაზი, რადიოკავშირი, მობილური კავშირი და ა.შ.). როცა მონაცემები გადაიცემა დიდ მანძილზე, დასაშვებია გამოყენებული იქნას სხვადასხვა კავშირის არხების კომბინაცია.

ხმოვანი შეტყობინება ჩვეულებრივ წარმოადგენს ანალოგურ სიგნალს, რომელიც უწყვეტად იცვლება დროში (ნახ.57.1 ა). რაც შეეხება კომპიუტერებს, ისინი ინახავენ მონაცემებს ციფრული სახით. კომპიუტერული სქემები განსაზღვრავს ელექტრული იმპულსების არსებობას ან არ არსებობას. შესაბამისად, სიგნალის არსებობას შეესაბამება ციფრი „1“, ხოლო არ არსებობას „0“, ამიტომ კომპიუტერულ სქემებში შენახულ ციფრულ მონაცემებს გამოსახავენ ორობით სისტემაში. რომელიმე ელექტრონულ კვანძში მონაცემის არსებობას ან არ არსებობას ზომავენ უმცირესი ერთეულით - ბიტი. ბიტი შეიძლება ასახავდეს მხოლოდ ერთ მნიშვნელობას „0“-ს ან „1“-ს, მაგრამ ერთმანეთთან დაკავშირებული ბიტების, ანუ „0“-ებისა და „1“-ების კომბინაცია გამოიყენება ასოების, რიცხვებისა და სიმბოლოების გამოსახატად.

მონაცემები შეიძლება წარმოდგენილი იქნას ციფრული სიგნალის სახით, რომელიც ღებულობს დისკრეტულ მნიშვნელობას. მაგალითად ნახ.57.1 ბ)-ზე წარმოდგენილია ციფრული სიგნალის ძაბვის დროზე დამოკიდებულება, რომელიც ღებულობს მხოლოდ ორ მნიშვნელობას 0-ს, როცა სიგნალი არ გვაქვს (გამორთულია), ან +10 ვოლტს, როცა სიგნალი გვაქვს (ჩართულია).

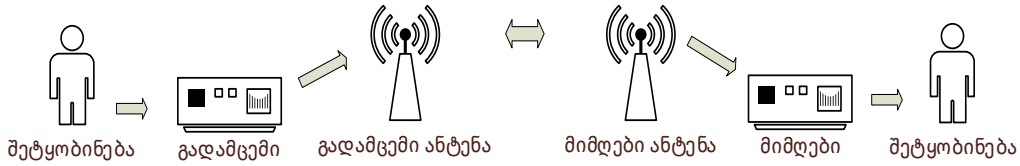


ნახ.57.1. ა) ანალოგური - უწყვეტი სიგნალი, ბ) ციფრული - დისკრეტული სიგნალი

ხმა და მონაცემები შეიძლება შეიფუთოს და გადაიცეს ანალოგური ან ციფრული სიგნალებით. რა თქმა უნდა, მონაცემთა გადაცემის ანალოგური და ციფრული მეთოდები განსხვავდება ერთმანეთისაგან.

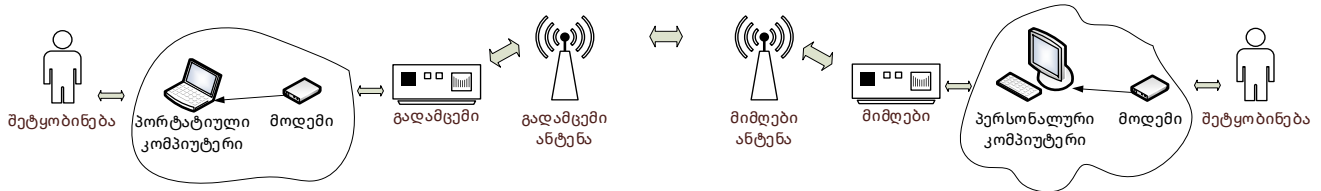
თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

ანალოგური რადიოსისტემები უწყვეტად გადასცემენ რადიოტალღებს, რომელიც ჩვეულებრივ დაბალსიხშირული ხმოვანი შეტყობინებით არის მოდულირებული. ტიპური ანალოგური რადიო შედგება გადამცემისაგან და მიმღებისაგან (ნახ.57.2).

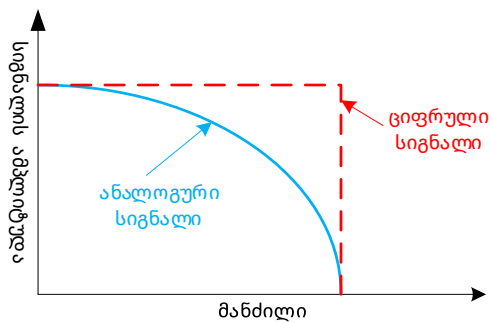


ნახ.57.2. ანალოგური სიგნალის გადაცემა-მიღების სქემა

ანალოგური რადიოსისტემა, ასევე შეიძლება გამოყენებული იქნას მონაცემთა გადასაცემად. მაგრამ, ციფრული მონაცემების გადასაცემად, ჯერ ის უნდა გარდაიქმნას ანალოგურ სიგნალად. ნახ.57.3-ზე წარმოდგენილია პორტატიული კომპიუტერის ჩართვა მოდემის გავლით ტიპურ FM რადიოსთან. პორტატიული ნოუთბუკი აგენერირებს ციფრულ სიგნალს, რომელიც მოდემის საშუალებით გარდაიქმნება ანალოგურ სიგნალად და მიეწოდება რადიოგადამცემს. მიმღები მოწყობილობა კი აღმოაჩენს რა ანალოგურ სიგნალს მოდემის გავლით პირიქით გარდაქმნის მას ციფრულ სიგნალად და გამოაქვს შემდგომი დამუშავებისათვის (გამოაქვს ეკრანზე, პრინტერზე). როგორც ვხედავთ, როცა ანალოგური მონაცემები მიმღებს მიეწოდება, ისინი კვლავ გარდაიქმნება ციფრულ ფორმაში მეორე მოდემის საშუალებით.



ნახ.57.3. ციფრული შეტყობინების გადაცემა-მიღების სქემა



ნახ.57.4. ანალოგური და ციფრული სიგნალების ცვლილება მანძილის მიხედვით

ჩვეულებრივ ციფრული სიგნალების პირდაპირი აღქმა რთულია, რადგან ჩვენი გრძნობათა ორგანოები ორიენტირებულია და რეაგირებენ მხოლოდ ანალოგურ სიგნალებზე. ჩვენ გვესმის ანალოგური ხმა, ვიზუალურად ვხედავთ ანალოგურ გამოსახულებას, მაგრამ თუ ხმოვან შეტყობინებას გარდავქმნით ციფრულ სიგნალად, მისი დისკრეტიზაციის გზით, გრძნობათა ორგანოებით მას ვეღარ აღვიქვამთ. ამიტომ ადამიანებს გვიჭირს ციფრული მონაცემების არსში ჩაწვდომა. ანალოგური სიგნალების გარდაქმნა ციფრულ მონაცემებად შესაძლებელია ხმოვანი კოდირებით ე.წ. „ვოკოდერით“ (Voice Coder). მიმღებში

პირიქით, ციფრული სიგნალი უნდა გარდაიქმნას ანალოგურად, რომ შევძლოთ მისი აღქმა. ციფრული რადიოსისტემა გადასცემს ინფორმაციას მზიდი სიგნალის ციფრული მოდულაციის გზით. ერთ-ერთი ყველაზე მარტივი მოდულაციის მეთოდია, მზიდი სიხშირის ცვლილება სხვადასხვა სილიდით, ყოველი ბიტი მონაცემისათვის (ამ მეთოდს უწოდებენ **სიხშირულ მანიპულაციას - Frequency Shift Keying (FSK)**). ამის შემდეგ მიმღები სიგნალი მიიღებს 0-ებისა და 1-იანების ერთობლიობას და ადადგენს პირვანდელ სიგნალს.

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

ანალოგურ და ციფრულ რადიოსისტემებს სხვადასხვა გადაცემის მახასიათებლები აქვთ. გადაცემის წერტილიდან მოშორებით ანალოგური სიგნალის ხარისხი მცირდება, ხოლო ხმაურის დონე მატულობს. სიგნალის გარჩევა უფრო და უფრო რთული ხდება. ციფრულ სიგნალს გადაცემისას საკმაოდ სტაბილური მახასიათებლები აქვს. მიმდებამდე ხარისხი თითქმის არ მცირდება. როგორც კი მიაღწევს მიმღებს მისი ხარისხი მკვეთრად ეცემა (ნახ.57.4).

არასანქცირებული გამოყენებისაგან ინფორმაციის დაცვის მიზნით, იყენებენ დაშიფრვის ტექნოლოგიას. დაშიფრვის მეთოდით, შესაძლებელია ხმოვანი ან შეტყობინების მონაცემების დაცვა. მაგალითად, უკვე მოძველებულ ანალოგურ გადამცემებში სარგებლობდნენ დაშიფრვის ტექნოლოგიით, რომელიც ითვალისწინებდა ხმის სპექტრის დაყოფას ნაწილებად და გადანაცვლებას ერთმანეთის მიმართ, რათა გართულებულიყო არასანქცირებული პირებისათვის მისი აღქმა. მოგვიანებით, შედარებით თანამედროვე ციფრულ გადამცემებში, დაშიფრვის ტექნოლოგია ითვალისწინებდა ანალოგური ხმოვანი სიგნალის სპექტრის გარდაქმნას ციფრულ ფორმაში და მის გადაცემას სხვა მოდულაციით. მართალია ციფრული დაშიფრვის ეს სისტემები გაცილებით უსაფრთხოა ვიდრე ანალოგური ინვერსიული სისტემები, მაგრამ მაინც, ამ სისტემების დიაპაზონი ძლიერ უარესდებოდა დაშიფრულ რეჟიმში.

§58. ანალოგური სიგნალის ციფრულ ფორმატში წარმოდგენის მეთოდები

ყველა სახის ინფორმაცია კომპიუტერში გამოსახება ორობით სისტემაში წარმოდგენილი რიცხვების საშუალებით. ორობით სისტემაში ნებისმიერი N რიცხვი წარმოდგენილია 0-ებისა და 1-ის კომბინაციით, რომლებიც წარმოადგენს 2-ის ფუძით ხარისხობრივად გაშლის შედეგად მიღებულ კოეფიციენტებს:

$$N = a_n 2^n + a_{n-1} 2^{n-1} + \dots + a_0 2^0 + a_{-1} 2^{-1} + \dots = \sum_{i=-(n-1)}^{n-1} a_i 2^i,$$

სადაც $a_i = \{0; 1\}$ - კოეფიციენტების მნიშვნელობებია, ხოლო n - რიცხვების რაოდენობაა. მაგალითად, ათობით სისტემაში წარმოდგენილი რიცხვი 22, ორობით სისტემაში შეიძლება ასე წარმოვადგინოთ:

$$22_{10} = 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 \rightarrow 10110_2,$$

ამ შემთხვევაში რიცხვების რაოდენობა ორობით სისტემაში არის $n = 5$. ან კიდევ ათობით სისტემაში რიცხვი 100 ორობითში ასე გამოისახება:

$$100_{10} = 1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 \rightarrow 1100110_2.$$

ორობით სისტემაში შეიძლება გამოვსახოთ წილადური ან უარყოფითი რიცხვებიც:

$$\left(6\frac{1}{8}\right)_{10} = 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^{-1} + 0 \cdot 2^{-2} + 1 \cdot 2^{-3} \rightarrow 110.001_2,$$

$$-10_{10} = -(1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0) \rightarrow 1010_2.$$

გაცილებით მარტივია ორობით კოდში ჩაწერილი რიცხვის გადაყვანა ათობით სისტემაში (იხ. [დანართი 5](#)):

$$11111_2 \rightarrow 1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 64 + 32 + 16 + 8 + 4 + 2 + 1 = 127.$$

საორიენტაციოდ შეიძლება ვისარგებლოთ ცხრილი 58.1-ით.

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

ცხრილი 58.1. ორობით და ათობითი სისტემებში რიცხვებს შორის გადამყვანი საორიენტაციო ცხრილი

რიცხვი ათობით სისტემაში	$2^1 = 2$	$2^2 = 4$	$2^3 = 8$	$2^4 = 16$	$2^5 = 32$	$2^6 = 64$	$2^7 = 128$	$2^8 = 256$	$2^9 = 512$	$2^{10} = 1024$
რიცხვი ორობით სისტემაში	10	100	1000	10000	100000	1000000	10000000	100000000	1000000000	10000000000

რა თქმა უნდა, შესაძლებელია ორობით სისტემაში გამოსახული რიცხვების შეკრება, გამოკლება, გამრავლება და გაყოფა. ორობით სისტემაში $1 + 1 = 10$, იწერება 0 და ვიმახსოვრებთ 1-ს, რომელსაც მომდევნო თანრიგში ვითვალისწინებთ, მაგალითად: $11 + 1 = 110$, ამ შემთხვევაში დამახსოვრებული ერთი გადადის მომდევნო თანრიგში და ასახულია წითელი შრიფტით, ან კიდევ: $111 + 1 = 1000$. ამ შემთხვევაშიც დამახსოვრებული ერთი აისახა მომდევნო თანრიგში წითელი შრიფტით მოცემულ 0-ში და ა.შ. ორობით სისტემაში რიცხვებზე ოპერაციების შესრულებისას სასურველია გავითვალისწინოთ ცხრილი 58.2-ში მოცემული წესი.

ცხრილი 58.2. ოპერაციები ორ ბინარულ რიცხს შორის

A	B	A + B	A - B	AB
0	0	0	0	0
0	1	1	1	0
1	0	1	1	0
1	1	0 ¹	0	1

ამ ოპერაციების დეტალურ განხილვაზე აღარ შევიჩერდებით, რადგან ინფორმაცია მათ შესახებ საკმაოდ მრავლად არის სხვადასხვა ლიტერატურულ წყაროებში, მხოლოდ მოვიყვანთ კონკრეტულ მაგალითს.

ვთვათ $A = 58$, $B = 14$, ვიპოვოთ $Y = \{a + b; a - b; a \cdot b; \frac{a}{b}\}$ ორობით სისტემაში:

შეკრება (A + B)		გამოკლება (A - B)
$ \begin{array}{r} 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0 \\ + \quad \quad 1\ 1\ 1\ 0 \\ \hline 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0 \end{array} \Rightarrow \begin{array}{r} +\ 62_{10} \\ +\ 14_{10} \\ \hline 76_{10} \end{array} $	⇒	$ \begin{array}{r} 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0 \\ - \quad \quad 1\ 1\ 1\ 0 \\ \hline 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0 \end{array} \Rightarrow \begin{array}{r} -\ 62_{10} \\ -\ 14_{10} \\ \hline 48_{10} \end{array} $

გამრავლება (A × B)
$ \begin{array}{r} 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0 \\ \times \quad \quad 1\ 1\ 1\ 0 \\ \hline +: 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0 \\ +: 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0 \\ +: 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0 \\ +: 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0 \\ \hline 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0 \end{array} \Rightarrow \begin{array}{r} 62_{10} \\ \times \\ 14_{10} \\ \hline 868_{10} \end{array} $

გაყოფა (A ÷ B)
$ \begin{array}{r} 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0 \\ - 1\ 1\ 1\ 0 \\ \hline 1\ 1\ 0\ 0 \\ 1\ 1\ 1\ 0 \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{r} 1\ 1\ 1\ 0 \\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1 \end{array} \Rightarrow \begin{array}{r} 62_{10} \\ \div \\ 14_{10} \\ \hline 4.42_{10} \end{array} $

მართლაც:

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

$$111101 \rightarrow 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = 32 + 16 + 8 + 4 + 2 + 0 = 62.$$

$$1110 \rightarrow 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = 8 + 4 + 2 + 0 = 14.$$

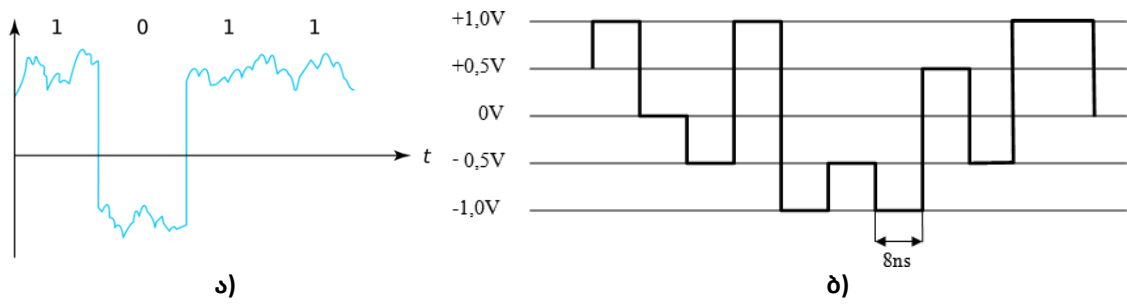
$$1001100 \rightarrow 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = 76.$$

ამრიგად, ციფრული სიგნალი არის დისკრეტული მონაცემების თანმიმდევრობა. დროის ნებისმიერ მომენტში მას შეუძლია მიიღოს ბინარული მნიშვნელობებიდან ერთ-ერთი (0 ან 1). მარტივი ციფრული სიგნალი წარმოადგენს ინფორმაციას ანალოგური სიგნალის დონეების შესახებ. როგორც წესი, ციფრული სიგნალი მიიღება დაბვის მნიშვნელობის ცვლილებით. სიგნალის დაბვის მნიშვნელობის ეტალონად მიღებულია ე.წ. „მიწა“ - ბინარული „0“, ხოლო მეორე მნიშვნელობა განსაზღვრავს დაბვის არსებობას წრედში ან წრედის კვანძში და მას შეესაბამება ბინარული „1“ (ნახ.58.1).

ბულის (Boolean) ალგებრულ ლოგიკაში ხშირად იყენებენ ტერმინებს „მცდარი“ და „ჭეშმარიტი“. ანალოგური სიგნალის დისკრედიტიზაციის დონეები არ სცილდება სიგნალის მომვლებს. სიგნალი დისკრეტული მომვლების მიღმა იგნორირებულია. განსხვავებით ანალოგური სიგნალისაგან, რომლის მომვლების მიღმა შეიძლება გვექნოდეს ე.წ. ელექტრონული ხმაურის ეფექტით გამოწვეული სიგნალის ფლუქტუაციები, რომელიც იწვევს ანალოგური სიგნალის მომვლების დამახინჯებას. რაც შეეხება ციფრულ სიგნალს, ის ხმაურისადმი მდგრადია, ვიდრე ანალოგური. ელექტრული ხმაური, თუ ის ძლიერი არ არის, გავლენას ვერ ახდენს ციფრული სიგნალის ფორმის ცვლილებაზე.

ზოგჯერ გამოიყენება ციფრული სიგნალები, რომლებიც ღებულობს ბინარულზე მეტ მნიშვნელობებს, ასეთი სიგნალები ემორჩილება მრავალმნიშვნელოვანი ლოგიკის წესებს. მაგალითად, სიგნალები, რომლებსაც შეუძლიათ მიიღონ სამი სხვადასხვა მნიშვნელობა, ვთქვათ, +5 ვ, 0 ვ და -5 ვ, აღიწერება სამი დონით. ნახ.58.1 ბ)-ზე წარმოდგენილია ხუთდონიანი იმპულსურ-ამპლიტუდა მოდულირებული ციფრული სიგნალის ნიმუში.

ციფრულ სიგნალში ბინარული მნიშვნელობები შეიძლება მიიღოს ცვლადმა ელექტრულმა დენმა, დაბვამ, ინტენსივობამ, ფაზამ, ოპტიკური ან ელექტრომაგნიტური ტალღების პოლარიზაციამ, აკუსტიკურმა წნევამ, ინფორმაციის მატარებელი მოწყობილობების დამაგნიტებულობამ და ა.შ. თუკი რამდენიმე ათეული წლის წინ, ციფრულ სიგნალებს ძირითადად კომპიუტერულ ტექნიკაში იყენებდნენ, დღეს ის გვხვდება ყველა ციფრულ ტექნიკაში (ტელევიზორი, სარეცხი მანქანა და ა.შ.).



ნახ.58.1. ა) ბინარული ციფრული სიგნალის მაგალითი, ბ) ხუთდონიანი იმპულსურ-ამპლიტუდა მოდულირებული ციფრული სიგნალი

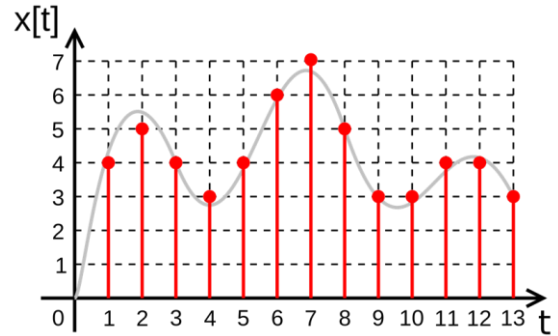
ციფრულ ელექტრონიკაში, ციფრული სიგნალი წარმოადგენს სხვადასხვა ამპლიტუდის დისკრეტული იმპულსების თანმიმდევრობას (ე.წ. იმპულსურ-ამპლიტუდური მოდულაცია). მართკუთხა ელექტრული ან სინათლის იმპულსების თანმიმდევრობას აქვს ფიქსირებული სიგანე, მაგრამ თითოეულ იმპულსს აქვს ამპლიტუდის დისკრეტული დონე (ნახ.58.2). რა თქმა უნდა, განსაკუთრებულ შემთხვევას წარმოადგენს ლოგიკური სიგნალი, რომელიც არის სწორედ ბინარული - ორობითი სიგნალი. ამ შემთხვევაში სიგნალი ღებულობს მხოლოდ ორ მნიშვნელობას მინიმუმს და მაქსიმუმს.

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

ციფრულ ელექტრონიკაში იმპულსების თანმიმდევრობის გენერირება ხდება სავსე ტრანზისტორების საშუალებით. ეს ტრანზისტორები შეიცავს ლითონ-ოქსიდ-ნახევარგამტარულ ფენებს და ელექტრული იმპულსების სწრაფი გადართვა - გადმორთვის საშუალებას იძლევა, რაც ვერ ხერხდება ჩვეულებრივი ბიპოლარული ტრანზისტორებით, რომლებიც შედარებით ნელა აგენერირებენ ანალოგურ სიგნალებს.

ციფრული სიგნალი დისკრეტულია დროით და ამპლიტუდის მიხედვით. პრაქტიკულად ციფრული სიგნალი წარმოადგენს შიფრების თანმიმდევრობას.

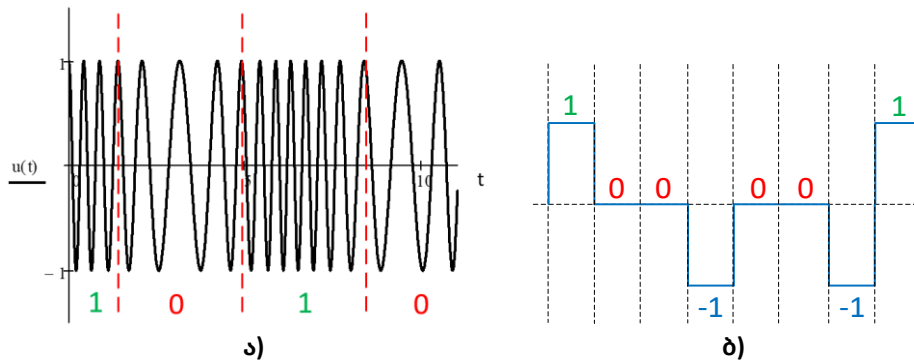
ის შეიძლება შენახული, ან დამუშავებული, ან გადაცემული იქნას ფიზიკურად იმპულსურ-კოდური მოდულაციის სახით (იკმ).



ნახ.58.2. იმპულსურ-ამპლიტუდა მოდულირებული ციფრული სიგნალი

ნახ.58.3-ზე წარმოდგენილია ანალოგური სიგნალი ციფრული სიგნალის სახით, რომელიც ღებულობს დისკრეტულად განსაზღვრულ ამპლიტუდურ მნიშვნელობებს განსაზღვრულ დროში. ნახ.58.3. ა)-ზე მოცემულია სიგნალი სინშირული მანიპულაციით. ტალღის სხვადასხვა ფორმას შეესაბამება ბინარული მნიშვნელობებიდან ერთ-ერთი და განსაზღვრავს გატარების სინშირულ ზოლს. ე.ი. ნახაზზე ნაჩვენებია 1-იანის შესაბამისი ფორმის ტალღა მოხვდება გატარების ზოლში, ხოლო 0 კი არა.

სინშირული მანიპულაცია (FSK – Frequency Shift Keying) ითვლება მონაცემთა ციფრული გადაცემის საშუალებად. ნახ.58.3. ბ)-ზე კი წარმოდგენილია ციფრული სიგნალი წრფივი კოდირებით, რომელიც გამოიყენება ძირითად სინშირულ ზოლში ინფორმაციის გადასაცემად. წრფივ, ბინარულ კოდირებას იყენებენ ტელეკომუნიკაციაში, როცა ნულის მიმართ ბინარულ 1-ს შეიძლება ჰქონდეს დადებითი და უარყოფითი მნიშვნელობა. შესაბამისად, სიგნალი ღებულობს სამ მნიშვნელობას -1, 0 და +1. ამ სიგნალს დუობინარული ეწოდება. მოდულაციის ამ სახეს **ამპლიტუდური მანიპულაცია ეწოდება (ASK - Amplitude Shift Keying)**.

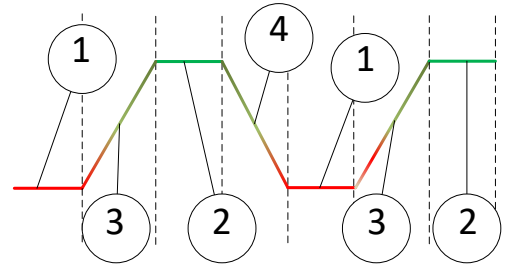


ნახ.58.3 ა) სიგნალი სინშირის მანიპულაციით, ბ) ციფრული სიგნალი წრფივი კოდირებით

ციფრულ კომუნიკაციაში ციფრული სიგნალი ასახავს უწყვეტ ანალოგურ სიგნალს და მისი ფორმა დამოკიდებულია სიგნალის გადაცემის მეთოდზე. ის შეიძლება იყოს **წრფივი კოდირება**, რომელიც საშუალებას იძლევა გადაცემა განხორციელდეს სინშირეთა ძირითად ინტერვალში, ან იყოს **ციფრული მოდულაცია**, რომელიც საშუალებას იძლევა გადაცემა ვაწამოთ გატარების სინშირულ ზოლში. ასეთი ციფრული სიგნალი ლიტერატურაში ხშირად მოხსენებულია როგორც, ანალოგურ სიგნალად გარდაქმნილი ბიტების ნაკადი.

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

ერთი სიტყვით სიგნალს, რომელიც დებულობს მნიშვნელობებს 0-ს და 1-ს, „მინიმუმს“ ან „მაქსიმუმს“, „მცდარს“ ან „ჭეშმარიტს“ ეწოდება ციფრული, ლოგიკური ან ორობითი. დისკრეტულ სიგნალთაგან გამოვყოთ **ტაქტური სიგნალი**, რომელიც სპეციალური ციფრული სიგნალია და გამოიყენება ციფრული წრედების სინქრონიზაციისთვის. ნახ.58.4-ზე გამოსახულია ტაქტური სიგნალის ფორმა. ლოგიკური ცვლილებები გაეშვება ან წინა ან უკანა ფრონტით. ზრდადი ფრონტი - არის გადასვლა დაბალი ძაბვიდან (დონე 1) მაღალ ძაბვაზე (დონე 2). კლებადი ფრონტი კი არის პირიქით.



ნახ.58.4. ა) ლოგიკური სიგნალის ფორმა. მინიმალური დონე - 1, მაქსიმალური დონე - 2, ზრდადი ფრონტი - 3, კლებადი ფრონტი - 4

§59. ციფრული მოდულაცია

ციფრული მოდულაციისას ანალოგური დისკრეტული სიგნალი მოდულირდება დისკრეტული (იმპულსური) სიგნალით. ციფრული მოდულაცია შეიძლება განვიხილოთ, როგორც **ციფრულ-ანალოგური გარდაქმნა (DAC – Digital-Analog Converter)**, ხოლო დემოდულაცია შესაბამისად, **ანალოგურ-ციფრული გარდაქმნა (ADC – Analog-Digital Converter)**. მზიდ სიგნალში ცვლილებები ხორციელდება სასრული რაოდენობის ანბანური სიმბოლოებით (მოდულირებადი ანბანი).

მაგალითად, სატელეფონო კავშირის მიზანია ბგერითი შეტყობინების გადაცემის განხორციელება. ანალოგური ბგერითი ტონები ციფრული ტექნიკის გამოყენებით (ანალოგურ-ციფრული გარდაქმნით, როგორცაა მოდემი კომპიუტერებში) გარდაიქმნება ციფრულ ბიტებში. თუ მოდემი წამში 2000 ანალოგური ბგერითი ტონის გარდაქმნას ახდენს, მაშინ მისი სიჩქარე იქნება 2000 ტონი/წმ-ში ან 2000 ბოდი³¹. თითოეულ ტონს შეესაბამება ბინარული ორი ციფრი 00, 01, 10 და ა.შ., ამიტომ შეტყობინების სიჩქარე ბიტებში 2-ჯერ ღიღია და იქნება 4000 ბიტი/წმ-ში.

ერთი განმარტებით, ციფრული მოდულაცია წარმოადგენს ციფრულ სიგნალს, ხოლო მეორე განმარტებით ის არის ანალოგურ-ციფრული გარდაქმნის მეთოდი. უმრავლეს სახელმძღვანელოში ციფრული მოდულაცია განიხილება როგორც ციფრული გადაცემის საშუალება, რომლის სინონიმია მონაცემთა გადაცემა. ციფრული მოდულაციის ზოგიერთ სახეს მანიპულაციას უწოდებენ. განასხვავებენ ციფრული მოდულაციის შემდეგ სახეებს:

- **ამპლიტუდის მანიპულაცია - ASK (Amplitude Shift Keying);**
- **სიხშირის მანიპულაცია - FSK (Frequency Shift Keying);**
- **ფაზის მანიპულაცია - PSK (Phase Shift Keying);**
- **კვადრატული ამპლიტუდური მოდულაცია - QAM (Quadrature Amplitude Modulation).**

QAM-სიგნალი შეიცავს წარმოადგენს მინიმუმ ორი **ASK-ამპლიტუდის** და **FSK-ფაზის მანიპულაციების** ჯამურ შედეგს. ის შეიძლება განვიხილოთ, როგორც ორარხიანი სისტემა. თითოეული არხი იყენებს ამპლიტუდურ მანიპულაციას. ჯამური სიგნალი არის **ASK-ამპლიტუდის** და **PSK-ფაზის მანიპულაციის** კომბინირების შედეგი.

³¹ ბოდი (baud) - ტელეკომუნიკაციასა და ელექტრონიკაში მიღებული საერთაშორისო ერთეულია და განსაზღვრავს სიმბოლოთა გადაცემის სიჩქარეს კავშირის არხში.

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

განასხვავებენ ციფრული მოდულაციის ორ მეთოდს: **ასინქრონულ** და **სინქრონულ** მოდულაციას. ასინქრონული მეთოდები არ საჭიროებს საყრდენ ტაქტურ სიგნალს. ამ შემთხვევაში მოდულაციის სიმბოლოები (არა ბიტები, არამედ სიმბოლოები ან მონაცემთა პაკეტები) გადაიცემა ასინქრონულად. სინქრონული მოდულაციისას კი პირიქით, მიმღები ამოწმებს მიღებულ მონაცემებს საყრდენ ტაქტურ სიგნალთან.

ყველა შემთხვევაში აღწერილ მეთოდში, ამპლიტუდას, სიხშირეს ან ფაზას ენიჭება ბინარული (ორობითი) სისტემის უნიკალური კომბინაცია. ჩვეულებრივ, თითოეულ ამპლიტუდას, სიხშირეს ან ფაზას ენიჭება ბინარული ბიტების თანაბარი რაოდენობა და მას **კოდი** ეწოდება.

მონაცემთა კოდირება, თანავარსკვლავედის დიაგრამა

ვთქვათ, ანბანი შედგება $M = 2N$ სიმბოლოსაგან, მაშინ თითოეული სიმბოლო წარმოაგენს შეტყობინებას, რომელიც შედგება N ბიტისაგან. თუ სიმბოლოების გადაცემის სიჩქარე არის f_s ბონდი, მაშინ ციფრული მონაცემების-ბიტების გადაცემის სიჩქარე იქნება: $f_b = Nf_s$. მაგალითად, ვთქვათ ანბანი შედგება 16 სიმბოლოსაგან, მაშინ თითოეული სიმბოლო გამოისახება 4 ბიტით: $2^4 = 16$. მონაცემთა (ბიტების) გადაცემის სიჩქარე 4-ჯერ აღემატება სიმბოლოთა გადაცემის სიჩქარეს.

ASK-ამპლიტუდური, PSK-ფაზის მანიპულაციისა და QAM-კვადრატული ამპლიტუდის მოდულაციის შემთხვევაში, მოდულირებული სიგნალის მზიდი სიხშირე მუდმივია. ანბანის სიმბოლოები ციფრული მოდულაციის საშუალებით შეიძლება წარმოდგენილი იქნას თანავარსკვლავედის დიაგრამაზე³², რომელიც ასახავს ანბანის $x_i(t)$ სიგნალს (როგორც წესი კოსინუსოიდალურ სიგნალს) x ღერძზე და $x_q(t)$ სიგნალს (როგორც წესი სინუსოიდალურ სიგნალს) y ღერძზე. დიაგრამაზე დატანილი წერტილები შეესაბამება ანბანის შესაბამის ციფრულად მოდულირებულ სიგნალს. ამ წერტილების კუთხე აითვლება ჰორიზონტალური ღერძიდან საათის ისრის საწინააღმდეგო მიმართულებით. ეს კუთხე მიუთითებს მზიდი ტალღის ფაზურ წანაცვლებას პირველადი (საყრდენი) ფაზის მიმართ. წერტილთა დაშორება კოორდინატთა სათავიდან შეესაბამება სიგნალის ამპლიტუდას ან სიმძლავრის დონეს.

ASK-ამპლიტუდის და **PSK-ფაზის** მანიპულაცია, ხოლო ზოგჯერ **FSK-სიხშირის** მანიპულაციაც, ხშირად გენერირდება **QAM-მოდულაციით**. $x_i(t)$ და $x_q(t)$ სიგნალები ერთიანდება კომპლექსურ სიგნალში:

$$S(t) = x_i(t) + jx_q(t).$$

მიღებული ეკვივალენტური სიგნალი კომპლექსურია, რომლის მოდულსაც **გატარების ზოლის სიგანეს** უწოდებენ.

როგორც აღვნიშნეთ, ციფრული სიგნალი სხვადასხვა მანიპულაციით შეიძლება იქნას წარმოდგენილი. მანიპულაციისათვის შეიძლება გამოყენებული იქნას ჰარმონიული ფუნქციები, სინუსი და კოსინუსი.

მაგალითად, ბინარული (ორობითი) ფაზის მანიპულაციის განხორციელება შესაძლებელია გამოსახულებით:

$$S_n(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi ft + \pi(1 - n)], \quad n = 0,1, \quad (59.1)$$

³² თანავარსკვლავედის დიაგრამა წარმოადგენს მოდულირებული ციფრული სიგნალის ორგანოზომილებიან კომპლექსურ სიბრტყეში გამოსახვის საშუალებას.

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

სადაც, E_b - ენერგიაა ერთეულ ბიტზე, T_b - ბიტის ხანგრძლივობაა, ეს გამოსახულება გვადლევს ორ ფაზას, 0 და π -ს:

$$S_0(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi ft + \pi] = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi ft), \quad n = 0, \quad (59.2)$$

$$S_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi ft), \quad n = 1, \quad (59.3)$$

შესაბამისად, სიგნალები შეიძლება წარმოდგენილი იქნას ერთადერთი ბაზისური ფუნქციით:

$$\psi(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi ft), \quad (59.4)$$

სადაც:

$$1 = \psi(t)\sqrt{E_b}, \quad 0 = -\psi(t)\sqrt{E_b}$$

სიგნალის თანავარსკვლავედი მოიცავს ორ ფაზას (ნახ.59.1. ა).

ანალოგიურად, შეიძლება განვიხილოთ კვადრატული ფაზის მანიპულაცია (QPSK):

$$S_n(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left[2\pi ft + \frac{\pi}{4}(2n - 1)\right], \quad n = 1, 2, 3, 4. \quad (59.5)$$

ამ შემთხვევაში $E_s = nE_b$ - არის n ბიტის სიმბოლოს ენერგია, ხოლო T_s - სიმბოლოს ხანგრძლივობაა. სიგნალი შეიძლება წარმოდგენილი იქნას ორი ბაზისური ფუნქციით:

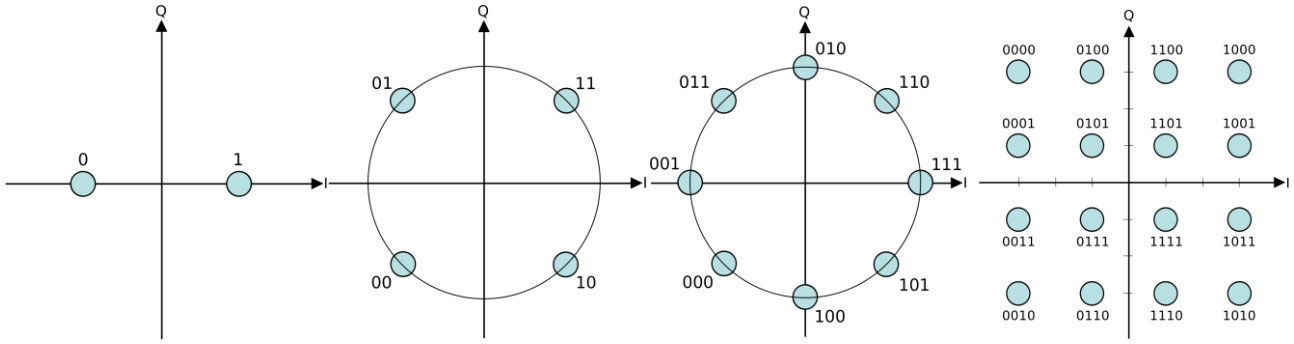
$$\psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_s t), \quad (59.6)$$

$$\psi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_s t). \quad (59.7)$$

ვღებულობთ ოთხ ფაზას: $\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4}$. შესაბამისად, სიგნალის თანავარსკვლავედიც შეიცავს ოთხ წერტილს (ნახ.59.1. ბ).

ნებისმიერი რაოდენობის ფაზა შეიძლება გამოყენებულ იქნას PSK-ფაზის მანიპულაციისას. მაგრამ 8-PSK ჩვეულებრივ არის ყველაზე მაღალი რიგის PSK-მანიპულაცია (ნახ.59.1. გ). 8-PSK მიუთითებს 3-ბიტის მონაცემების გადაცემას, რადგან $8 = 2^3$. 8 ფაზის, ანუ 3-ბიტზე მეტი ფაზის შემთხვევაში, შეცდომის მაჩვენებელი ძალიან მაღალი ხდება და ფაზის მოდულაციის გამოყენება აზრს კარგავს, რადგან იგივე საქმეს შესანიშნავად ასრულებს 16 ფაზისანი (4 ბიტი) კვადრატული ამპლიტუდური მოდულაცია (QAM). ნახ.59.1. დ)-ზე თანავარსკვლავედის დიაგრამაზე წარმოდგენილია 4-ბიტისანი სიმბოლოების კვადრატული მანიპულაციის შედეგი. ამ შემთხვევაში მანიპულაციას განიცდის ამპლიტუდა და ფაზა, მუდმივი რჩება სიხშირე.

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

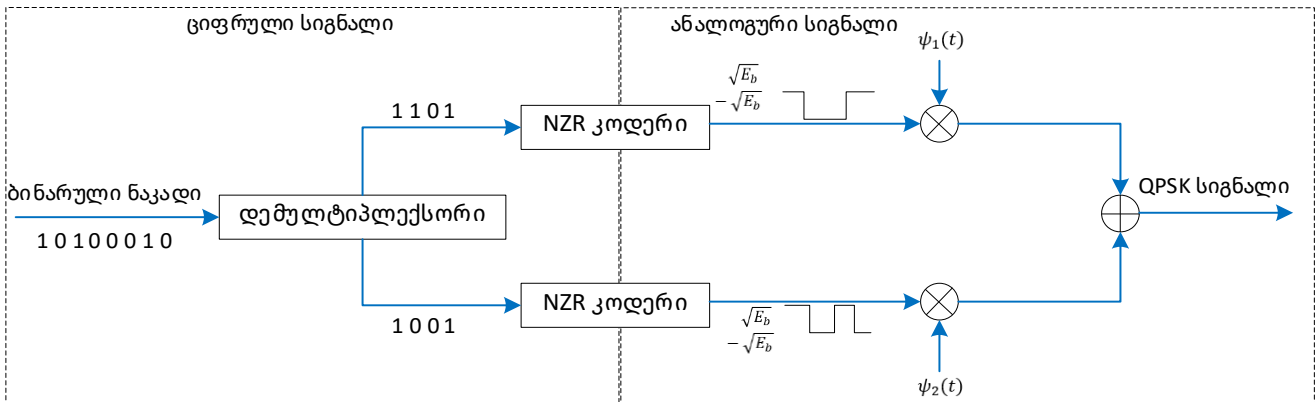


ნახ.59.1. ა) 2-PSK თანავარსკვლავედის დიაგრამა, რომელიც ასახავს კოდირებულ 2 სიმბოლოს. თითოეული სიმბოლო ერთ ბიტთანა და კოდირებულია მზიდი კოსინუსოიდის სხვადასხვა ფაზით; ბ) 4-PSK თანავარსკვლავედის დიაგრამა, რომელიც ასახავს კოდირებულ 4 სიმბოლოს. თითოეული სიმბოლო 2-ბიტთანა და კოდირებულია მზიდი სიგნალის სხვადასხვა ფაზით; გ) 8-PSK თანავარსკვლავედის დიაგრამა, რომელიც ასახავს კოდირებულ 8 სიმბოლოს. თითოეული სიმბოლო 3 ბიტთანა და კოდირებულია მზიდი სიგნალის სხვადასხვა ფაზით, დ) 16-QAM. 4 ბიტანი სიმბოლოების კვადრატული მოდულაცია

QPSK-კვადრატული ფაზის მოდულატორი

QPSK-კვადრატული ფაზის მანიპულაცია შეიძლება რეალიზებული იქნას სხვადასხვა გზით.

ნახ.59.2-ზე წარმოდგენილია გადამცემისა, ნახ.59.3-ზე მიმღების კონსტრუქცია QPSK-მანიპულაციით.



ნახ.59.2 კვადრატული ფაზის მანიპულაციით კონსტრუირებული გადამცემის სქემა. ორობითი მონაცემების ნაკადი იყოფა სინფაზურ და კვადრატულ მდგენელებად. შემდეგ ისინი ცალ-ცალკე მოდულირდება ორ ორთოგონალურ ბაზისურ ფუნქციებად. შემდეგ სიგნალები ედება ერთმანეთს და მიიღება QPSK სიგნალი

კვადრატულ მოდულატორში $x_i(t)$ სიგნალი მრავლდება $\cos(2\pi ft)$, ხოლო $x_q(t) - \sin(2\pi ft)$. f მს-ის სიხშირეა. კომპლექსური სიგნალი შეიძლება წარმოვადგინოთ ექსპონენციალური სახით:

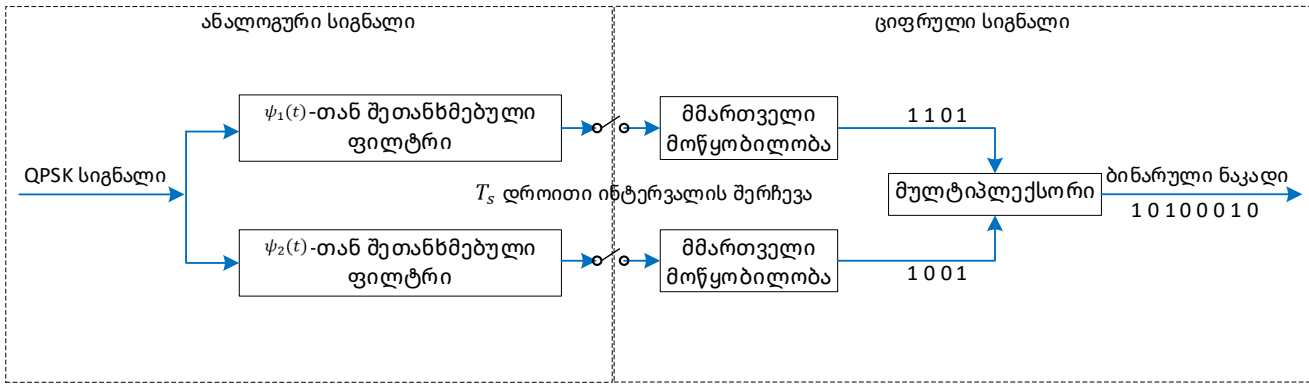
$$S(t) = a \cdot x_i(t) \cdot e^{-j\frac{\psi}{2}} + j\frac{1}{a} \cdot x_q(t) \cdot e^{j\frac{\psi}{2}}. \tag{59.8}$$

იდეალური მოდულატორისათვის $a = 1, \psi = 0$. შედეგად ვღებულობთ:

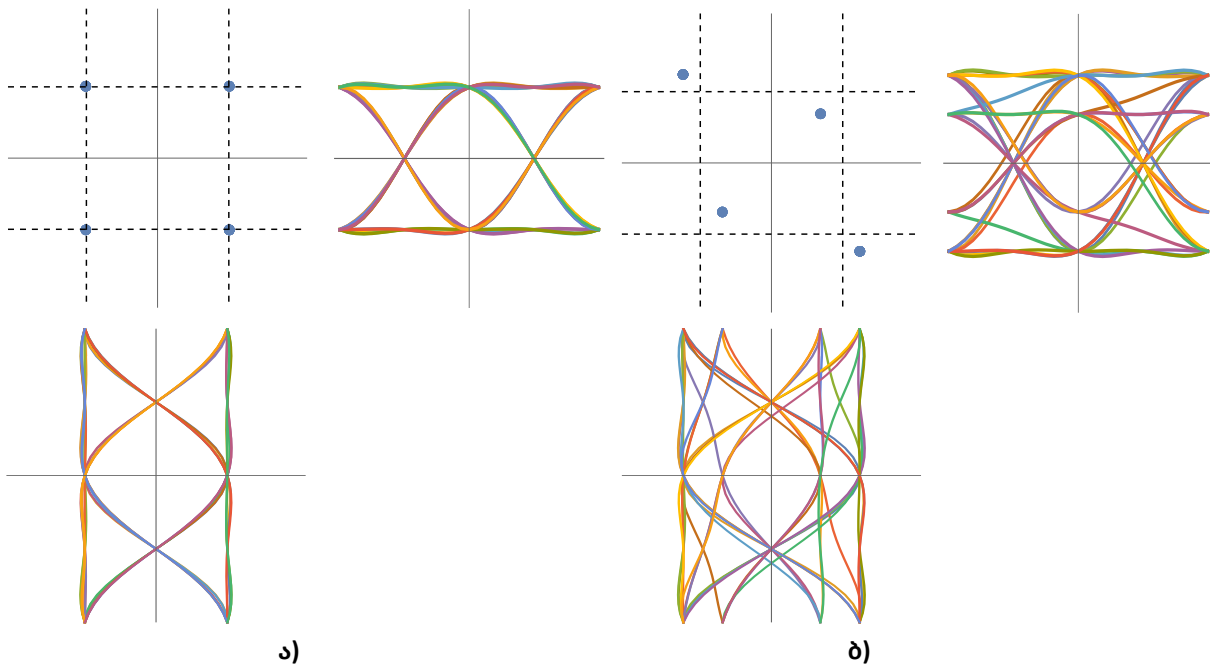
$$S(t) = x_i(t) + jx_q(t).$$

როგორც ვხედავთ, ციფრულად მოდულირებული სიგნალი წარმოდგენილია მისი ეკვივალენტური კომპლექსური სიგნალით. ამ სიგნალის რეალურ და წარმოსახვით ნაწილებს ეწოდება კვადრატული კომპონენტები.

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები



ნახ.59.3. QPSK კვადრატულ ფაზურ მანიპულატორზე აგებული მიმდების სტრუქტურული სქემა. მოცემულ სქემაში გამოყენებულია შეთანხმებული ფილტრები, რომელიც შეიძლება ჩანაცვლებული იქნას კორელატორით. 1-ის ან 0-ის იდენტიფიკაციის მიზნით მოწყობილობა იყენებს ეტალონურ ზღვრულ მნიშვნელობებს



ნახ.59.4. 2-ბიტისანი სიგნალის კვადრატული ფაზის მანიპულაცია (QPSK), როცა: $a = 1, \psi = 0$. ა) ამპლიტუდისა და ფაზის დისბალანსის ნულოვანი ფაქტორისას (იდეალური მოდულაცია), ბ) ამპლიტუდისა და ფაზის დისბალანსის შემთხვევისას

ნახ.59.4. დიაგრამაზე ნაჩვენებია სიგნალის თანავარსვლავი კომპლექსურ სიბრტყეში და კვადრატული ფაზის მანიპულაციის (QPSK) კომპონენტების გრაფიკები. ეს გრაფიკები გვიჩვენებს, თუ როგორ შეიძლება ტალღის ფორმებმა, რომლებიც გამოიყენება მრავალბიტისანი მონაცემების გასაგზავნად, გამოიწვიოს შეცდომები ციფრული სიგნალის აღდგენისას. ნახ.59.4. ა)-ზე ნაჩვენებია, რომ ამპლიტუდისა და ფაზის დისბალანსის ეფექტი არ გვაქვს, შესაბამისად, ციფრული სიგნალის აღდგენისას შეცდომებიც პრაქტიკულად ნულია. მაგრამ, ნახ.59.4. ბ)-ზე კი ნაჩვენებია ამპლიტუდისა და ფაზის დისბალანსის ეფექტი, რაც საბოლოოდ აისახება შეცდომებში ციფრული სიგნალის აღდგენისას.

მონაცემთა გადაცემისას მოდულატორი ასრულებს შემდეგ ოპერაციებს:

- შემავალი ბიტების დაჯგუფება კოდურ სიტყვაში თითოეული გადასაცემი სიმბოლოსათვის;

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

- კოდური სიტყვების თავსებადობა ატრიბუტებთან, მაგალითად $x_i(t)$ და $x_q(t)$ სიგნალის ამპლიტუდებთან, ან ფაზებთან (სიხშირებთან);
- იმპულსის ფორმირება და გაფილტრვა, რათა შეიზღუდოს გატარების ზოლი, განხორციელდეს ეკვივალენტური სიგნალის ფორმირება (ჩვეულებრივ გამოიყენება სიგნალების ციფრული დამუშავება);
- $x_i(t)$ და $x_q(t)$ სიგნალების ციფრულ-ანალოგური გარდაქმნის შესრულება;
- მაღალსიხშირული სინუსოიდური (კვადრატული კოსინუსოიდური) მზიდი სიგნალის გენერირება. მოდულაციის განხორციელება, მაგალითად მზიდი სინუსოიდური სიგნალის გადამრავლება $x_i(t)$ და $x_q(t)$ სიგნალზე, შედეგად დაბალი სიხშირის ეკვივალენტური სიგნალი წაინაცვლებს მზიდის სიხშირული ზოლისაკენ (მზიდი სიგნალის სიხშირისაკენ). ეს საფეხური შეიძლება განხორციელდეს ციფრული სინთეზის მეთოდით, სადაც გამოიყენება სიგნალების ცხრილები ნაცვლად ანალოგური სიგნალის დისკრეტიზაციისა;
- გაძლიერება და ანალოგური ზოლური ფილტრაცია პერიოდული სპექტრის ჰარმონიკული დამახინჯებების თავიდან ასაცილებლად.

მიმღებ სისტემაში დემოდულატორი ასრულებს შემდეგ ოპერაციებს:

- ფაზურ ფილტრაციას;
- გაძლიერების ავტომატურ რეგულირებას (მიღევის კომპენსაციის მიზნით);
- მზიდი სიგნალის სიხშირის წაინაცვლებას ეკვივალენტური მოდულირებადი $x_i(t)$ და $x_q(t)$ სიგნალების მიმართ;
- დისკრეტიზაცია და ანალოგურ-ციფრული გარდაქმნა;
- ფილტრაცია, რომელიც დისკრეტული სიგნალების გათანაბრებას ან შეთანხმებას ახდენს, რათა თავიდან იქნეს აცილებული ფაზური დამახინჯებები, შესაბამისად, სიმბოლოების დამახინჯებები;
- $x_i(t)$ და $x_q(t)$ სიგნალების ამპლიტუდების, ფაზის ან სიხშირის იდენტიფიკაცია მზიდ სიგნალში;
- ამპლიტუდის, ფაზის ან სიხშირის დაკვანტვა სიმბოლოთა უახლოეს მნიშვნელობამდე;
- დაკვანტური ამპლიტუდების, ფაზის ან/და სიხშირის ასახვა კოდურ სიტყვაში (ბიტებად დაჯგუფება);
- კოდური სიტყვების ბიტების ნაკადში პარალელურ/მიმდევრობითი გარდაქმნა;
- ბიტური ნაკადის გადაცემა დასამუშავებლად. კოდებში შეცდომების რედაქტირება ან/და წაშლა.

ალბათობის სიმკვრივე იმისა, რომ ერთი კონკრეტული შემთხვევითი x პროცესი 0-ვანი, საშუალო და 1-ანი დისპერსიით განხორციელდება, შეიძლება განვსაზღვროთ გაუსის შემთხვევითი განაწილების ფუნქციით:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{1}{2}t^2} dt = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right), \quad x \geq 0$$

$Q(x)$ - კოეფიციენტები განსაზღვრავს შეცდომის კოეფიციენტებს, რომელიც მიეკუთვნება შემთხვევით პროცესს - თეთრ ხმაურს. მაგრამ, როგორც პრაქტიკა აჩვენებს, $Q(x)$ - წარმოადგენს შესანიშნავ

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

თეორიულ ეტალონს შედარებისათვის. მაგალითად, ბინარული ფაზის მანიპულაციისას (BPSK) ბიტების მიხედვით შეცდომის სიხშირე შეიძლება გაანგარიშებული იქნას გამოსახულებით:

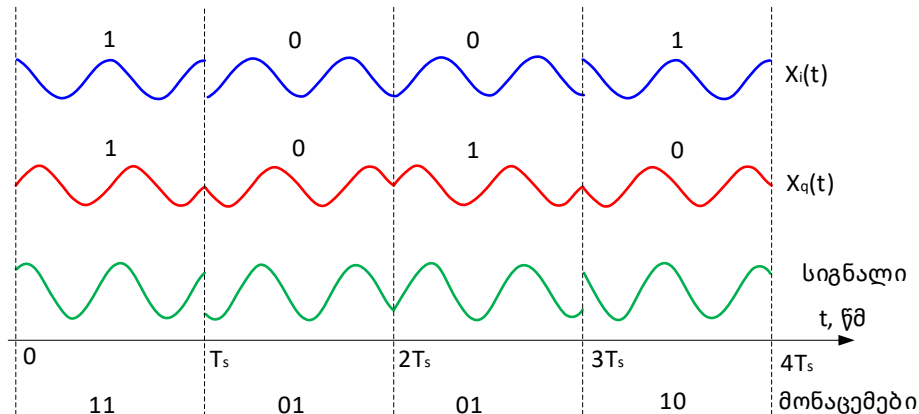
$$P_b = Q \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}. \tag{59.9}$$

N_0 ხმაურის სპექტრული სიმძლავრეა. QPSK-კვადრატული ფაზის მანიპულაციის სიგნალის მისაღებად იმავე ალბათობის სიმკვრივით, რაც აქვს BPSK-ბინარული ფაზის მანიპულაციის მქონე სიგნალს, საჭიროა 2-ჯერ დიდი სიმძლავრე, რადგან 2 ბიტი უნდა გადაიცეს ერთდროულად. შესაბამისად, სიმბოლოების შეცდომის სიხშირე შეიძლება გამოვსახოთ ტოლობით:

$$P_s = 1 - (1 - P_b)^2 = 2Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right) - Q^2 \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right)^2 \approx 2Q \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} = \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \right).$$

იმის გათვალისწინებით, რომ: $E_b = \frac{E_s}{2}$, საბოლოოდ შეცდომის ალბათობის სიხშირე სიმბოლოების მიხედვით, ანუ შეცდომით ამოვარდნილი სიმბოლოების სიხშირე განისაზღვრება გამოსახულებით:

$$P_s = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right). \tag{59.10}$$



ნახ.59.5. QPSK-კვადრატული ფაზის მანიპულატორის დროითი დიაგრამა. ორობითი მონაცემების ნაკადი ნაჩვენებია დროთა დერძზე. ნაკადის ორი მზიდი კომპონენტია $x_i(t)$ და $x_q(t)$, ხოლო მათი რეზულტირების შედეგი მიღებული სიგნალი

მოდულირებული სიგნალის მიიღება ხდება შემთხვევითი ორობითი მონაცემთა ნაკადით. გვაქვს ორი მზიდი ტალღა, რომელთაგან ერთი წარმოადგენს კოსინუსოიდალურ ტალღას ($x_i(t)$), ხოლო მეორე სინუსოიდალურს ($x_q(t)$). კენტი ბიტები მიიღება სინფაზური მდგენელით, ხოლო ლუწი კვადრატული მდგენელით. რეზულტირებული სიგნალი წარმოადგენს ამ ორი კომპონენტის ჯამს. ფაზებში ნახტომი წარმოიქმნება მაშინ, როცა PSK იცვლის ფაზას ყოველი ბიტური პერიოდის დასაწყისში (ნახ.59.5.).

ციფრული კავშირის სისტემაში მოდულატორისა და დემოდულატორის პროექტირება ერთდროულად ხდება. ციფრული მოდულაციის სქემები წინასწარ არის ჩადებული (ინტეგრირებული) გადამცემ-მიმღებ სისტემებში (ტრიგერი, რეგისტრი). ამ სისტემებში გათვალისწინებულია ალგორითმი, რომელიც განსაზღვრავს, თუ როგორ ხდება სიმბოლოების კოდირება და მიწოდება კავშირის სისტემისთვის.

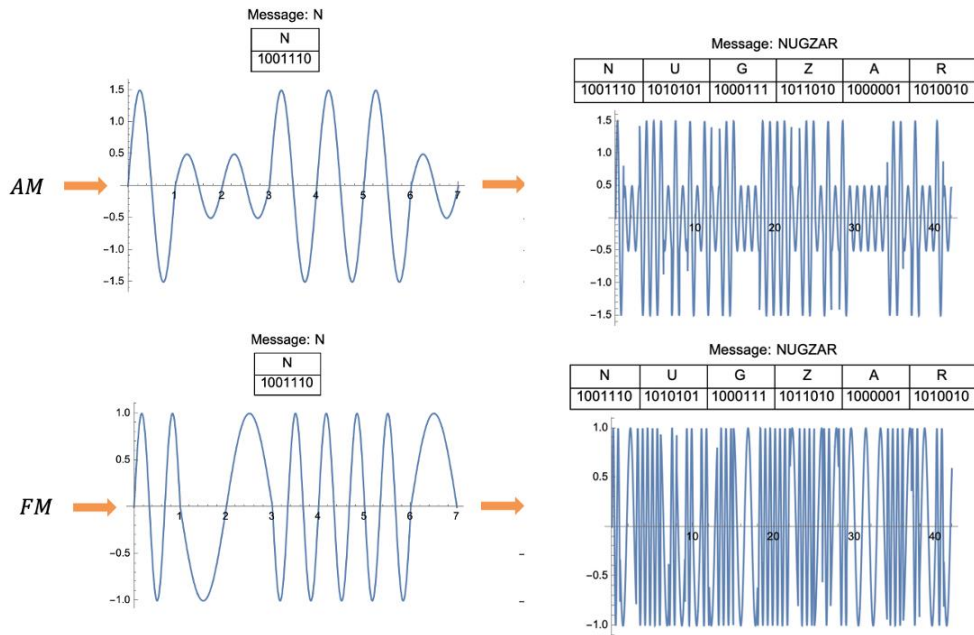
თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

ყველა კავშირის სისტემაში, როგორც მოდულატორი გადამცემში, ასევე დემოდულატორი მიმღებში, აგებულია ისე, რომ ისინი ასრულებენ შებრუნებულ ოპერაციებსაც. ე.ი. გადამცემი ამავე დროს არის მიმღებიც და პირიქით.

ASCII კოდების ანალოგური მოდულაცია

როგორც ვიცით, არსებობს სიმბოლოების კოდირების ASCII (American Standard Code for Information Interchange) სტანდარტი, რომელიც გამოიყენება ელექტრონული კავშირისას. ASCII კოდი წარმოადგენს სიმბოლოების (ტექსტური, რიცხვითი და ა.შ.) კოდირების საერთაშორისო სისტემას, რომელსაც იყენებს პრაქტიკულად უმრავლესი თანამედროვე საკომუნიკაციო და საინფორმაციო ტექნოლოგები.

მაგალითად, ნახ.59.6.-ზე ილუსტრირებულია შეტყობინება "NUGZAR", რომელიც წარმოადგენს ASCII კოდის სახით და გარდაქმნილია ანალოგურ AM და FM სიგნალად. ASCII კოდები წარმოადგენს ტექსტს კომპიუტერებში, სატელეკომუნიკაციო მოწყობილობებში და სხვა მოწყობილობებში. თითოეულ სიმბოლოს შეესაბამება ბინარული რიცხვების „1“ და „0“-ის კომბინაცია. AM იყენებს მაღალ ამპლიტუდას (1.5) „1“-ის და დაბალ ამპლიტუდას (0.5) „0“-ების ფორმირებისას, ხოლო FM იყენებს მაღალ სიხშირეებს „1“-თვის და დაბალ სიხშირეებს „0“-ისათვის.

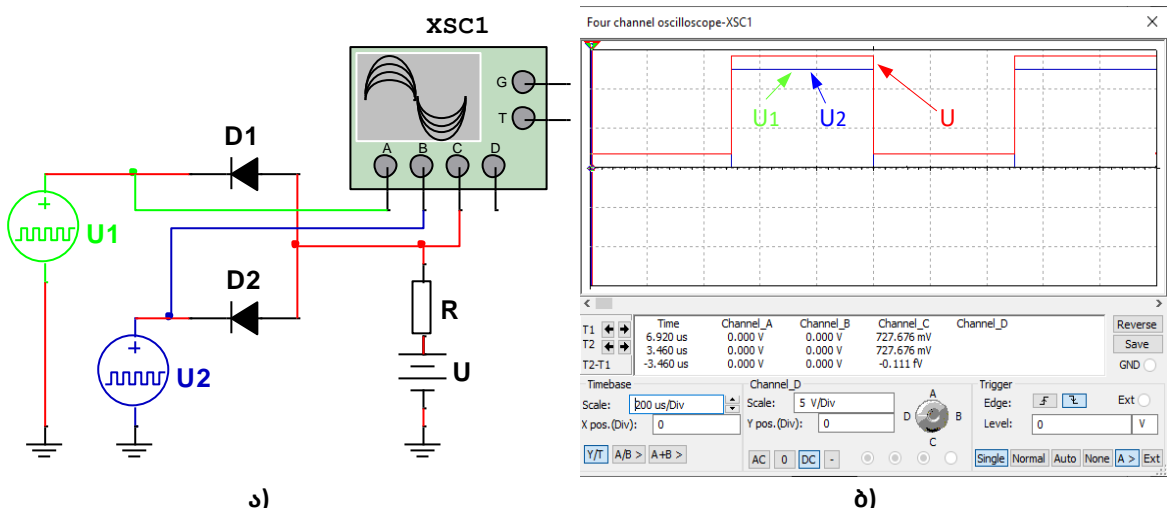


ნახ.59.6. AM და FM სიგნალის ფორმირება ASCII კოდებით გადასაცემი შეტყობინებისათვის

§60. ლოგიკური ელემენტები და ლოგიკური წრედები

განვიხილოთ როგორ ამუშავებს ციფრული სისტემები სხვადასხვა სახის ინფორმაციას. ინფორმაციის სახეობის მიხედვით ელექტრული ელემენტები იყოფა: ლოგიკურ, დამმასხვოვრებელ და დამხმარე ელემენტებად. ლოგიკური ფუნქციების ძირითად ელემენტებს წარმოადგენს მაგალითად: AND (და), OR (ან), NOT (არა). ელექტრულ წრედებში თითოეულ ლოგიკურ ფუნქციას პასუხობს ესა თუ ის წრედის უბანი.

თანხვედრის სქემა - AND. ამ სქემას კონიუქციურ სქემებსაც უწოდებენ (კონიუქცია - Conjunction). ნახ.60.1 ა) ზე წარმოდგენილია შემკრები სქემა AND. ნახ.60.1 ბ)-ზე გამოსაულია ოსცილოგრაფის ჩვენება იმპულსური წყაროებისათვის და მათი კონიუქციის შედეგი. A და B სიგნალის კონიუქცია ხორციელდება კონიუქციის ფუნქციით $A \wedge B$ ($A \cdot B$). ორივე შესასვლელზე დადებითი პოლარობის სიგნალის მოდებისას დიოდები იკეტება და გამოსავალზე დაბნა იქნება $U_{გამ} = U$ („1“). თუ ერთ-ერთ შესავალზე მიეწოდება დაბალი დაბნის სიგნალი, მაშინ $U_{გამ} < U$ ან $U_{გამ} = 0$ და ამ შემავალი დიოდის გავლით გადის დენი. რადგან ღია დიოდის წინაღობა r_D და წყაროს შიგა წინაღობა $r_{წყ}$ აქტიურ წინაღობაზე მცირეა: $r_D + r_{წყ} \ll R$, ამიტომ გამოსავალზე მიიღება დაბალი დონის სიგნალი („0“).



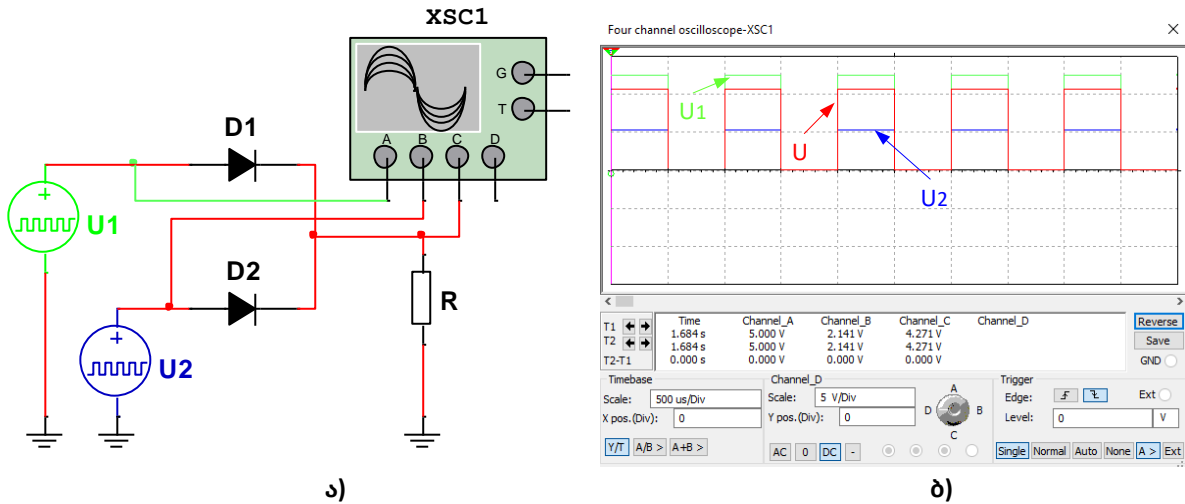
ნახ.60.1. ა) თანხვედრის სქემა - ლოგიკური ფუნქციის AND რეალიზაცია ელექტრული წრედით, ბ) ოსცილოგრაფის ჩვენება, როცა U_1 და U_2 წყარო ჩართულია

შემკრები სქემა - OR. მოცემულ სქემას დიზუქციის სქემას უწოდებენ, რომელიც მათემატიკურად ჩაიწერება დიზუქციის ფუნქციით $A \vee B$ ($A + B$). ნახ.60.2-ზე წარმოდგენილია შემკრების სქემა, ხოლო ბ)-ზე შესაბამისად, ოსცილოგრაფის ჩვენება. როგორც კი ერთ-ერთ შესასვლელს მიეწოდება მაღალი დონის იმპულსური სიგნალი, წრედში წარმოიქმნება დენი და გამოსავალზე მიიღება დაბნა: $U_{გამ} = I_{D1}R = U$ („1“). თუ მაღალი დონის სიგნალი მიეწოდება ორივე შესასვლელს, მაშინ გამოსავალზე მიიღება მაღალი დონის დაბნა: $U_{გამ} = (I_{D1} + I_{D2})R = U$.

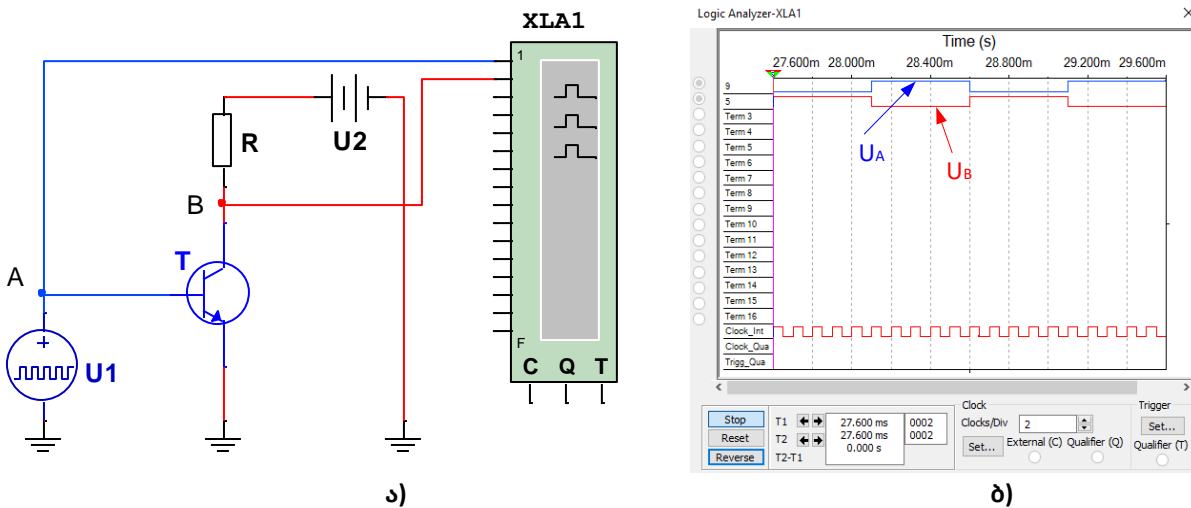
უარყოფის სქემა - NOT. ამ შემთხვევაში სრულდება ლოგიკური უარყოფის ფუნქცია, რომელიც მათემატიკურად ჩაიწერება $\overline{A + B}$, მას ინვენტორს უწოდებენ. მარტივ ინვენტორს წარმოადგენს ერთ კასკადიანი გამაძლიერებელი (ნახ.60.3 ა). ნახ.60.3 ბ)-ზე გამოსახულია XLA1 ლოგიკური ანალიზატორის ჩვენება, რომლითაც დასტურდება შემავალი (U_A) და გამომავალი (U_B) იმპულსების ინვერსირებული ფაზები. ინვენტორის შესავალსა და გამოსავალზე სიგნალების ფაზები ურთიერთსაწინააღმდეგოა. თუ

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

შესასვლელზე მოვდებთ დადებით სიგნალს („1“), მაშინ დია ტრანზისტორის გამოსავალზე მიიღება დაბვა დაბალი დონით, რაც შეესაბამება ლოგიკურ „0“-ს, და პირიქით.



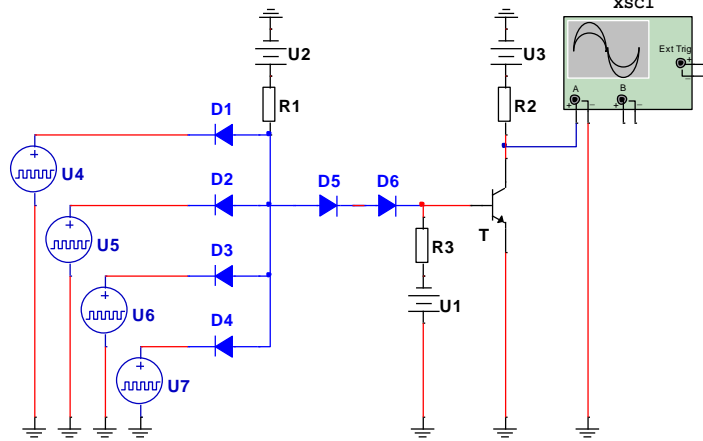
ნახ.60.2. ა) შემკრები სქემა ლოგიკური ფუნქციის OR რეალიზაცია ელექტრული წრედით, ბ) ოსცილოგრაფის ჩვენება, როცა U_2 წყარო გამორთულია



ნახ.60.3. ა) ინვენტორის სქემა, ლოგიკური ფუნქცია NOR -ის რეალიზაცია ელექტრული წრედით, ბ) XLA1 ლოგიკური ანალიზატორის ჩვენება, როცა U_A შემავალ იმპულსის დაბვას, ხოლო U_B ინვერტირებული დაბვას გამოსავალზე

ინტეგრალური სქემები შეიძლება შეიცავდეს ათეულობით და ასეულობით ლოგიკურ ელემენტს. პერსონალური კომპიუტერების ძველ თაობებში გამოყენებული იყო დიოდური, შემდეგ დიოდურ-ტრანზისტორული და უფრო მოგვიანებით კი ტრანზისტორულ-ტრანზისტორული სქემები. მაგალითად ნახ.60.4-ზე წარმოდგენილია მარტივი დიოდურ-ტრანზისტორული AND-NOT სქემა. მოცემულ სქემაში ოთხი შესავალი დიოდი წყაროთი და R_1 წინაღობით, ქმნიან კონიუქტორს დადებითი სიგნალებისათვის, ხოლო ტრანზისტორი და R_2 გამოსავლის წინაღობა კი ქმნის ინვენტორს. კონიუქტორსა და ინვენტორს შორის განთავსებული დიოდები D5 და D6 ზრდიან სქემის ჩაკეტვის ზღვარს, ანუ ზრდიან ელექტრონული ხმაურისადმი მდგრადობას. თუ ოთხივე შესავალ დიოდზე მოვდებთ სიგნალს, დიოდები ჩაკეტილი იქნება და ტრანზისტორის ბაზაზე იქნება მაღალი დადებითი პოტენციალი, რომელიც ხსნის ტრანზისტორს და გამოსავალზე მიიღება დაბვა $U_{გაგ} = U („1“)$.

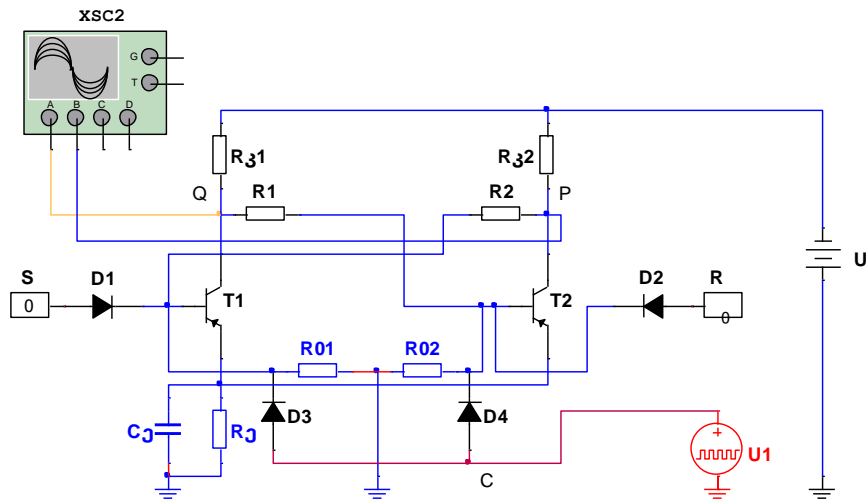
თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები



ნახ.60.4. დიოდურ - ტრანზისტორული ტრიგერის AND-NOT სქემა

§61. ტრიგერი

როგორც აღვნიშნეთ, ინფორმაციის დამმასხოვრებელი მოწყობილობები ინახავს ინფორმაციას ბინარულ კოდში. განასხვავებენ **პასიურ** და **აქტიურ დამმასხოვრებელ ელემენტებს**. პირველ ჯგუფს მიეკუთვნება ისეთი დამგროვებელი მოწყობილობები, რომლებიც დამზადებულია მაგნიტური მასალებისაგან. ასეთი მასხოვრობის ელემენტი შეიძლება იყოს ფერომაგნიტური გულარი ორი კოჭათი. გულარის ერთი კოჭა, რომელიც წყაროს უერთდება, დებულობს სიგნალს და მის შესავალზე გვაქვს ლოგიკური „1“, ხოლო მეორე კოჭაზე კი - „0“. რიცხვების ჩაწერა ხორციელდება, თუ მართვის კოჭას მივაწვდით *I* დენს. ეს დენი დაამაგნიტებს გულარს +B მაგნიტური ველით. ჩაწერილი ინფორმაციის წაკითხვა ხდება მართვის კოჭაში პაკეტის გაგზავნით - *I* დენით. ინფორმაციის წაკითხვისას ადგილი აქვს გულარის განმაგნიტებას. გამოსავალ კოჭაზე წარმოიქმნება ელექტრული იმპულსი. მასხოვრობის ამ ელემენტის უპირატესობა არის ის, რომ წყაროს გამორთვის შემთხვევაშიც კი, ის ინახავს ინფორმაციას (დამაგნიტებულობას).



ნახ.61.1. RS (Reset-Set) ტრანზისტორული ტრიგერის პრინციპული სქემა

დამგროვებელი მოწყობილობის მეორე ჯგუფს მიეკუთვნება ელექტრული მოწყობილობის ელექტრული მდგომარეობის მართვა. ასეთი ელემენტის მაგალითს წარმოადგენს **ტრიგერი**. ტრიგერს

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

გაჩნია ორი მდგრადი მდგომარეობა. ერთი მდგომარეობიდან გადასვლა მეორეში (სტარტი), რომელიც ხორციელდება გარე იმპულსით. ნახ.61.1-ზე წარმოდგენილია ტრანზისტორული ტრიგერის პრინციპული სქემა. იგი შეიცავს ორ ტრანზისტორს. T1 და T2 ტრანზისტორი ერთნაირია, შესაბამისად, თითოეული ტრანზისტორის სქემაში გამოყენებული ელემენტებიც ერთნაირია. მოცემული ტრიგერის სქემა შეიძლება განხილული იქნას, როგორც ორკასკადიანი გამაძლიერებელი უკუკავშირით. პირველი კასკადი T1 ტრანზისტორზე და მეორე კასკადი T2 ტრანზისტორზე დაკავშირებულია ერთმანეთთან $R_{\beta 1}$, $R_{\beta 2}$ დაბვის დამყოფი რეზისტორებით, ხოლო უკუკავშირი კი განხორციელებულია R_2 , $R_{\beta 1}$ რეზისტორებით. უკუდაბვა მოედება $R_{\beta 1}$ რეზისტორით. უკუდაბვის კომპლექსური ამპლიტუდა აღვნიშნოთ $\dot{U}_{უკუ}$, რომელიც განისაზღვრება გამოსახულებით:

$$\dot{U}_{უკუ} = \frac{R_{\beta 1}}{R_{\beta 1} + R_2} \dot{U}_{\beta 2} = \beta \dot{U}_{\beta 2} = \beta \dot{K}_1 \dot{K}_2 \dot{U}_{\beta 1} = \beta K_{უკუ} e^{j(2\pi)} \dot{U}_{\beta 1}. \quad (61.1)$$

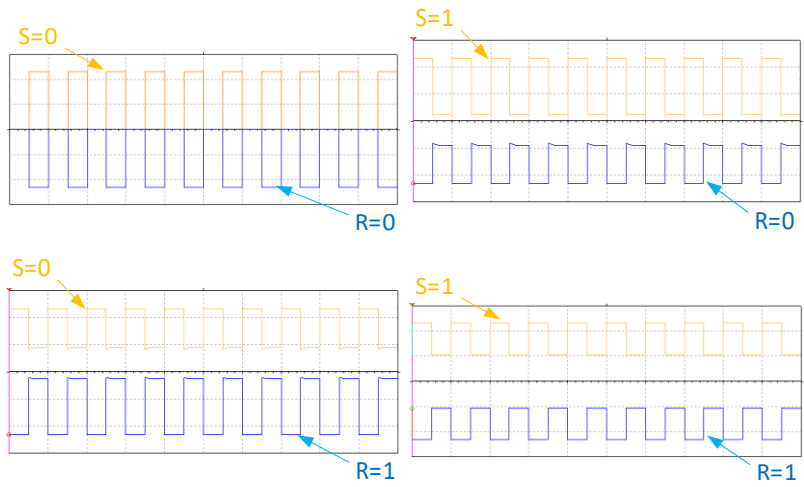
(54.1)-დან ჩანს, რომ $\dot{U}_{უკუ}$ უკუდაბვის ფაზა ემთხვევა $\dot{U}_{\beta 1}$ შესავლის დაბვას. ე.ი. უკუკავშირი დადებითია. ტრიგერი არის ორკასკადიანი გამაძლიერებელი დადებითი უკუკავშირით. ტრიგერის ორივე ტრანზისტორის სქემა ზუსტად იდენტური, რომ ყოფილიყო ტრანზისტორების გავლით გაივლიდა ერთნაირი დენი და კოლექტორებსა და ბაზებზე დაბვებიც ერთნაირი იქნებოდა. მაგრამ ეს ასე არაა. მაშასადამე ტრანზისტორების და თითოეული ტრანზისტორის სქემაში ჩართული წრედის ელემენტების სრული იდენტურობა არ გვაქვს. ვთქვათ გარკვეული მიზეზებით T1 ტრანზისტორის კოლექტორულ წრედში გადის უფრო მაღალი დენი ვიდრე T2- ტრანზისტორის კოლექტორულ წრედში. მაშინ $U_{\beta 1}$ მცირდება, მაგრამ: $U_{\beta 1} = U_{\beta 1} + U_{R_{\beta 2}}$, შესაბამისად, მეორე ტრანზისტორის ბაზაზე $U_{R_{\beta 2}}$ დაბვის აბსოლუტური მნიშვნელობა მცირდება, რაც გამოიწვევს მეორე ტრანზისტორის კოლექტორული $I_{\beta 2}$ დენის შემცირებას. უკუდაბვის გამო გაიზრდება $U_{\beta 1}$, რაც გამოიწვევს $I_{\beta 1}$ დენის ზრდას. ეს პროცესი გაგრძელდება მანამდე, სანამ T2 ტრანზისტორი არ დაიკეტება. გვაქვს მდგომარეობა, როცა T1 ღიაა, ხოლო T2 ჩაკეტილი. ამ მდგომარეობას **მდგრადი** ეწოდება. დაკეტილი T2 ტრანზისტორის ბაზაზე დაბვა განისაზღვრება $R_{\beta 2}$ და $R_{\beta 1}$ რეზისტორებით: $U_{\beta 2} = -U_{R_{\beta 2}} + U_{\beta 1} > 0$. დაბვისა და დენის ბიძგი T2 ტრანზისტორზე ძალიან ხანმოკლეა, ისე, რომ ნახ.61.2-ზე ის ასახულიც კი არაა. უკუდაბვის დენისა და დაბვის ბიძგი გამაძლიერებელში დასაშვებია, თუ სიხშირეთა ფართო დიაპაზონში სრულდება უტოლობა: $\beta K_{უკუ} > 1$. უკუდენისა და დაბვის ბიძგი შეწყდება, როცა $\beta K_{უკუ} = 1$, რაც ყოველთვის რეალიზდება ტრანზისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის არაწრფივობის გამო.

ამრიგად, მდგრად მდგომარეობაში, ერთი ტრანზისტორი ღიაა და გადის მაქსიმალური დენი, ხოლო მეორე ტრანზისტორი დაკეტილია. დაკეტილი ტრანზისტორის მდგომარეობა შეესაბამება ლოგიკურ „1“-ს, ღია ტრანზისტორის მდგომარეობა შეესაბამება ლოგიკურ „0“-ს და დაბვა მის გამოსავალზე თითქმის ნულია. ტრიგერის მდგომარეობა პირობითად აღვწეროთ Q გამოსავლით. Q გამოსავალი ინვერტირებადია. ტრიგერი ამ მდგომარეობაში შეიძლება იმყოფებოდეს მანამდე, სანამ გარე დაბვა, ე.წ. სტარტის დაბვა არ დაკეტავს T1 ტრანზისტორს, ან არ გახსნის T2 ტრანზისტორს. რომელიმე t_1 დროში $S = 1$ იმპულსის მიწოდებისას T1 ტრანზისტორი დაიკეტება და Q გამოსავალზე მიიღება მაღალი პოტენციალი $Q = 1$, რომელიც შენარჩუნდება, მაშასადამე ტრიგერი დაიმასხვრებს S შესავლის ინფორმაციას. ახლა მივაწოდოთ იმპულსი R შესავლელს ($R = 1$), მაშინ ჩაიკეტება ტრანზისტორი T2 და Q გამოსავალზე მიიღება მდგომარეობა $Q = 0$. D1-D4 დიოდები ტრიგერის წყაროსაგან იზოლირებისათვის გამოიყენება, დიოდები მხოლოდ ცალმხრივად ატარებს იმპულსს წყაროდან დიოდისაკენ. ტრიგერის განხილულ სქემას **RS ტრიგერი** ეწოდება, R – Reset - გამორთვა, S – Set - ჩართვა. მას ქართულად ჩართვა-გამორთვის ტრიგერი შეიძლება ვუწოდოთ. S და R შესავლელებს მიეწოდება გამშვები

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

სიგნალი და ხორციელდება გადატვირთვა. მათ მართვადი ან ინფორმაციული შესასვლელები ეწოდება. C წერტილში შესავალს კი თვლადი შესავალი ეწოდება (ე.წ. სინქრონიზაციის სიგნალისათვის).

ნახ.61.2-ზე გამოსახულია S და R შესასვლელების სხვადასხვა მდგომარეობა, როცა C წერტილში მიეწოდება სინქრონიზაციის მართკუთხა იმპულსები. ნახაზზე P და Q გამოსასვლელებიდან მოხსნილი ოსცილოგრაფის ჩვენება S = 0 და R = 0 მდგომარეობაში ერთნაირია და აღწერს იდენტურ იმპულსებს, რომელიც მიეწოდება C შესავლიდან, მაგრამ უკეთ დამზერის მიზნით P წერტილიდან მოხსნილი სიგნალი წარმოდგენილია ინვერსირებული ფორმით.



ნახ.61.2. RS ტრიგერის P და Q გამოსავლებიდან ოსცილოგრაფის ჩვენებები S და R მართვადი შესავლების სხვადასხვა რეგისტრში

ტრიგერის ფუნქციონირება აღიწერება ცხრილით 61.1.

ცხრილი 61.1. ტრიგერის ფუნქციური აღწერა

S	R	Q_{k+1}	ფუნქცია
0	0	Q_k	ინფორმაციის შენახვა
1	0	1	სიგნალი - 1 (SET)
0	1	0	სიგნალი - 0 (RESET)
1	1	-	აკრძალვა (NOT)

ტრიგერის გამოსავალზე დაბვა Q_k იცვლება მმართველი შესასვლელების S და R ფუნქციის შეცვლის შემდეგ და ხდება Q_{k+1} . თუ S და R შესასვლელებზე სიგნალი არ მიეწოდება, მაშინ გამოსავალზე გვაქვს დაბვა Q_k , რომელსაც ქმნის ტრიგერის ქსელში ჩართული რომელიმე დაბვის წყარო (ეს შეიძლება იყოს იმპულსური, რიცხვითი, ცვლადი, მუდმივი და ა.შ.), ჩვენს შემთხვევაში, მას წარმოადგენს C შესავალზე მოდებული სინქრონიზაციის იმპულსი. S შესავალზე სიგნალის მიწოდებისას ტრიგერის გამოსავალზე გვექნება მდგომარეობა $Q_{k+1} = 1$. R შესავალზე სიგნალის მიწოდებისას ტრიგერის გამოსავალი გადადის ნულოვან მდგომარეობაში $Q_{k+1} = 0$. ერთი სიტყვით გამოსავალზე სიგნალი იცვლება კანონით:

$$Q_{k+1} = S + Q_k \bar{R} + x \cdot S \cdot R. \tag{61.2}$$

სადაც \bar{R} - აღნიშნავს სიგნალს ინვერსირებული ფაზით, x - ტრიგერის განუსაზღვრელი მდგომარეობაა. ჩვენს შემთხვევაში სრულდება პირობა $S \cdot R = 0$, ამიტომ (61.2) ტოლობის მეორე შესაკრები ნულის ტოლია. თუ ინფორმაციის ჩაწერა ხორციელდება შესავალზე სიგნალის უშუალო მიწოდებისას

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

დამატებითი მასინქრონიზებული სიგნალის გარეშე, მაშინ ასეთ ტრიგერს **ასინქრონული ეწოდება**, მაგრამ თუ დამატებითი მასინქრონიზებული სიგნალიც გამოიყენება, მაშინ ტრიგერს **სინქრონული ეწოდება**. ტაქტური იმპულსი მიეწოდება სპეციალური C შესასვლელიდან (ნახ.61.1). სინქრონიზაცია ხდება ტაქტური სიგნალის დონით ან ფორმით. ტრიგერი ტაქტური სიგნალით რეაგირებს S და R შესასვლელებზე მოდებულ სიგნალებზე. სინქრონიზაციის სიგნალი ტრიგერს მიეწოდება C შესასვლელიდან და ის მუდმივად რეაგირებს S და R შესასვლელებზე მოდებულ სიგნალებზე. ამ შემთხვევაში გამოსავალზე დაბვა იცვლება კანონით:

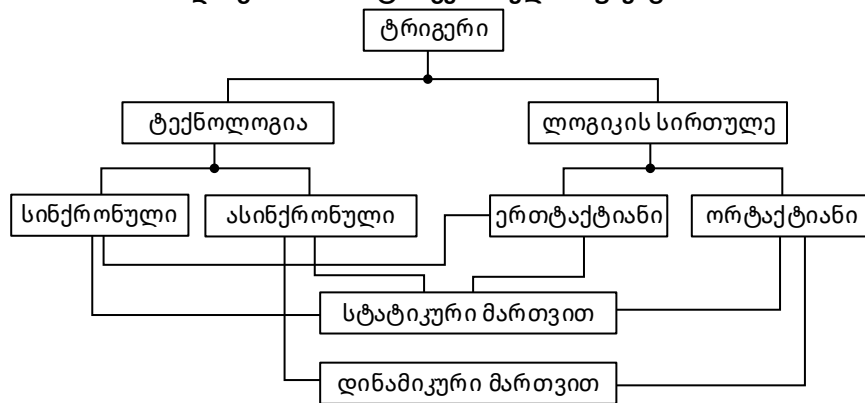
$$Q_{k+1} = C(S + Q_k \bar{R}). \tag{61.3}$$

ტრიგერი ლოგიკის სირთულის მიხედვით შეიძლება იყოს ერთსაფეხურიანი - ერთტაქტიანი (**Latch - საკეტი**), ან ორსაფეხურიანი - ორტაქტიანი (**Flip flop - ჩართვა-გამორთვა**). ერთტაქტიანი ტრიგერი შედგება მხოლოდ ერთი საფეხურისაგან და მისი პირობითი გრაფიკული აღნიშვნაა - T სიმბოლო. ის როგორც წესი, არსებობს მხოლოდ სტატიკური მართვით (სინქრონიზაციის ტაქტური სიგნალი სტატიკურია).

ორტაქტიანი ტრიგერი შედგება ორი საფეხურისაგან, მისი პირობითი გრაფიკული აღნიშვნაა - TT სიმბოლო. ორსაფეხურიანი ტრიგერები შეიძლება იყოს სტატიკური მართვით ან დინამიკური მართვით. C შესასვლელიდან ინფორმაცია ჩაიწერება ჯერ პირველ საფეხურზე, მეორე ამ დროს დაბლოკილია. შემდეგ პირველ საფეხურზე ჩაწერილი ინფორმაცია კოპირდება მეორე საფეხურზე და პირველი საფეხური დაბლოკილია ჩაწერისათვის. გამოსავალზე სიგნალი გამოდის დაყოვნებით, რომელიც განისაზღვრება საფეხურებს შორის გადაცემის დროით. ორტაქტიან ტრიგერებს იყენებენ ისეთ სქემებში, სადაც შესავლის ლოგიკური ფუნქციები დამოკიდებულია გამოსავალზე. ამით ხდება დროითი ზედდებების თავიდან აცილება.

ამრიგად, ტრიგერების კლასიფიკაცია შეიძლება მოვახდინოთ ტექნოლოგიის (სინქრონული, ასინქრონული) და ლოგიკის სირთულის (ერთტაქტიანი, ორტაქტიანი) მიხედვით (ღიაგრამა 61.1).

ღიაგრამა 61.1. ტრიგერის კლასიფიკაცია



ციფრულ ელექტრონიკაში RS-ტრიგერის გარდა, ხშირად შევხვდებით სახელწოდებას JK-ტრიგერი. ეს სახელწოდება პირველად შემოტანილი იქნა ელდრიდ ნელსონის მიერ კომპანია Hughes Aircraft - ში მუშაობისას. ნელსონმა ლოგიკური სქემების დამუშავებისას ტრიგერის შესასვლელი წყვილი აღნიშნა „J“ (input) და „K“ (input) სიმბოლოებით, რომელიც დააპატენტა 1953 წელს. JK-ტრიგერის მოქმედების პრინციპი RS-ტრიგერის ანალოგიურია, ერთი გამონაკლისის გარდა. „1“-ის მიწოდებისას ორივე J და K შესასვლელზე ტრიგერის მდგომარეობა იცვლება საწინააღმდეგოდ, ე.ი. სრულდება ინვერსიის ოპერაცია, განსხვავებით RS-ტრიგერისაგან, რომლის მდგომარეობაც, როცა: $R = 1, S = 1$,

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

მკაცრად გადადის საწყის მდგომარეობაში „0“. JK-ტრიგერის ფუნქციონირების ალგორითმი ჩაიწერება გამოსახულებით:

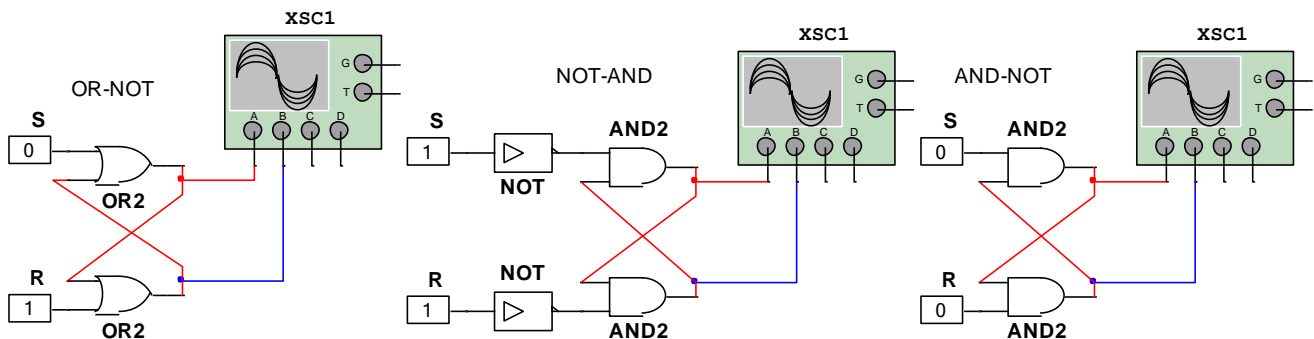
$$Q_{k+1} = J \cdot \overline{Q_k} + \overline{K} \cdot Q_k, \quad (61.4)$$

ლოგიკური თანხვედრის (AND) - იგივე **კონიუქციური, შემკრები (OR)** - იგივე **დიზიუქციური** და **უარყოფის (NOT)** - იგივე **ინვენტორული** სქემების პირობითი აღნიშვნები მოცემულია [დანართ 6](#)-ზე. აქვე წარმოდგენილია ისეთი ლოგიკური სქემების პირობითი აღნიშვნები, როგორიცაა NOT-OR, AND-NOT. გარდა ამისა, წარმოდგენილია ორი და სამი შესასვლელიანი პირობითი გრაფიკული აღნიშვნები დღეისათვის არსებულ ორ საერთაშორისო სისტემაში (ANSI Y32.2, იგივე IEEE Std 315-1975 და IEC 60617). ცხადია შესაბამის ლოგიკური სქემები შეიძლება იყოს უფრო მეტ შესასვლელიანი და შესაბამისად, პირობით გრაფიკულ აღნიშვნებს ემატება შესასვლელი ფეხები.

ციფრულ ელექტრონიკაში SR ტრიგერი სრულდება ლოგიკურ ელემენტების OR, AND და NOT საფუძველზე. ნახ.61.3-ზე წარმოდგენილია RS ტრიგერის სხვადასხვა კომბინაცია.

იგივე სქემები მარტივად შესრულდება შედგენილი ლოგიკური ელემენტების NOR (NOT-OR), NAND (NOT-AND) ან სხვა საფუძველზე.

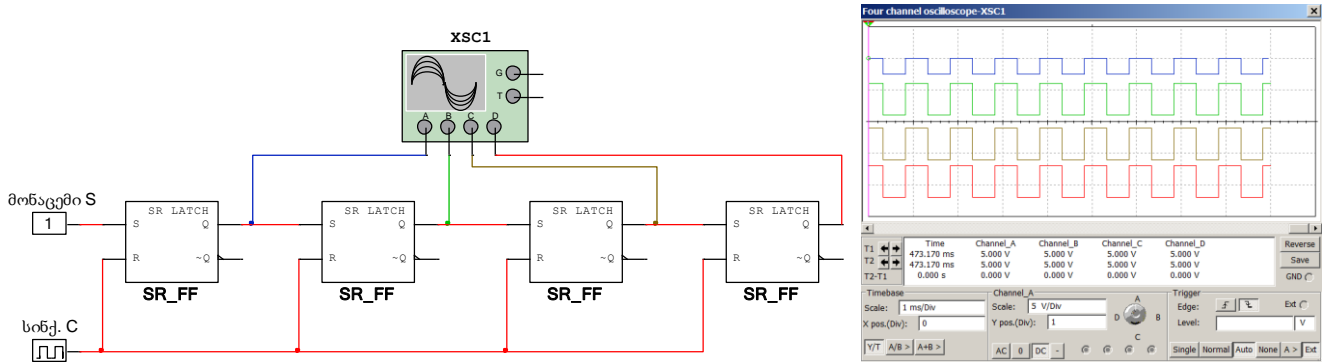
თანამედროვე კომპიუტერები და ციფრული ტექნიკა სწორედ ამ მარტივი ლოგიკური ელემენტების საშუალებით ასრულებს რთულ ოპერაციებს და რაც მთავარია, ამ ოპერაციების შესრულებისას და სათანადო შედეგის გამოტანისას მნიშვნელოვანია სიჩქარე. ლოგიკური სქემები, რომლებსაც ციფრული ტექნიკის ესა თუ ის ფუნქციონალური ელემენტი იყენებს შეიძლება იყოს საკმაოდ რთული. ფუნქციონალური დატვირთვების მიხედვით შეიძლება გამოვყოთ რამდენიმე კვანძი, რომელსაც უპირატესად იყენებს ციფრული ტექნიკა.



ნახ.61.3. ლოგიკურ ელემენტებზე დაფუძნებული ტრიგერების სხვადასხვა კომბინაცია

§62. რეგისტრი

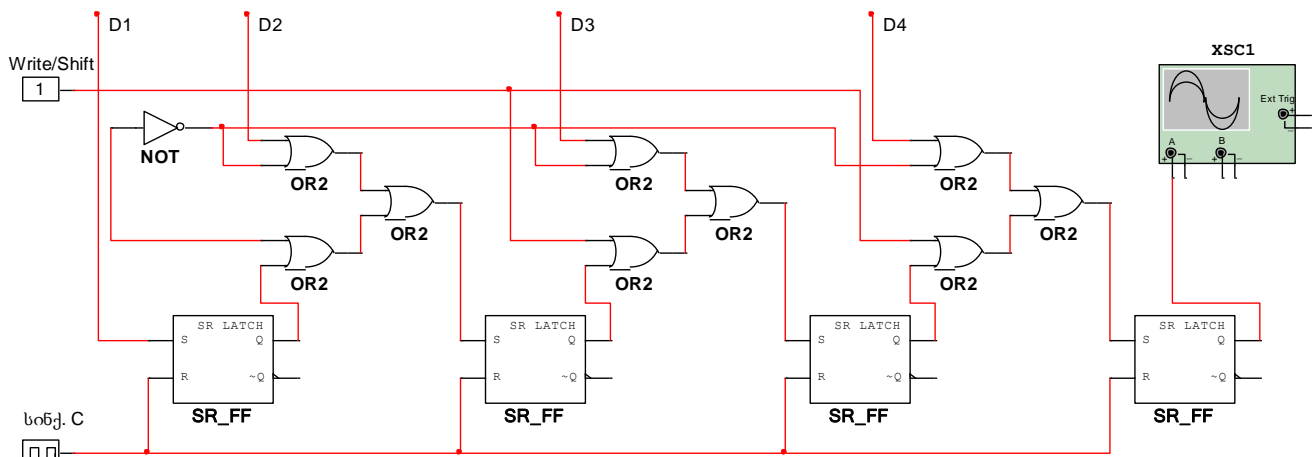
რეგისტრი - წარმოადგენს კვანძს, მრავალთანრიგიანი რიცხვების შესანახად. რეგისტრი ახორციელებს რიცხვების თანრიგის წანაცვლებას, რიცხვების ჩაწერის თანმიმდევრობის (მწკრივის Serial) ცვლილებას პარალელური (Parallel) ჩაწერის ფორმით და პირიქით. მაგალითად, ნახ.62.1-ზე წარმოდგენილია Shift-რეგისტრი, რომელშიდაც მონაცემების შეტანა ხდება თანმიმდევრობით (Serial), ხოლო გამოტანა პარალელურ რეჟიმში.



ნახ.62.1. 4-თანრიგიანი Shift-რეგისტრის სქემა, რომელიც ქმნის თანმიმდევრობით - ინფორმაციის შეტანის და პარალელურად - ერთდროული გამოტანის შესაძლებლობას. ოსცილოგრაფზე გამოტანილი იმპულსები თვალსაჩინოებისათვის წანაცვლებულია γ - ღერძის მიმართ

ამ კონფიგურაციაში, თითოეული ტრიგერის მოქმედლება სინქრონიზირდება Clock სიგნალის სიხშირით.

ნახ.62.2-ზე კი პირიქით, გამოსახულია რეგისტრის სქემა, რომელშიდაც მონაცემების შეყვანა D1-დან D4 შესასვლელებზე პარალელურ ფორმატში ხდება, ხოლო გამოტანა თანმიმდევრობით ხორციელდება. D1-ი შეივავს ყველაზე მნიშვნელოვან ბიტს. მონაცემების რეგისტრში ჩასაწერად Write/Shift მართვის შესავალში სიგნალი უნდა იყოს დაბალი დონის. მონაცემების გადასატანად კი პირიქით მაღალი დონის და ხდება რეგისტრების ჩართვა.



ნახ.62.2. 4-თანრიგიანი Shift-რეგისტრის სქემა - ტრიგერების თანმიმდევრობა ქმნის პარალელურად (ერთდროულად) ინფორმაციის შეტანის და თანმიმდევრობით გამოტანის შესაძლებლობას

რეგისტრი წარმოადგენს კომპიუტერული მეხსიერების ელემენტს. ერთი ბიტი ინფორმაციის შესანახად (0 ან 1), როგორც უკვე აღვნიშნეთ გამოიყენება ტრიგერი. რეგისტრში ხორციელდება ინფორმაციის მიღება და პარალელურად გაცემა, რა თქმა უნდა, ციფრულ ფორმატში, ამიტომ ის აერთიანებს რამდენიმე ტრიგერს. მაგალითად 8 ტრიგერის გაერთიანების შემთხვევაში ვღებულობთ

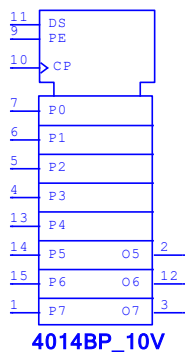
თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

8-თანრიგიან რეგისტრს (8-ბიტიანი რეგისტრი). დღეს - დღეობით გვაქვს 16, 32, 64, 128 თანრიგიანი რეგისტრები. თუ რეგისტრთა კომპლექსი თანმიმდევრობით ღებულობს ან გასცემს ინფორმაციას, მას ეწოდება წანაცვლებადი ე.წ. **Shift-რეგისტრი**. მაგალითად, პირველი ინფორმაცია მიეწოდება n -ურ რეგისტრს, მომდევნო $n - 1$ და ა.შ. Shift-რეგისტრები გამოიყენება გამრავლებისა და გაყოფის ოპერაციების შესასრულებლად.

ორობით სისტემაში რიცხვის თანრიგის წანაცვლება გულისხმობს ამ რიცხვის გამრავლებას 2^n -ზე, ან 2^{-n} -ზე, იმის და მიხედვით თუ საით წანაცვლებს რიცხვის თანრიგი მარცხნივ (ზრდადი მიმართულება) თუ მარჯნივ (კლებადი მიმართულება). რეგისტრები ინფორმაციის თანმიმდევრობითი შეტანა-გამოტანის სისტემით, ინფორმაციის დაყოვნებას ახდენს n ტაქტით.

ამრიგად, რეგისტრები წარმოადგენენ მრავალფუნქციურ კვანძებს. რა თქმა უნდა რეგისტრთა უამრავი ნაირსახეობაა, მაგრამ ერთ-ერთი მათგანი, რომელიც წარმოდგენილია ნახ.62.3-ზე ასახავს მოწყობილობას 4014BP-ს (multisim კომპონენტი), რომელიც არის სრულად სინქრონული, 8-თანრიგიანი, სტატიკური წანაცვლების Shift-რეგისტრი. ამ რეგისტრს გააჩნია 8 სინქრონული პარალელური შესასვლელი (P0-P7), მონაცემთა შეტანის სინქრონული თანმიმდევრობით (DS), მონაცემთა პარალელურად შეტანის სინქრონული ნებართვის შესაძლებლობით (PE). CP წარმოადგენს ტრიგერულ ტაქტურ შესავალს, ხოლო O5-O7 - ბოლო სამი კასკადის პარალელური გამოსასვლელია.

თანმიმდევრობითი ოპერაციები



		INPUTS										OUTPUTS		
n	PE	DS	>CLK	P0	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	O5	O6	O7
1	0	D1	.	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
2	0	D2	.	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
3	0	D3	.	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
4	0	D4	.	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
5	0	D5	.	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
6	0	D6	.	X	X	X	X	X	X	X	X	D1	X	X
7	0	D7	.	X	X	X	X	X	X	X	X	D2	D1	X
9	0	D8	.	X	X	X	X	X	X	X	X	D3	D2	D1
10	0	D9	.	X	X	X	X	X	X	X	X	D4	D3	D2
X	X	X	.	X	X	X	X	X	X	X	X	no change		

პარალელური ოპერაციები

		INPUTS										OUTPUTS		
PE	DS	>CLK	P0	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	O5	O6	O7	
1	X	.	X	X	X	X	X	X	X	X	X	P5	P6	P7
1	X	.	X	X	X	X	X	X	X	X	X	no change		

ნახ.62.3. რვა თანრიგიანი სრულად სინქრონული რეგისტრი 4014 და ოპერაციების შესრულების პარამეტრები

აღსანიშნავია, რომ Shift-რეგისტრის სერიული წარმოება განხორციელდა **მიკროპროცესორის** სახით (სურ.62.4), რომლებიც სხვადასხვა დანიშნულებით გამოიყენება. თუმცა მათი უპირველესი დანიშნულება არის მონაცემთა შეტანისას დაყოვნების ორგანიზება. გარდა ამისა, Shift-რეგისტრი გამოიყენება, აგრეთვე, იმპულსის გაგანიერებისათვის, რასაც ტელეკომუნიკაციაში (და არა მხოლოდ) განსაკუთრებული მნიშვნელობა აქვს.



სურ.62.4. Toshiba TC4015BP - 4-თანრიგიანი მიკროპროცესორი. თანმიმდევრობითი შეტანა/პარალელური გამოტანა

გარდა ტრიგერისა, ციფრულ ელექტრონიკაში შეიძლება შეგვხვდეს სხვა შედგენილი ლოგიკური ელემენტებიც, როგორცაა მაგალითად:

- **მაჯამებელი (Summator)** - კვანძი, რომელიც ახორციელებს ორი რიცხვის აჯამებას;
- **მთვლელი (Counter)** - კვანძი. იგი განკუთვნილია იმპულსების რეგისტრაციისათვის და დასათვლელედ. ცხადია ითვლება ის იმპულსები, რომელიც მის შესასვლელში მოხვდება.

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

მთვლელის ძირითად პარამეტრს წარმოადგენს თვლის მოდული (ტევადობა) K_C , რომელიც განსაზღვრავს რაოდენობრივ ზომას, თუ საერთოდ რამდენი იმპულსი შეიძლება დათვლილი იქნას. მთვლელი შედგება მიმდევრობით შეერთებული ტრიგერებისაგან. თითოეული ტრიგერი მუშაობს, როგორც მთვლელი $K_C = 2^n$ თანრიგით, n - ამ შემთხვევაში ტრიგერების რაოდენობას, ანუ თანრიგს განსაზღვრავს. მთვლელი შეიძლება იყოს მაჯამებელი, გამომრიცხველი ან რევერსული. მაჯამებელი პირდაპირ დათვლას აწარმოებს, გამომრიცხველი - პირიქით უკუდათვლას, ხოლო რევერსული შეიძლება ითვლიდეს პირდაპირ და უკუმიმართულებით.

- **შიფრატორი და დეშიფრატორი (Encoder and decoder)** - კვანძები, რომლებიც ციფრული კოდების გარდაქმნას.

თითოეული ამ ციფრული ელემენტის მოქმედების პრინციპი ტრიგერის იდენტურია, ცხადია მათ სხვადასხვა ფუნქციური მახასიათებლები აქვთ, ამიტომ მათ დეტალურ განხილვას ადარ შევუდგებით.

§63. ინტეგრალური ტექნიკა

1949 წელს ტრანზისტორის გამოგონებამ და შემდეგ ტრანზისტორული ტექნიკის განვითარებამ მიგვიყვანა რადიოელექტრონიკის ახალ ერამდე. ტრანზისტორების მასისა და გაბარიტების შემცირებამ მეცნიერებს საშუალება მისცა პასიური ელემენტებიც დაემზადებინათ მინიატურული ზომით. 1950 წლიდან განვითარდა რადიოელექტრონული მოწყობილობების მოდულური სისტემა. მოდული - წარმოადგენს ფუნქციონალურად დასრულებულ მონოლითურ სქემას. 1952 წელს ბრიტანელმა რადიოტექნიკოსმა **ჯეფრი დამმა (Geoffrey Dummer 1909-2002)** პირველმა წამოაყენა მოსაზრება ელექტრონული ელემენტების ერთ ნახევარგამტარულ კრისტალში გაერთიანებასთან დაკავშირებით. ამ იდეის განხორციელება დაიწყო 1958 წლიდან, როდესაც ნახევარგამტარების წარმოებაში მოხდა ფუნდამენტური გარღვევა და მოხერხდა ინტეგრალურ სქემაში ინტეგრირებული ელექტრონული ელემენტების ერთმანეთისაგან და კორპუსისაგან ელექტრონული იზოლირება.

მოდული შეიცავდა ერთ ან რამდენიმე პლატის ერთობლიობას, რომლებიც თავის მხრივ, ერთ ან რამდენიმე ტრანზისტორულ მოწყობილობებს შეიცავდა, როგორიცაა: გამმართველები, გამაძლიერებლები, გენერატორები. რადგან ტრანზისტორული მოწყობილობები დაბალ სიმძლავრიანია, ამიტომ მოდულებიც მოიხმარდნენ დაბალ სიმძლავრეს და შესაძლებელი გახდა მათი დამზადება თვით ტრანზისტორის ზომითაც კი, ზომები დაახლოებით 100 ჯერ მცირე იყო ვიდრე მილაკიანი ხელსაწყოების გაბარიტები. გაიზარდა აპარატურის საიმედოობა, შემცირდა ფასი და კომფორტული გახდა მისი ექსპლუატაცია. საჭიროების დროს, შესაძლებელი გახდა გამოცვლილიყო მთლიანად მოდული და არა რომელიმე კონკრეტული რადიოელექტრონული მოწყობილობა.

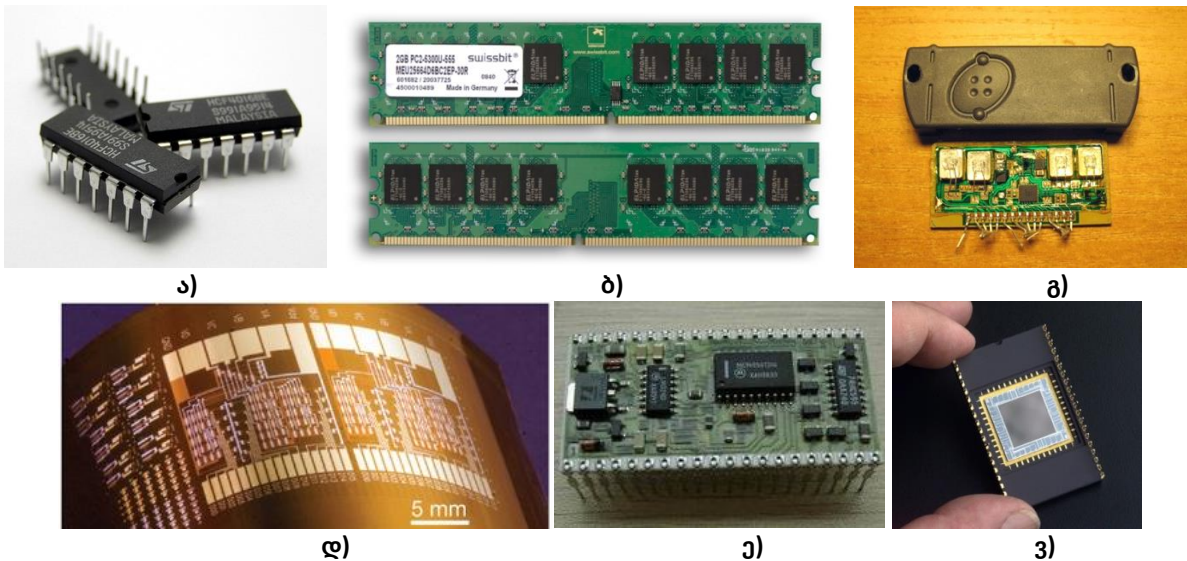
მოგვიანებით დამზადდა ე.წ. მიკრომოდულები, რომლებიც მოდულების ანალოგური იყო, მაგრამ მათი გაბარიტები 10-20-ჯერ მცირე გახდა. ერთ კვადრატულ სანტიმეტრზე დიდი სიმჭიდროვის ნახევარგამტარული მოწყობილობების განთავსება გახდა შესაძლებელი. მექანიკური დაზიანებისაგან დაცვის მიზნით მთელი მიკრომოდული იყო დაფარული დიელექტრიკული ფენით (ნახ.63.1. ა).

რადიოელექტრონიკაში რევოლუციური გარდაქმნა მოხდა 1960-იან წლებში, როცა გამოგონებული იქნა ინტეგრალური ტექნოლოგიები. ინტეგრალური ტექნოლოგიები არის ტექნოლოგიური პროცესების კომპლექსი, რომელიც საშუალებას იძლევა დიდი რაოდენობის ელექტრონული ელემენტი ფუნქციურად დააკავშიროს ერთმანეთთან. ინტეგრალური სქემა - მიკროსქემა, წარმოადგენს ფუნქციურად დასრულებულ კვანძს, რომელიც შესრულებულია ინტეგრალური ტექნოლოგიის საფუძველზე. ის

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

ისე შეიძლება დამზადდეს, რომ ერთი კრისტალის მოცულობაში ფორმირდება ყველა აქტიური და პასიური ელემენტი. ასეთ მიკროსქემებს ნახევარგამტარული მიკროსქემები უწოდეს (ნახ.63.1. ბ).

მიკროსქემების დამზადების ტექნოლოგიის მიხედვით განასხვავებენ, ნახევარგამტარულ და ჰიბრიდულ ტექნოლოგიებს. ჰიბრიდული ტექნოლოგია ერთი მხრივ შეიცავს ინტეგრალურ მიკროკრისტალს, მეორე მხრივ, ცალკეულ ელექტრულ ელემენტებს (ტრანზისტორი, რეზისტორი, კონდენსატორი და ა.შ.). ტექნოლოგიური სირთულის რაოდენობრივი შეფასებისათვის გამოიყენება $\tau = \ln N$ კოეფიციენტი, სადაც N - არის მიკროსქემაში შემავალი ელემენტების რიცხვი. მაგალითად, მეორე ხარისხის ინტეგრირებული მიკროსქემა შეიცავს დაახლოებით 100 ელემენტს. არსებობს მესამე ($N \sim 10^3$), მეოთხე ($N \sim 10^4$) და მეხუთე ($N \sim 10^5$) ხარისხის ინტეგრალური სქემები. ყველაფერი ეს მოთავსებულია მინიატურული ზომის ნახევარგამტარულ კრისტალში, რომლის მასაც სულ რაღაც რამდენიმე მილიგრამია. ჰიბრიდული მიკროსქემები (ნახ.63.1. გ,ე) დაბალი ხარისხის ინტეგრალური სქემებია (პირველი ან მეორე), რომლებიც ცხადია შედგება ნახევარგამტარული კრისტალისაგან და ელექტრული კვანძებისაგან.



ნახ.63.1. მიკროსქემების ნაირსახეობები: ა) ინტეგრალური მიკროსქემა, ბ) ოპერატიული მეხსიერება³³, გ) ჰიბრიდული მიკროსქემა; დ) ელასტიურ პლასტმასზე დატანილი ნახშირბადის ნანომილებისაგან დამზადებული თხელფენოვანი ინტეგრალური სქემა; ე) ფაიფურის საფუძველზე აგებული სქელფენიანი ჰიბრიდული მიკროსქემა; ზ) CCD-სენსორები³⁴

თხელფენოვანი მიკროსქემა წარმოადგენს პასიური ელემენტების ფუნქციურ კომპლექსს, რომელიც დატანილია ვაკუუმში დიელექტრიკულ ზედაპირზე (ნახ.63.1. დ). შემდეგ საჭირო კვანძ-წერტილებში მას ერჩილება აქტიური ელემენტების გამომყვანი მანჭველები.

³³ ოპერატიული მეხსიერება - **RAM (Random Access Memory)**. მას გააჩნია გამჭვირვალე ფანჯარა, საიდანაც ჩანს შიდა ინტეგრირებული სქემა. ეს ფანჯარა საშუალებას იძლევა, წაიშალოს დამახსოვრებული მონაცემები ძლიერი ულტრაიისფერი გამოსხივების მეშვეობით, რომელიც წამშლელ მოწყობილობას გააჩნია

³⁴ **CCD (Charge Couple Device)** -სენსორები წარმოადგენს ინტეგრალურ სქემას. ის შეიცავს ერთმანეთთან დაკავშირებულ ან დაწყვილებულ კონდენსატორთა მასივს. გარე წრედის მართვით, ყოველ კონდენსატორს შეუძლია გადასცეს ელექტრული მუხტი მეზობელ კონდენსატორს. **CCD**-სენსორები წარმოადგენს ერთ-ერთ ძირითად ტექნოლოგიას, რომელიც გამოიყენება გამოსახულების ციფრული დამუშავებისას (ფოტოგრაფია, სპექტროსკოპია და ა.შ.).

თავი XII. ციფრული ელექტრონიკის საფუძვლები

არსებობს სქელფენოვანი ტექნოლოგიაც, რომელიც ითვალისწინებს ფაიფურის ფუძეზე სპეციალური მიკროელემენტებისა და აქტიური ელემენტებისათვის გამომყვანი მანქვლებების დატანას (ნახ.63.1. გ, ე). მას უკეთდება სპეციალური იზოლაციური ფენა.

დასამუშავებელი სიგნალის სახის მიხედვით, მიკროსქემა კლასიფიცირდება ანალოგურ და ციფრულ ტექნოლოგიად. ციფრული ტექნოლოგია ეფუძნება იმპულსურ, დისკრეტულ სიგნალებს, ხოლო ანალოგური უწყვეტ სიგნალებს. ინტეგრალური მიკროსქემები გამოიყენება ოპტიკური გამოსახულების ციფრული დამუშავების ტექნოლოგიებში (ნახ.63.1. ვ).

წარმოებაში მიკროსქემები გამოდიოდა სერიის მიხედვით. სერიაში შედის სხვადასხვა ფუნქციონალური დანიშნულების მიკროსქემები, მაგრამ ერთნაირი კვების ბლოკებით, შემავალი სიგნალის ტიპით და გარე ზემოქმედების მიხედვით.

ინტეგრალური სქემა განკუთვნილია სიგნალების გარდასაქმნელად ანალოგურიდან - ციფრული სახით (აცგ - ანალოგურ-ციფრული გარდამქნელი), ან პირიქით ციფრულიდან - ანალოგური სახით (ციფრულ - ანალოგური გარდამქნელი). ის შეიძლება შედგებოდეს მრავალი ლოგიკური ელემენტისაგან. შედარებით უნივერსალური არის მიკროპროცესორები. მიკროპროცესორები წარმოადგენს მიკროსქემებს, რომლებიც ინტეგრალური სქემის ერთ ან რამდენიმე ფუნქციას ასრულებს. მიკროპროცესორები პროგრამულად-მართვადი მიკროსქემებია და ის შეიძლება ასრულებდეს გარკვეულ ბრძანებათა კომპლექსს.

მიკროპროცესორების დასამზადებლად რამდენიმე ეტაპია საჭირო:

- პირველ ეტაპზე დგინდება ტოპოლოგიური შაბლონი, რომელიც გადაეცემა წარმოებას;
- შემდეგ ეტაპზე ნახევარგამტარულ კრისტალზე ხორციელდება პასიური ელემენტების ლეგირება;
- შემდეგ ეტაპზე პრინციპული ელექტრული სქემის აგება, რაც გულისხმობს პასიურ ელემენტებს შორის პირდაპირი და უკუკავშირების აგებას;
- შემდეგ ეტაპს ეწოდება **ტექნიკური დონე**, რომელზედაც ხორციელდება ტრიგერების, კომპარატორების, შიფრატორების, დეშიფრატორების და ა.შ. ფორმირება;
- შემდეგ ეტაპს მიეკუთვნება ლოგიკური დონე, რომელზედაც ხორციელდება ლოგიკური ინვეტორების ფორმირება და ისეთი ელემენტების გამოყენება, როგორიცაა OR-NOT, AND-NOT და ა.შ.
- დასკვნით ეტაპს მიეკუთვნება პროგრამული დონე, რომელიც პროგრამისტს საშუალებას აძლევს დამუშავებული მოდელი გამოიყენოს ვირტუალური სქემის სახით.

დღეისათვის ინტეგრალური სქემების პროექტირება ხორციელდება სპეციალური საბეჭდი ავტომატიზირებული მოწყობილობით, რომლებიც საშუალებას იძლევა გაცილებით დაჩქარდეს და ავტომატიზირებული გახდეს მიკროპროცესორების წარმოება, მაგალითად ტოპოლოგიური ფოტო-შაბლონის მიღება და ა.შ.

თავი XIII. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი

§64. რადიოტალღების სპექტრი

ტალღების გავრცელების თეორია ყველაზე ნაკლებად მგრძობიარეა იმ ტექნოლოგიური ცვლილებებისადმი, რომლებიც ბოლო წლებში განხორციელდა. ძირითადი პრინციპები, რომლებიც ტალღების გავრცელებას (გადაცემას) აღწერს, დღესაც იგივეა, რაც თუნდაც 70 წლის წინ. შეიძლება ვიფიქროთ, რომ ამ პრინციპების საფუძვლიანი გაგება შედარებით მარტივი ამოცანაა.

რადიოტალღებს (რადიოსიხშირეებს), რომლებიც გამოიყენება რადიოტექნიკაში 10 000 მ (30 კჰც) დან – 0.1მ (3000 გჰც) – მდე დიაპაზონი უკავიათ. ეს არის ელექტრომაგნიტური ტალღების ფართო სპექტრის ნაწილი. რადიოტალღების შემდეგ (ტალღის სიგრძის შემცირების ან სიხშირის გაზრდის შედეგად) მიიღება სითბური ან ინფრაწითელი სხივები, შემდეგ მოდის ხილული სინათლის ვიწრო დიაპაზონი, შემდეგ ულტრაიისფერი, რენტგენის და გამა სხივები. ეს ტალღები ერთმანეთისაგან განსხვავდებიან ტალღის სიგრძით და შესაბამისად, სიხშირით. თუმცა მთელი ამ სპექტრის წარმოდგენა ისე, რომ თითქოს მათ შორის რაიმე მკვეთრი საზღვარია შეუძლებელია. ეს დაყოფა პირობითია. ისინი ერთმანეთში გადადიან უწყვეტად, ხოლო ზოგიერთ შემთხვევაში კი ერთმანეთს ფარავენ. რადიოტალღების მთელი სპექტრი საერთაშორისო შეთანხმების შესაბამისად, დაყოფილია ცხრილი 64.1-ში წარმოდგენილ დიაპაზონებად.

ცხრილი 64.1. რადიოტალღების სპექტრი სიხშირის და ტალღის სიგრძის მიხედვით

სიხშირული დიაპაზონი	დიაპაზონის დასახელება	დიაპაზონში ტალღის დასახელება	ტალღის სიგრძე
3–30 კჰც	ძალიან დაბალი სიხშირეები	მირიამეტრული	100–10 კმ
30–300 კჰც	დაბალი სიხშირეები	კილომეტრული	10–1 კმ
300–3000 კჰც	საშუალო სიხშირეები	ჰექტომეტრული	1–0.1 კმ
3–30 მგც	მაღალი სიხშირეები	დეკამეტრული	100–10 მ
30–300 მგც	ძალიან მაღალი სიხშირეები	მეტრული	10–1 მ
300–3000 მგც	ულტრა მაღალი სიხშირეები	დეციმეტრული	1–0.1 მ
3–30 გჰც	ზემაღალი სიხშირეები	სანტიმეტრული	10–1 სმ
30–300 გჰც	ზღვრულად მაღალი სიხშირეები	მილიმეტრული	10–1 მმ
300–3000 გჰც	ჰიპერმაღალი სიხშირეები	დეციმილიმეტრული	1–0.1 მმ

მაგრამ ეს დიაპაზონები ძალიან ზოგადია და თავის მხრივ დაყოფილია უბნებად, რომლებშიც შედის ე.წ. რადიოსამაუწყებლო და სატელევიზიო დიაპაზონები, დედამიწის ზედაპირული და საჰაერო, კოსმოსური და საზღვაო დიაპაზონები, დიაპაზონი მონაცემთა გადაცემისათვის, სამედიცინო დიაპაზონი, რადიოლოკაციისა და რადიონავიგაციის დიაპაზონი და ა.შ. ყოველ რადიოსამსახურს გამოყოფილი აქვს თავისი კუთვნილი სიხშირული დიაპაზონი ან ფიქსირებული სიხშირეები. ამიტომ ბევრი სამსახური იყენებს საკუთარ „შიგა“ ტერმინოლოგიას.

მაგალითად, მოძრავ ობიექტებთან კავშირი იყოფა მოცემულია ცხრილი 64.2-ში.

თავი XIII. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი

ცხრილი 64.2. მოძრავ ობიექტებთან კავშირის რადიოტალღების სპექტრი

ტერმინი	სიხშირული დიაპაზონი	განმარტება
მოკლეთალღოვანი დიაპაზონი	3–30 მგჰც	გავრცელების თავისებურებების გამო ძირითადად გამოიყენება შორეული კავშირებისას.
«Citizen – Band»	25.6–30.1 მგჰც	სამოქალაქო დიაპაზონი, რომლითაც შეიძლება სარგებლობდნენ კერძო პირები. სხვადასხვა ქვეყანაში ამ დიაპაზონში გამოყოფილია 40–დან 80–მდე ფიქსირებული სიხშირე (არხი).
«Low Band»	33–50 მგჰც	მოძრავ ობიექტებს შორის კავშირი დედამიწაზე.
ულტრამოკლე ტალღები	136–174 მგჰც	შედარებით გავრცელებული დიაპაზონი მოძრავ ობიექტებთან დასაკავშირებლად.
დეციმეტრული ტალღები	400–512 მგჰც	დეციმეტრული ტალღები, ხშირად მას ულტრამოკლე დიაპაზონში (უმდ) აერთიანებენ და გულისხმობენ, რომ უმდ მოქცეულია 136 მგჰც-დან 512 მგჰც-მდე.
«800 მგჰც» >	806–825 მგჰც 851–870 მგჰც	მობილური კავშირები.

ძირითადად გამოყოფილი აქვს სიხშირული დიაპაზონი (ები), რომლებიც რეგულირდება ტელეკომუნიკაციების საერთაშორისო კავშირის (ITU³⁵) მიერ. მაგალითად საზღვაო არხებისათვის გამოყოფილია სიხშირული დიაპაზონი 156.000 მგჰც-157.000 მგჰც შუალედში. საერთაშორისო კლასიფიკაციით 156.050 მგჰც სიხშირეს შეესაბამება საზღვაო სიხშირეების 1-ლი არხი, ყოველი 50 მგჰც-იანი ბიჯით იზრდება არხის ნომერი. 16-ე არხს შეესაბამება საზღვაო სიხშირე 156.800 მგჰც. 16-ე არხი მიღებულია საერთაშორისო საზღვაო საკომუნიკაციო არხად. ასევე ტელეკომუნიკაციების საერთაშორისო კავშირის (ITU) რადიორეგლმენტით რეგულირდება საქართველოს სამოყვარულო რადიოსადგურებისათვის გამოყოფილი სიხშირეები, რომელიც განსაზღვრულია, აგრეთვე „საქართველოს კომუნიკაციების ეროვნული კომისიის საქმიანობის მარეგულირებელი წესებით“ (იხ. ცხრილი 64.3).

ცხრილი 64.3. საქართველოს სამოყვარულო რადიოსადგურების სიხშირეები

სიხშირეები 30 მგჰც-მდე (გრძელი და მოკლე ტალღები)				სიხშირეები 30 მგჰც-ს ზევით (ულტრამოკლემოკლე დიაპაზონი)			
№	სიხშირე	№	სიხშირე	№	სიხშირე	№	სიხშირე
1	135.7-137.8 კჰც	7	14000-14250 კჰც	13	144-146 მგჰც	20	24.0-25.05 გჰც
2	1810-2000 კჰც	8	14250-14350 კჰც	14	430-440 მგჰც	21	24.05-24.25 გჰც
3	3500-3650 კჰც	9	18068-18318 კჰც	15	435-438 მგჰც	22	47-47,2 გჰც
4	3650-3800 კჰც	10	21000-21450 კჰც	16	1260-1300 მგჰც	23	76-81 გჰც
5	7000-7100 კჰც	11	24890-25140 კჰც	17	2400-2450 მგჰც	24	119.98-120.02 გჰც
6	10100-10150 კჰც	12	28000-29700 კჰც	18	5650-5670 მგჰც	25	142-144 გჰც
				19	10-10.5 გჰც	26	144-149 გჰც
						27	241-250 გჰც

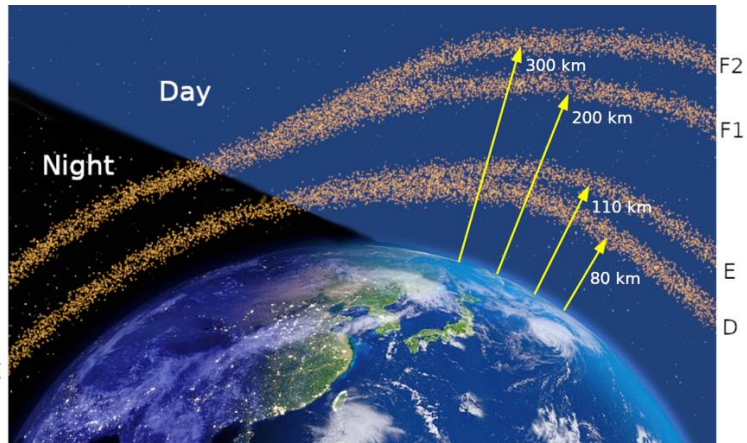
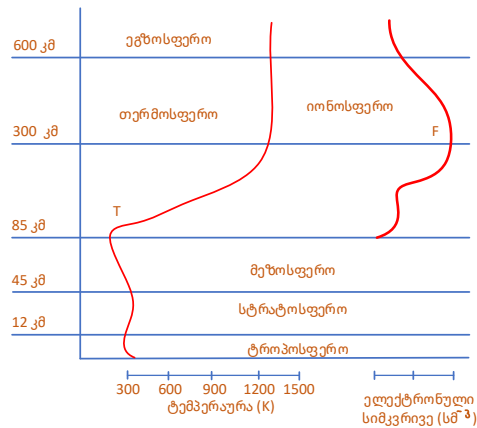
³⁵ ITU – International Telecommunication Unit.

თავი XIII. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი

ცალკეულ ქვეყანაში საკომუნიკაციოდ გამოყოფილი სიხშირეების რეგულირება ხორციელდება ადგილობრივი კანონმდებლობებით. საქართველოში ის რეგულირდება „საქართველოს კომუნიკაციების ეროვნული კომისიის საქმიანობის მარეგულირებელი წესების“ შესაბამისად, რომელიც განსაზღვრავს მიღებისა და გადაცემის სიხშირეს, მოდულაციის სახეს, სიხშირული ზოლის დასაშვებ დიაპაზონს, სიხშირული ზოლისათვის დასაშვებ მაქსიმალურ სიმძლავრეს და ა.შ.

§65. ატმოსფეროს შემადგენლობა

ჯერ კიდევ 1902 წელს ინგლისელმა მათემატიკოსმა **ოლივერ ჰევისაიდმა (Oliver Heaviside)** და ამერიკელმა ინჟინერ-ელექტრიკოსმა **არტურ ედვინ კენელიმ (Artur Edwin Kenneli)**, პრაქტიკულად ერთდროულად იწინასწარმეტყველეს, რომ დედამიწის ზედაპირს გარს აკრავს ჰაერის იონიზებული ფენა - ბუნებრივი სარკე, რომელიც ირეკლავს გარკვეული სიხშირის ელექტრომაგნიტურ ტალღას. ამ მოვლენით აიხსნა რადიოტალღების გავრცელების სიშორის ზრდა პირდაპირი ხედვის მანძილთან შედარებით. ექსპერიმენტალურად ეს წინასწარმეტყველება დადასტურდა 1923 წელს. რადიოსიხშირული იმპულსები გადაიცემოდა ვერტიკალურად იონოსფეროსაკენ და არეკვლის შედეგად მიიღებოდა უკან დაბრუნებული სიგნალები. იმპულსების მიღების დროის შუალედის გაზომვის გზით შესაძლებელი გახდა გაეზომათ სიმაღლე და ამრეკლავი ფენების რაოდენობა.



ნახ.65.1. ა) ატმოსფეროს სტრუქტურა, ბ) იონოსფეროს ფენების განაწილება დღისით და ღამით

ატმოსფეროს ყოფენ სამ ფენად: **ტროპოსფერო**, **სტრატოსფერო** და **იონოსფერო**. ტროპოსფერო დედამიწის ზედაპირიდან საშუალოდ დაახლოებით 12 კმ სიმაღლეზეა გადაჭიმული. სტრატოსფერო 12 კმ-დან დაახლოებით 45 კმ-მდე, ხოლო იონოსფერო ვრცელდება 45 კმ-იდან და აღწევს დაახლოებით 1000 კმ-მდე. იგი პრაქტიკულად გადაჭიმულია **მეზოსფეროდან ეგზოსფერომდე** და მოიცავს **თერმოსფეროს** (ნახ.65.1 ა). იონოსფერო ქმნის **მაგნიტოსფეროს** შიდა კიდეს და მნიშვნელოვან როლს ასრულებს ატმოსფერულ მოვლენების შესწავლილას.

ელექტრული თვალსაზრისით, ტროპოსფერო წარმოადგენს არაერთგვაროვან გარემოს. ეს არაერთგვაროვნება განპირობებულია სიმკვრივის, წნევის, ტემპერატურის, ტენიანობის და სხვა ატმოსფერული პარამეტრების სიმაღლის მიხედვით ცვლილებით. არაერთგვაროვნებები იწვევს ტროპოსფეროში ტალღის გავრცელების მიმართულების გამრუდებას, რომელსაც **რეფრაქცია** ეწოდება.

სტრატოსფეროში რადიოტალღების გავრცელების თავისებურებები ისეთივეა, როგორც ტროპოსფეროში, თუმცა ატმოსფერული მოვლენები აქ უფრო სუსტადაა გამოხატული.

თავი XIII. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი

იონოსფეროდან გამოყოფენ ოთხ ფენას (**D**, **E**, **F1** და **F2**). დამით იონოსფეროს F ფენა პრაქტიკულად ერთადერთი იონიზებული ფენაა. E და D ფენებში იონიზაცია უკიდურესად დაბალია. დღისით კი, მზის აქტივობის შედეგად D (50-90 კმ) და E (90-150 კმ) ფენები ბევრად უფრო იონიზებულია, ხოლო F ფენაში (150-500 კმ)³⁶, მაღალი იონიზაციის შედეგად, დამატებით წარმოიქმნება იონიზაციის სუსტი არე, რომელსაც **F1 ფენა** ეწოდება. **F1** ფენა დამით ქრება (ნახ.65.1 ბ), ხოლო **F2** ფენა პრაქტიკულად ყველაზე მაღალი იონიზაციის არეა, რომელიც ნარჩუნდება დამითაც და განსაზღვრავს რადიოტალღების რეფრაქციას და არეკვლას.

იონოსფეროს ყველაზე შიგა ფენა არის **D-ფენა**. ამ ფენაში მაიონიზებელ მოქმედებას განსაზღვრავს წყალბადის გამოსხივება და მზის აქტივობა. 1 ნმ-ზე ნაკლები ტალღის სიგრძის X-სხივები, აზოტისა და ჟანგბადის მოლეკულების იონიზაციას განაპირობებს, თუმცა **D-ფენაში**, ასევე მაღალია რეკომბინაციის სიჩქარე. **D-ფენაში** ჰაერის ნეიტრალური მოლეკულები გაცილებით მეტია ვიდრე იონები. ნეიტრალური მოლეკულების სიმრავლის გამო საშუალო (**MF**)³⁷ და მაღალი სიხშირის (**HF**)³⁸ რადიოტალღები ძლიერ სუსტდება, თუმცა აღწევენ D-ფენამდე. კიდევ უფრო დაბალი სიხშირის ტალღები (10 მგჰც და ქვემოთ) ადვილად შთანთქმდება, მაგრამ დამით, როცა იონიზაციის ხარისხი სუსტდება ეს ფენა უფრო დაბალი სიხშირის ტალღებსაც ირეკლავს. **D-ფენის** იონიზაციის ხარისხი და შესაბამისად, ფენის სისქე, პიკს აღწევს შუადღისას. დამით მისი სისქე მცირდება და რჩება მცირე ნაწილი, რაც კოსმოსური სხივების შემოდგომის შედეგია. დღისით შორეული **AM** სამაუწყებლო სადგურების გაქრობა აიხსნება **D-ფენის** წარმოქმნით.

რაც შეეხება **E-ფენას**, რომელსაც ხშირად **კენელი-ჰევისაიდის ფენასაც** უწოდებენ, ის ირეკლავს დაახლოებით 10 მგჰც-ზე დაბალი სიხშირის რადიოტალღებს და მცირე წვლილი შეაქვს მაღალი სიხშირის ტალღების შთანთქმებაში. თუმცა, ინტენსიური **სპორადული** მოვლენების დროს, E-ფენის სუბფენა **Es-ფენა** ირეკლავს 50 მგჰც-მდე და მეტი სიხშირის ტალღებსაც. **E-ფენის** ვერტიკალური სტრუქტურა, პირველ რიგში, განისაზღვრება იონიზაციისა და რეკომბინაციის ეფექტებით. დამით **E ფენა** სუსტდება, მზის ჩასვლის შემდეგ **E ფენა** მაქსიმალურ სიმაღლემდე იწევს, რაც ზრდის დაფარვის ზონას. რადიოტალღებს შეუძლიათ გავრცელება ფენიდან არეკვლით.

³⁶ F ფენას Appleton – Barnett -ის სახელწოდებითაც მოიხსენიებენ.

³⁷ **MF (Middle Frequency)** – საშუალო სიხშირე.

³⁸ **HF (High Frequency)** - მაღალი სიხშირეები.

§66. იონოსფეროდან ტალღების არეკვლის მექანიზმი

იონოსფეროში ტალღის გავრცელების თავისებურება დამოკიდებულია თავისუფალი ელექტრონების კონცენტრაციაზე. თავის მხრივ, ელექტრონების კონცენტრაცია დამოკიდებულია არა მხოლოდ დედამიწის ზედაპირიდან სიმაღლეზე, არამედ წელიწადის დროზე, დღე-ღამის პერიოდზე, მზის აქტივობაზე. ელექტრომაგნიტური ტალღების თავისუფალ ელექტრონებთან შემოქმედებისას იონოსფეროს გარდატეხის მაჩვენებელი დამოკიდებულია ელექტრონების N კონცენტრაციაზე და რხევის ω სიხშირეზე:

$$n = \sqrt{\epsilon\mu} = \sqrt{1 - \frac{Ne^2}{\epsilon_0 m \omega^2}}, \quad (66.1)$$

სადაც e და m - ელექტრონის მუხტი და მასაა, $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ ფ/მ - ელექტრული მუდმივაა, ϵ და μ - შესაბამისად გარემოს დიელექტრიკული და მაგნიტური შეღწევადობებია. ჩვეულებრივ პირობებში, იონოსფეროს მაგნიტური თვისებები სუსტად ვლინდება, ამიტომ მაგნიტური შეღწევადობა დაახლოებით ერთის ტოლად არის მიღებული (როგორც ვაკუუმში, $\mu = 1$).

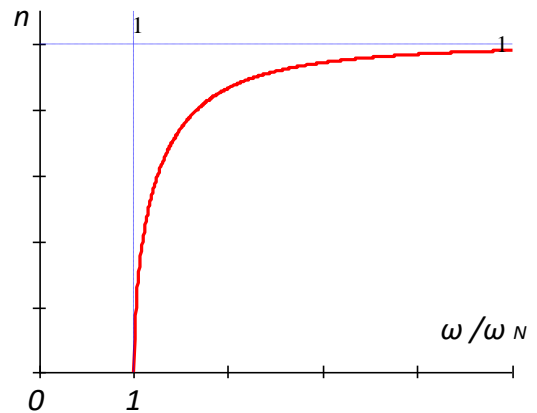
იონოსფეროს გარდატეხის მაჩვენებლის სიხშირეზე დამოკიდებულებას ნახ.66.1-ზე მოცემული სახე აქვს. (66.1) გამოსახულების მარჯვენა მხარეს, როცა: $\omega^2 < \frac{Ne^2}{\epsilon_0 m}$, მაშინ გარდატეხის მაჩვენებელი

არის წარმოსახვითი, ე.ი. ტალღა ასეთი სიხშირით ვერ აღწევს იონოსფეროს ღრმა ფენებამდე და აირეკლება მისი ზედაპირიდან. უფრო მაღალი სიხშირეებისათვის გარდატეხის მაჩვენებელი n ნამდვილი რიცხვი ხდება, მაგრამ ყოველთვის ნაკლებია 1-ზე ($n < 1$). იონოსფეროში ტალღის გავრცელების ფაზური სიჩქარე აღემატება, ვაკუუმში ტალღის ფაზურ სიჩქარეს.

როცა: $\omega^2 \sim \frac{Ne^2}{\epsilon_0 m}$, მაშინ ელექტრომაგნიტური ტალღა აღწევს იონოსფეროს სიღრმეებს, მაგრამ რადგან $n < 1$, ამიტომ იონოსფეროს ზედაპირისადმი ზღვრულ $\alpha_{\text{ფლ}}$ კუთხეებზე ადგილი აქვს სრულ არეკვლას ($\sin \alpha_{\text{ფლ}} = n$).

და ბოლოს, როცა $\omega^2 \gg \frac{Ne^2}{\epsilon_0 m}$, მაშინ გარდატეხის მაჩვენებელი n იმდენად ახლოსაა 1-თან, რომ იონოსფერო სუსტად ახდენს გავლენას ელექტრომაგნიტური ტალღის გავრცელებაზე. ცდები გვიჩვენებს, რომ იონოსფერო გამჭვირვალე ხდება 10 მ-ზე ნაკლები ტალღის სიგრძის ტალღებისათვის, ამიტომ ამ დიაპაზონის ტალღების გამოყენება ხდება რადიოასტრონომიაში, კოსმოსური ობიექტების შესასწავლის მიზნით, აგრეთვე კოსმოსური კავშირების განსახორციელებლად.

ელექტრომაგნიტური ტალღების იონოსფეროში გავრცელებას ახლავს ენერგიის შთანთქმა, რომელიც გამოწვეულია ელექტრონების სხვა დამუხტულ ნაწილაკებთან ურთიერთქმედებით. იონოსფეროს ერთეულოვანი მოცულობის მიერ შთანთქმული გამოსხივების სიმძლავრე გამოითვლება ჯოულ-ლენცის კანონით (იხილეთ [დანართი 7](#)):



ნახ.66.1. გარდატეხის მაჩვენებლის დამოკიდებულება ფარდობით სიხშირეზე

$$P = (\vec{J}\vec{E}) = \gamma E^2, \quad (66.2)$$

სადაც E - ელექტრული ველის დაძაბულობის ეფექტური მნიშვნელობაა, ხოლო γ - იონოსფეროს ერთეულოვანი მოცულობის გამტარობაა. როცა $\omega\tau \gg 1$, მაშინ:

$$\gamma = \frac{\gamma_0}{\omega^2\tau^2}, \quad (66.3)$$

სადაც $\gamma_0 = \frac{Ne^2\tau}{m}$ - იონოსფეროს გამტარობაა მუდმივი ელექტრული ველისას (როცა: $\omega = 0$), τ - ელექტრონის თავისუფალი განარბენი მანძილის საშუალო დროა. (66.2) და (66.3) განტოლებებიდან გამომდინარეობს, რომ ელექტრომაგნიტური ტალღის სიხშირის გადიდებისას იზრდება იონოსფეროს ელექტროგამტარობა. (66.1)-(66.3) განტოლებები საშუალებას გვაძლევს გავიგოთ სხვადასხვა დიაპაზონის ტალღის იონოსფეროში გავრცელების თავისებურებები.

§67. მიწის და ცის ტალღები. „მკვდარი ზონა“

რადიოტალღები გამოსხივდება ანტენის გავლით და ვრცელდება სივრცეში ელექტრომაგნიტური ველის ენერგიის სახით. რადიოტალღების გავრცელება მნიშვნელოვნად არის დამოკიდებული ის თუ როგორია ტალღის სიგრძეზე (სიხშირეზე).

დედამიწა რადიოტალღებისათვის გამტარია (თუმცა არც თუ კარგი). დედამიწის ზედაპირის მახლობლად გავრცელებისას რადიოტალღები თანდათანობით სუსტდება. ელექტრომაგნიტური ტალღა დედამიწის ზედაპირზე ადრევე ელექტროდენებს, რაზედაც იხარჯება ენერგიის ნაწილი. ე.ი. ენერგია შთაინთქმება დედამიწის მიერ, ამასთან, მით უფრო ძლიერად, რაც უფრო ნაკლებია ტალღის სიგრძე (დიდია სიხშირე). გარდა ამისა, ტალღის ენერგია სუსტდება კიდევ იმის გამოც, რომ გამოსხივება ვრცელდება სივრცეში ყველა მიმართულებით და შესაბამისად, რაც უფრო შორს იმყოფება მიმღები წყაროსაგან მით უფრო მცირე ენერგია ეცემა მიმღებ ანტენას.

გრძელტალღოვანი სამაუწყებლო სადგურები სიგნალს გადასცემენ რამდენიმე ათეული ათასი კილომეტრის ტოლ მანძილზე. საშუალოტალღოვანი სადგურების დაფარვის ზონა ათასი კილომეტრის ფარგლებშია, რაც შეეხება მოკლე ტალღებს – მათი ენერგია მკვეთრად კლებულობს წყაროდან მოშორებისას.

100 მეტრზე ნაკლები სიგრძის ტალღები საერთოდ არ გამოიყენება შორეული კავშირების დასამყარებლად. მოკლე და ულტრამოკლე ტალღების შემდგომმა გამოკვლევებმა აჩვენეს, რომ ისინი სწრაფად მიიღევა, როცა ვრცელდებიან დედამიწის ზედაპირის გასწვრივ. გამოსხივების იონოსფეროსაკენ მიმართვის შემთხვევაში, მოკლე ტალღები იონოსფეროდან ბრუნდება არეკვლილი ტალღების სახით.

ულტრამოკლე დიაპაზონის რადიოტალღები მნიშვნელოვან წილად ჰგავს სინათლის სხივს. ისინი პრაქტიკულად არ აირეკლება იონოსფეროდან, ძალიან უმნიშვნელოდ ფარავენ დედამიწის ზედაპირს და ვრცელდება პრაქტიკულად პირდაპირი ხედვის მიმართულებით. ულტრამოკლე ტალღების დაფარვის ზონა არ არის დიდი. თუმცა მათ გააჩნიათ გარკვეული უპირატესობა რადიოკავშირისას. ულტრამოკლე ტალღები ვრცელდება პირდაპირი ხედვის მიმართულებით, ამიტომ შეიძლება რადიოსადგურების განთავსება 150-200 კმ მანძილზე ერთმანეთისაგან და შესაძლებელია რამდენიმე ასეთი სადგურის მიერ ერთი რომელიმე კონკრეტული სიხშირის მრავალჯერადი გამოყენება.

დეციმეტრული, 800 მგჰც სიხშირისა და მეტი დიაპაზონის ტალღების თვისებები კიდევ უფრო ახლოსაა სინათლის სხივის თვისებებთან. თუ გავიხსენებთ როგორ არის მოწყობილი ფანარი,

თავი XIII. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი

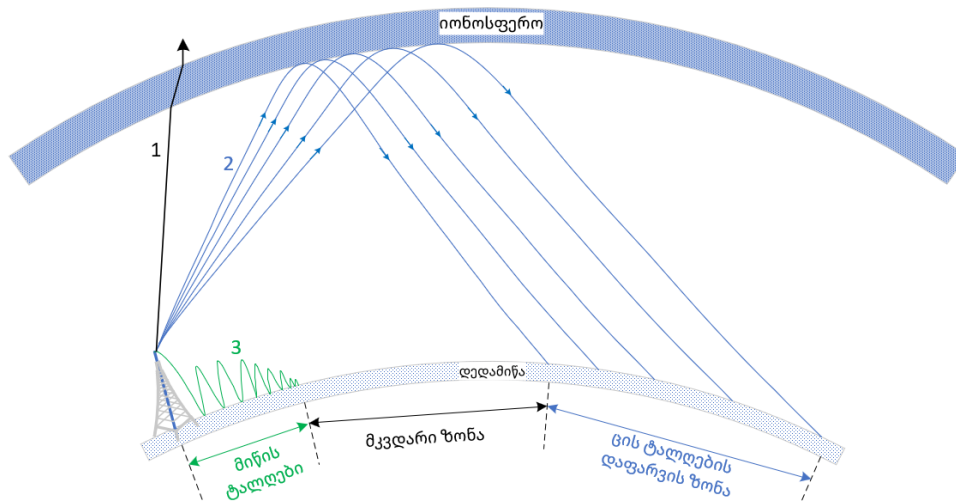
შეიძლება კარგი ანალოგიის მოყვანა. სინათლე ფანარის ცენტრში განთავსებული ნათურიდან, რომ წარმოიქმნება აირეკლება რეფლექტორიდან და იკრიბება ვიწრო კონის სახით, რომელიც შეიძლება მივმართოთ ნებისმიერი მიმართულებით. დაახლოებით ასეთი რამ შეიძლება გავაკეთოთ მაღალ-სიხშირული ელექტრომაგნიტური ტალღების შემთხვევაშიდაც. შეიძლება ისინი შევკრიბოთ სარკეებით - ანტენებით და გავაგზავნოთ ვიწრო კონის სახით. ცხადია, დაბალსიხშირული ტალღებისათვის ასეთი ანტენის შექმნა შეუძლებელია, რადგანაც ძალიან დიდი იქნებოდა ანტენის ზომები (დიდია ტალღის სიგრძე, ხოლო ანტენის დიამეტრი რამდენჯერმე დიდი უნდა იყოს ტალღის სიგრძეს).

მიმართული გამოსხივების უზრუნველყოფამ შესაძლებელი გახადა ეფექტური რადიოკავშირის განხორციელება. მიმართული გამოსხივება სხვა გადამცემ-მიმღებ სისტემებს ნაკლებ ხელშემშლელ პირობებს უქმნის, ამავე დროს კავშირის განხორციელებისას გამოიყენება მცირე სიმძლავრის გადამცემი სადგურები.

მაღალსიხშირული რადიოტალღების ფოკუსირების შესაძლებლობამ მათი გამოყენების საზღვრებიც გაზარდა და დღეს, ამ დიაპაზონის ტალღები ფართოდ გამოიყენება რადიოლოკაციისას, რადიო-სარელო კავშირისას, თანამგზავრული მაუწყებლობისას, მონაცემთა უსადენო გადაცემისას და ა.შ.

აღსანიშნავია, რომ ტალღის სიგრძის კიდევ უფრო შემცირებით იზრდება ტალღის ატმოსფეროში მიღევის პროცესი. კერძოდ 1 სმ-ზე ნაკლები სიგრძის ტალღის გავრცელებაზე გავლენას ახდენს მეტეოროლოგიური პირობები (ნისლი, წვიმა, ღრუბელი და სხვ.), რომლებიც შეიძლება იქცეს სერიოზულ ხელშემშლელ ფაქტორებად და ძლიერ შეზღუდონ კავშირის სიშორე.

ერთი სიტყვით რადიოტალღების გავრცელების ხარისხი დამოკიდებულია სამ ძირითად ფაქტორზე: **1. ამრეკლი ფენის იონიზაციის სიმკვრივეზე, 2. რადიოტალღის სიხშირეზე და 3. დაცემის კუთხეზე**, რომლითაც ტალღა შედის ფენაში.



ნახ.67.1. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი. „ცის“ და „მიწის“ ტალღები. 1 - პირდაპირი გავრცელება, 2 - ცის ტალღები, 3 - მიწის ტალღები

რადიოტალღის გავრცელების სამი გზა არსებობს: 1. **პირდაპირი გავრცელება**, რადიოტალღები გარდატყდება იონოსფეროში და გაივლის მას, 2. **ცის ტალღები**, რადიოტალღები აირეკლება იონოსფეროდან და ბრუნდება უკან, 3. **მიწის ტალღები**, რადიოტალღა რამდენჯერმე ირეკლება მიწის ზედაპირიდან და აღწევს დანიშნულების ადგილს - მიმღებს.

თავი XIII. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი

მიწის ტალღებს ახლო კავშირისათვის გამოიყენებენ, მათ მიეკუთვნება **FM-ტალღები**, ხოლო შორეული კავშირისათვის გამოიყენება იონოსფეროდან არეკვლილი **ცის ტალღები**, მათ მიეკუთვნება **AM-ტალღები**. ზონას რომელშიდაც არეკვლილი ცის ტალღები ვერ ხვდება ეწოდება „**მკვდარი ზონა ცის ტალღებისათვის**“, ხოლო ზონას, რომელშიდაც ვერც ცის და ვერც მიწის ტალღები ვერ აღწევს „**მკვდარი ზონა**“ ეწოდება (ნახ.67.1). ზონას, რომელზედაც ტალღა აღწევს **დაფარვის ზონა** ეწოდება. ერთმანეთისაგან შეიძლება განვასხვავოთ მიწის ტალღების და ცის ტალღების დაფარვის ზონები, თუმცა გარკვეულ პირობებში შესაძლოა ამ ზონათა გადაფარვასაც ჰქონდეს ადგილი.

§68. გაბნევის ეფექტური განიკვვეთი

წარმოავდგინოთ ელექტრომაგნიტური ველის კომპონენტები სფერულ კოორდინატთა სისტემაში, კოორდინატებით: (r, θ, φ) . სფერული კოორდინატთა სისტემა კარგად აღწერს ელექტრომაგნიტური ტალღის გავრცელების გეომეტრიას (ნახ.68.1). ჩვეულებრივ, ტალღა არაპოლარიზებულია და წყაროდან ყველა მიმართულებით ვრცელდება. მნიშვნელოვანია შემოვიტანოთ **გაბნევის ეფექტური განიკვვეთის** ცნება:

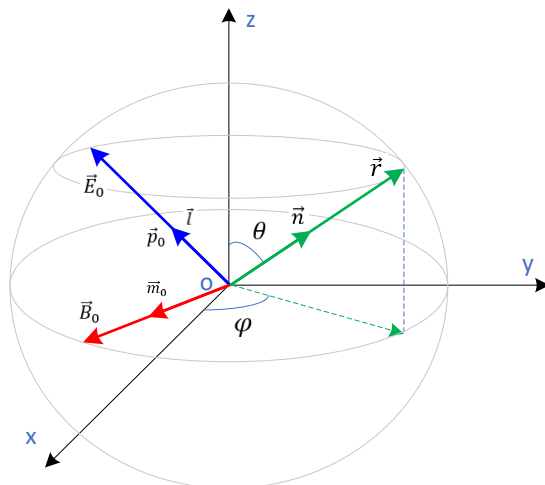
$$\frac{d\sigma}{d\Omega} = \frac{d\Omega \text{ სხეულოვან კუთხეში გაბნეული გამოსხივების სიმძლავრე}}{\text{ფართობის ერთეულზე დაცემული ენერჯიის სიმძლავრე}},$$

$$\frac{d\sigma}{d\Omega} = r^2 \frac{\langle \vec{S}_{\text{გაბ}}(\theta, \varphi) \rangle}{\langle \vec{S}_{\text{დაც}} \rangle} = r^2 \frac{|\vec{E}_{\text{გაბ}}|^2}{E_0^2}, \tag{68.1}$$

სადაც \vec{E}_0 წყაროს ელექტრული ველის დაძაბულობაა. ვთქვათ წყაროს წარმოადგენს დიპოლური ანტენა. შორეულ ზონაში გაბნეული ელექტრული ველი ჩაიწერება ფორმით:

$$\vec{E}_{\text{გაბ}} = k^2 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{r} \left[[[\vec{n}\vec{p}_0] \vec{n}] - [\vec{n}\vec{m}_0] \right], \tag{68.2}$$

სადაც $\vec{p}_0 e^{j\omega t}$ და $\vec{m}_0 e^{-j\omega t}$ - ელექტრული და მაგნიტური დიპოლის მომენტებია, რომლებიც ინდუცირდებიან გამომსხივებელი ანტენის ზედაპირზე, ხოლო \vec{p}_0 და \vec{m}_0 შესაბამისად, ელექტრული და მაგნიტური დიპოლების ერთეულოვანი ვექტორებია.



ნახ.68.1. ამოცანის გეომეტრია

თავი XIII. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი

ვთქვათ, ელექტრომაგნიტური ველი ეცემა a – რადიუსის მცირე სფერული ფორმის გამტარ ზედაპირს, ისე, რომ დაცემული ტალღის სიგრძე აღემატება სფეროს რადიუსს $\lambda \gg a$. მაშინ წყაროდან სფეროზე დაცემული ველები შეიძლება ჩავთვალოთ ერთგვაროვნად. რაც შეეხება სფეროს მახლობლად არსებულ ველებს, ისინი ინდუცირდებიან გამტარი სფეროს სტატიკური ველების სახით. აქედან გამომდინარე, ელექტრული დიპოლის მომენტი შეიძლება ასე ჩავწეროთ:

$$\vec{p}_0 = a^3 \vec{E}_0. \quad (68.3)$$

გამტარი სფერო შეიძლება განვიხილოთ, როგორც სფერო ნულოვანი მაგნიტური შეღწევადობით. შესაბამისად, მაგნიტური დიპოლური მომენტისათვის ვღებულობთ:

$$\vec{m}_0 = -\frac{a^3}{2} \vec{B}_0. \quad (68.4)$$

(68.3) და (68.4) გავითვალისწინოთ (68.2)-ში, მივიღებთ:

$$\vec{E}_{\text{გაბ}} = -k^2 a^3 \frac{e^{j(\vec{k}\vec{r}-\omega t)}}{r} \left([\vec{n}[\vec{E}_0\vec{n}]] + \frac{1}{2} [\vec{n}\vec{B}_0] \right), \quad (68.5)$$

სადაც \vec{n} ერთეულოვანი ვექტორი მიმართულია \vec{r} - რადიუს-ვექტორის გასწვრივ. კოორდინატთა სათავე შემთხვევა გამბნევი სფეროს ცენტრს (ნახ.68.1).

ვთქვათ, ელექტრული ველი წრფივად პოლარიზებულია \vec{l} - მიმართულებით: $\vec{E}_0 = E_0 \vec{l}$, ხოლო მაგნიტური ველი მიმართულია მისდამი მართობულად: $\vec{B}_0 = [\vec{z}\vec{E}_0]$. მაშინ:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{\text{გაბ}} &= -k^2 a^3 E_0 \frac{e^{i(kr-\omega t)}}{r} \left([\vec{n}[\vec{l}\vec{n}]] + \frac{1}{2} [\vec{n}[\vec{z}\vec{l}]] \right) = \\ &= -k^2 a^3 E_0 \frac{e^{i(kr-\omega t)}}{r} \left[\vec{l} \left(1 - \frac{(\vec{n}\vec{z})}{2} \right) - \left(\vec{n} - \frac{\vec{z}}{2} \right) (\vec{n}\vec{l}) \right]. \end{aligned} \quad (68.6)$$

(68.6) გავითვალისწინოთ (68.1)-ში, მივიღებთ:

$$\frac{d\sigma}{d\Omega} = k^4 a^6 \left[\left(1 - \frac{\vec{n}\vec{z}}{2} \right)^2 - \frac{3}{4} (\vec{n}\vec{l})^2 \right]. \quad (68.7)$$

ნახ.68.1-დან ჩანს, რომ: $(\vec{n}\vec{z}) = \cos \theta$, $(\vec{n}\vec{l}) = \sin \theta$. იმ შემთხვევაში, თუ ტალღა პოლარიზებულია გაბნევის სიბრტყის მართობულ სიბრტყეში, მაშინ $(\vec{n}\vec{l}) = 0$. (68.7) განტოლებიდან გამოვყოთ გასწვრივი და განივი მდგენელები:

$$\frac{d\sigma_{\parallel}}{d\Omega} = k^4 a^6 \left(\frac{1}{2} - \cos \theta \right)^2, \quad \frac{d\sigma_{\perp}}{d\Omega} = k^4 a^6 \left(1 - \frac{\cos \theta}{2} \right)^2. \quad (68.8)$$

ზოგად შემთხვევაში, როცა ტალღა არ არის პოლარიზებული გაბნევის განივკვეთისათვის მივიღებთ:

$$\frac{d\sigma}{d\Omega} = \frac{1}{2} \left(\frac{d\sigma_{\parallel}}{d\Omega} + \frac{d\sigma_{\perp}}{d\Omega} \right) = k^4 a^6 \left[\frac{5}{8} (1 + \cos^2 \theta) - \cos \theta \right]. \quad (68.9)$$

$$\sigma = \int \frac{d\sigma}{d\Omega} d\Omega = \frac{10\pi}{8} k^4 a^6 \int_{-1}^1 (1 + \cos^2 \theta) d \cos \theta = \frac{10\pi}{3} k^4 a^6. \quad (68.10)$$

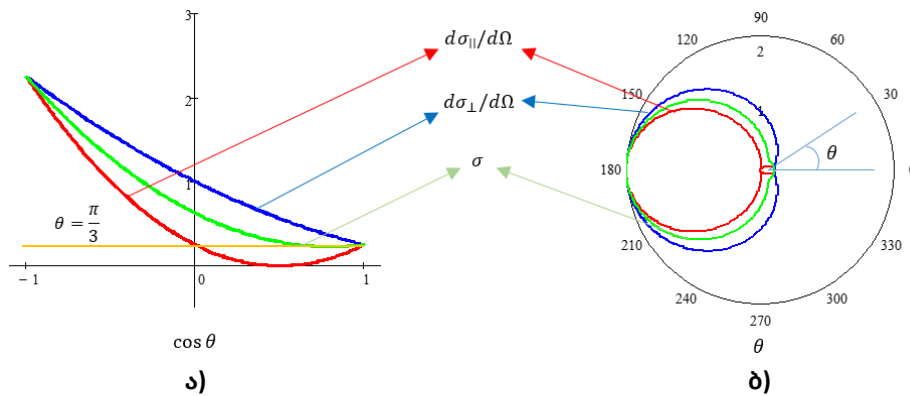
თავი XIII. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი

(68.8)-დან ჩანს, რომ როცა $\theta = \pi/3$, მაშინ $d\sigma_{\perp}/d\Omega \neq 0$, $d\sigma_{\parallel}/d\Omega = 0$, მაშასადამე $\theta = \pi/3$ კუთხისათვის გაბნეული გამოსხივება არის წრფივად პოლარიზებული და გაბნევის სიბრტყის პარალელურია. ნახ.68.2.ა)-ზე წითელი მრუდი შეესაბამება გაბნევის ეფექტური განივკვეთის გასწვრივ მდგენელს, რომელიც ნულის ტოლი ხდება როცა $\cos \theta = 1/2$ -ს. ლურჯი წირი შეესაბამება გამბნევი ზედაპირისადმი პერპენდიკულარულ მდგენელს, ხოლო მწვანე წირი კი შეესაბამება გაბნევის ეფექტური განივკვეთის ჯამურ სიდიდეს. ნახ.68.2. ბ)-ზე კი ისინი წარმოდგენილია პოლარულ კოორდინატთა სისტემაში.

(68.10) ფორმულით განსაზღვრული ეფექტური განივკვეთი უკუპროპორციულია ტალღის სიგრძის მეოთხე ხაირისხის $(1/\lambda)^4$. შედარებისათვის მოვიყვანოთ თავისუფალ ელექტრონზე გაბნევის განივკვეთის გამოსახულება (ტომსონის ფორმულა):

$$\sigma_{\text{ტომსონი}} = \frac{8\pi r_c^2}{3}$$

სადაც $r_c^2 = e^2/m_e c^2$ - ელექტრონის კლასიკური რადიუსია. ტომსონის გაბნევის განივკვეთი არ არის დამოკიდებული ტალღის სიგრძეზე.



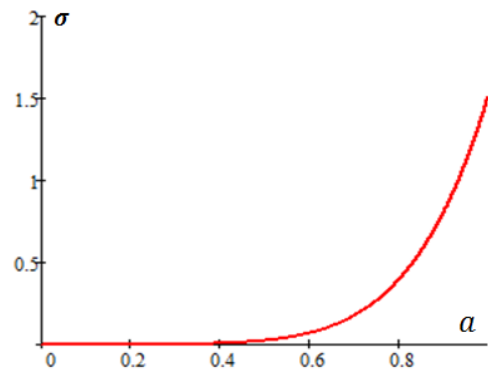
ნახ.68.2. გაბნევის ეფექტური განივკვეთის დამოკიდებულება θ კუთხეზე. წითელი შეესაბამება $d\sigma_{\parallel}/d\Omega$, ლურჯი - $d\sigma_{\perp}/d\Omega$, ხოლო მწვანე კი - σ : ა) დეკარტეს კოორდინატთა სისტემა, ბ) პოლარულ კოორდინატთა სისტემა

როგორც ვიცით, დაცემული ტალღის სიგრძე ბევრად ნაკლებია გაბნეული ტალღის სიგრძეზე. ამ ეფექტს **კომპტონის ეფექტი** ეწოდება. გაბნეული ტალღის სიგრძის კრიტიკური მნიშვნელობა $\lambda_{\text{კომპტონი}}$ -ით აღვნიშნოთ, მაშინ:

$$\lambda \ll \lambda_{\text{კომპტონი}} = \frac{hc}{m_e c^2}$$

სადაც h - პლანკის მუდმივაა.

გამტარ გარემოში ელექტრონებს ახასიათებენ **თავისუფალი განარბენი მანძილით**. გამბნევი სფეროს მცირე ზომის გამო, შეიძლება ჩავთვალოთ, რომ ელექტრონების თავისუფალი განარბენი მანძილი სფეროს a რადიუსის ტოლია. ელექტრონებს არ შეუძლიათ თავისუფლად დატოვონ სფერული ობიექტი, რადგან მასთან დაკავშირებული არიან „ზამბარისებური“ ძალით, რომლის საკუთარი რხევის სიხშირეა: $\omega_0 \approx c/a$. გაბნეული ელექტრომაგნიტური ტალღა სიხშირით $\omega = kc \ll \omega_0 \approx c/a$ (ე.ი. $ka \ll 1$) ემორჩილება $\omega^4/\omega_0^4 \sim 1/\lambda^4$ კანონს. მაშასადამე, გაბნევის სრული განივკვეთი ნაკლებია $\approx \pi a^2$ გეომეტრიული კვეთის.



ნახ.68.3. გაბნევის ეფექტური განივკვეთის დამოკიდებულება გამბნევის სფეროს რადიუსზე

თავი XIII. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი

ნახ.68.3-ზე მოცემულია დაცემული ტალღის გაბნევის განიკვეთის დამოკიდებულება გამბნევი სფეროს რადიუსზე. ნახაზიდან ჩანს, რომ გაბნევის განიკვეთი გამბნევი სფეროს რადიუსის მიმართ არაწრფივი კანონით იცვლება.

§69. ელექტრომაგნიტური ველის ანალიზი გამბნევი გამტარი სფეროს ზედაპირზე

დავუშვათ, გამოსხივების წყაროს წარმოადგენს ელემენტარული ვიბრატორი - ჰერცის დიპოლი (იხ. თავი XIV). გაბნეული ელექტრული ველის გამოსახულება შეიძლება ჩავწეროთ შემდეგი სახით (იხ. [დანართი 8](#)):

$$\vec{E}_{\text{გაბ}} = k^2 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{r} \left\{ [[\vec{n}\vec{p}_0]\vec{n}] + (3(\vec{n} \cdot \vec{p}_0)\vec{n} - \vec{p}_0) \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) - \left(1 + \frac{j}{kr} \right) [\vec{n}\vec{m}_0] \right\},$$

ამ ფორმულაში გავითვალისწინოთ (68.3) და (68.4)-ე ფორმულები:

$$\vec{E}_{\text{გაბ}} = k^2 a^3 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{r} \left\{ [[\vec{n}\vec{E}_0]\vec{n}] + (3(\vec{n} \cdot \vec{E}_0)\vec{n} - \vec{E}_0) \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) + \frac{1}{2} \left(1 + \frac{j}{kr} \right) [\vec{n}\vec{B}_0] \right\}, \quad (69.1)$$

სიმარტივისათვის დავუშვათ, რომ დაცემული ბრტყელი ტალღის ელექტრული ველის დაძაბულობის ვექტორი დაკვირვების (r, θ, ϕ) წერტილში მიმართულია x ღერძის გასწვრივ, ხოლო მაგნიტური ველი z - მის მართობულად y ღერძის გასწვრივ, ე.ი:

$$\vec{E}_0 = E_0 \vec{x}; \quad \vec{B}_0 = E_0 \vec{y}.$$

გამოვსახოთ ელექტრული ველის ვექტორი სფერულ კოორდინატთა სისტემაში. რისთვისაც დეკარტეს კოორდინატები გამოვსახოთ სფერულ კოორდინატებში:

$$\vec{n} = \vec{r}, \quad (69.2)$$

$$\vec{x} = \sin \theta \cos \phi \cdot \vec{r} + \cos \theta \cos \phi \cdot \vec{\theta} - \sin \phi \cdot \vec{\phi}, \quad (69.3)$$

$$\vec{y} = \sin \theta \sin \phi \cdot \vec{r} + \cos \theta \sin \phi \cdot \vec{\theta} + \cos \phi \cdot \vec{\phi}, \quad (69.4)$$

$$\vec{z} = \cos \theta \cdot \vec{r} - \sin \theta \cdot \vec{\theta}. \quad (69.5)$$

გავითვალისწინოთ (69.3)-(69.4.) ფორმულები (69.1)-ში, მივიღებთ:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{\text{გაბ}} = k^2 a^3 E_0 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{r} & \left\{ [[\vec{r}\vec{r}]\vec{r}] \sin \theta \cos \phi + [[\vec{r}\vec{\theta}]\vec{r}] \cos \theta \cos \phi - [[\vec{r}\vec{\phi}]\vec{r}] \sin \phi + \right. \\ & + (3(\vec{r}\vec{r})\vec{r} \sin \theta \cos \phi + 3(\vec{r}\vec{\theta})\vec{r} \cos \theta \cos \phi - 3(\vec{r}\vec{\phi})\vec{r} \sin \phi - \\ & - \sin \theta \cos \phi \cdot \vec{r} + \cos \theta \cos \phi \cdot \vec{\theta} - \sin \phi \cdot \vec{\phi}) \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) + \\ & \left. + \frac{1}{2} \left(1 + \frac{j}{kr} \right) ([\vec{r}\vec{r}] \sin \theta \sin \phi + [\vec{r}\vec{\theta}] \cos \theta \sin \phi + [\vec{r}\vec{\phi}] \cos \phi) \right\}. \end{aligned}$$

მხედველობაში მივიღოთ, რომ:

$$[[\vec{r}\vec{r}]\vec{r}] = 0, \quad [[\vec{r}\vec{\theta}]\vec{r}] = \vec{\theta}, \quad [[\vec{r}\vec{\phi}]\vec{r}] = \vec{\phi},$$

თავი XIII. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი

$$\begin{aligned}(\vec{r}\vec{r})\vec{r} &= \vec{r}, & (\vec{r}\vec{\theta})\vec{r} &= 0, & (\vec{r}\vec{\phi})\vec{r} &= 0, \\ [\vec{r}\vec{r}] &= 0, & [\vec{r}\vec{\theta}] &= -\vec{\phi}, & [\vec{r}\vec{\phi}] &= \vec{\theta}.\end{aligned}$$

საბოლოოდ შრომატევადი გარდაქმნების შესრულების შემდეგ მივიღებთ:

$$\begin{aligned}\vec{E}_{\delta\delta}(r, t) &= k^2 a^3 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{r} \left\{ \cos \theta \cos \phi \vec{\theta} - \sin \phi \cdot \vec{\phi} + \right. \\ &+ (2 \sin \theta \cos \phi \cdot \vec{r} - \cos \theta \cos \phi \cdot \vec{\theta} + \sin \phi \cdot \vec{\phi}) \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) - \\ &- \frac{1}{2} \left(1 + \frac{j}{kr} \right) (\cos \phi \cdot \vec{\theta} - \cos \theta \sin \phi \cdot \vec{\phi}) \left. \right\} = \\ &= k^2 a^3 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{r} \left\{ 2 \sin \theta \cos \phi \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) \cdot \vec{r} + \right. \\ &+ \left[\cos \theta \left(1 - \frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{j}{kr} \right) \right] \cdot \vec{\theta} - \\ &- \sin \phi \left[1 - \frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} - \frac{\cos \theta}{2} \left(1 + \frac{j}{kr} \right) \right] \cdot \vec{\phi} \left. \right\}. \quad (69.6)\end{aligned}$$

ელექტრული ველის დაძაბულობის ვექტორის გამოსახულების ანალოგიურად, შესაძლებელია ჩავწეროთ გამოსახულება მაგნიტური ველის ინდუქციის ვექტორისათვისაც, კერძოდ (69.1) ფორმულისა და იმის გათვალისწინებით, რომ $\vec{B}_0 = E_0 \vec{y}$, მივიღებთ:

$$\begin{aligned}\vec{B}_{\delta\delta}(r, t) &= k^2 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{r} \left\{ [[\vec{n}\vec{m}_0]\vec{n}] + [3[\vec{n}\vec{m}_0]\vec{n} - \vec{m}_0] \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) + \left(1 + \frac{j}{kr} \right) [\vec{n}\vec{p}_0] \right\} = \\ &= -k^2 a^3 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{2r} \left\{ [[\vec{n}\vec{B}_0]\vec{n}] + [3[[\vec{n}\vec{B}_0]\vec{n}] - \vec{B}_0] \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) - 2 \left(1 + \frac{j}{kr} \right) [\vec{n}\vec{E}_0] \right\} = \\ &= -k^2 a^3 E_0 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{2r} \left\{ (\cos \theta \sin \phi \cdot \vec{\theta} + \cos \phi \cdot \vec{\phi} + \right. \\ &+ (2 \sin \theta \sin \phi \cdot \vec{r} - \cos \theta \sin \phi \cdot \vec{\theta} - \cos \phi \cdot \vec{\phi}) \left. \right\} = \\ &= -k^2 a^3 E_0 \frac{e^{j(kr-\omega t)}}{2r} \left\{ 2 \sin \theta \sin \phi \left(\frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) \cdot \vec{r} + \right. \\ &+ \sin \phi \left[\cos \theta \left(1 - \frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} \right) - 2 \left(1 + \frac{j}{kr} \right) \right] \cdot \vec{\theta} + \\ &+ \cos \phi \left[1 - \frac{1}{k^2 r^2} - \frac{j}{kr} - 2 \cos \theta \left(1 + \frac{j}{kr} \right) \right] \cdot \vec{\phi} \left. \right\}. \quad (69.7)\end{aligned}$$

გამბნევი სფეროს ზედაპირზე $r = a$, სამართლიანია პირობა: $ka \ll 1$, მაშინ:

$$e^{j(kr-\omega t)} \approx e^{-j\omega t},$$

(69.7) ტოლობის მარჯვენა მხარის ფიგურულ ფრჩხილებში მოთავსებული წევრებიდან შევინარჩუნოთ მხოლოდ მაღალი რიგის წევრები $\left(\frac{1}{k^2 r^2} = \frac{1}{k^2 a^2} \right)$:

$$\vec{E}_{\delta\delta}(r = a) \approx E_0 e^{-j\omega t} (2 \sin \theta \cos \phi \cdot \vec{r} - \cos \theta \cos \phi \cdot \vec{\theta} + \sin \phi \cdot \vec{\phi}), \quad (69.8)$$

თავი XIII. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი

$$\vec{B}_{\text{გაბ}}(r = a) \approx -\frac{1}{2}E_0 e^{-j\omega t} (2 \sin \theta \sin \phi \cdot \vec{r} + \cos \theta \sin \phi \cdot \vec{\theta} + \cos \phi \cdot \vec{\phi}). \quad (69.9)$$

ამავე მიახლოებაში a რადიუსის სფეროს ზედაპირზე დაცემული ელექტრომაგნიტური ველების გამოსახულებებისათვის მივიღებთ:

$$\vec{E}_{\text{დაც}}(r = a) \approx E_0 e^{-j\omega t} \vec{x} = E_0 e^{-j\omega t} (\sin \theta \cos \phi \cdot \vec{r} + \cos \theta \cos \phi \cdot \vec{\theta} - \sin \phi \cdot \vec{\phi}), \quad (69.10)$$

$$\vec{B}_{\text{დაც}}(r = a) \approx -\frac{E_0}{2} e^{-j\omega t} \vec{y} = -\frac{1}{2} E_0 e^{-j\omega t} (\sin \theta \sin \phi \cdot \vec{r} + \cos \theta \sin \phi \cdot \vec{\theta} + \cos \phi \cdot \vec{\phi}). \quad (69.11)$$

ვიბრატორიდან გამოსხივებული ველი ეცემა გამბნევ ობიექტს და გაიბნევა მისგან, ამიტომ ჯამურ გამოსხივებას სფეროს ზედაპირზე ქმნის დაცემული და გაბნეული გამოსხივებები:

$$\vec{E}_{\text{სრ}}(r = a) = \vec{E}_{\text{დაც}}(r = a) + \vec{E}_{\text{გაბ}}(r = a) = 3E_0 e^{-j\omega t} \sin \theta \cos \phi \cdot \vec{r}. \quad (69.12)$$

$$\vec{B}_{\text{სრ}}(r = a) = \vec{B}_{\text{დაც}}(r = a) + \vec{B}_{\text{გაბ}}(r = a) = \frac{3}{2} E_0 e^{-j\omega t} (\cos \theta \sin \phi \cdot \vec{\theta} + \cos \phi \cdot \vec{\phi}). \quad (69.13)$$

გამბნევი სფეროს ზედაპირზე სრული მაგნიტური ველი არის ტანგენციალური, რაც მოსალოდნელი იყო, რადგან გამბნევი სფერო კარგი გამტარია. გაუსის კანონიდან განვსაზღვროთ გამტარი სფეროს ზედაპირზე მუხტის $\rho_{\text{სრ}}$ სიმკვრივე:

$$\rho_{\text{სრ}} = \frac{\vec{E}_{\text{სრ}}(r = a)}{4\pi} = \frac{3E_0}{4\pi} e^{-j\omega t} \sin \theta \cos \phi. \quad (69.14)$$

ანალოგიურად, ამპერის კანონის საფუძველზე, შეიძლება ვიპოვოთ დენის სიმკვრივის გამოსახულება:

$$\vec{J}_{\text{სრ}} = \frac{c}{4\pi} [\vec{r} \vec{B}(r = a)] = \frac{3cE_0}{8\pi} e^{-j\omega t} (-\cos \phi \cdot \vec{\theta} + \cos \theta \sin \phi \cdot \vec{\phi}), \quad (69.15)$$

(69.8)-(69.13) ფორმულების გამოყენებით შევასრულოთ ელექტრომაგნიტური ველის გრაფიკული ანალიზი. ნახ.69.1. ა), ბ)-ზე წარმოდგენილია გაბნეული ხოლო ნახ.69.1. გ) და დ)-ზე კი დაცემული ელექტრული და მაგნიტური ველების რადიალური მდგენელების ვექტორული დიაგრამა. ვექტორული დიაგრამა აგებულია MathCad-ის პროგრამაში. ისრების ფერები იცვლება დონის მიხედვით, კერძოდ მაღალი დონის შემთხვევაში გვაქვს წითელი ისრები, ხოლო დაბალ დონეს შეესაბამება ლურჯი ისრები. ველის სიძლიერეს გამოსახავს ისრების სიგრძე. ისრების მიმართულება განსაზღვრავს აგრეთვე ველის ცირკულაციას გამბნევი სფეროს ზედაპირზე.

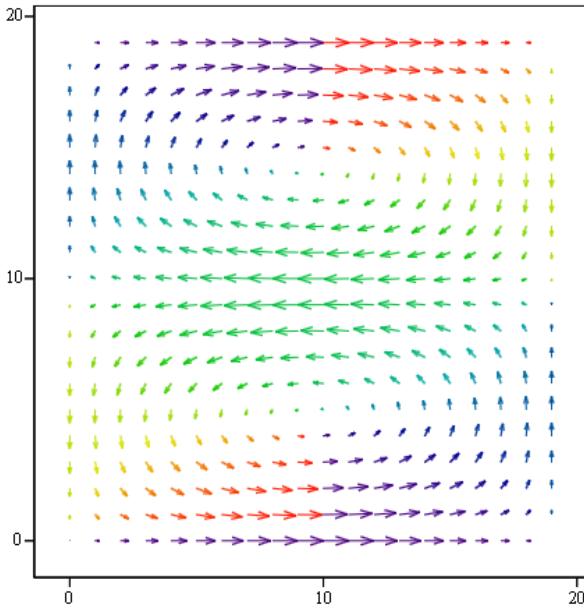
ნახ.69.2. ა)-ზე წარმოდგენილია სრული დაცემული და გაბნეული ელექტრული ველის რადიალური მდგენელი. ტანგენციალური კომპონენტების სრული ველი ნულია. ე.ი. გაბნეული და დაცემული ელექტრული ველები პრაქტიკულად აკომპენსირებს ერთმანეთს.

ნახ.69.2. ბ) და გ)-ზე კი პირიქით წარმოდგენილია სრული მაგნიტური ველის ტანგენციალური მდგენელები. მაგნიტური ველის რადიალური მდგენელი ნულის ტოლია.

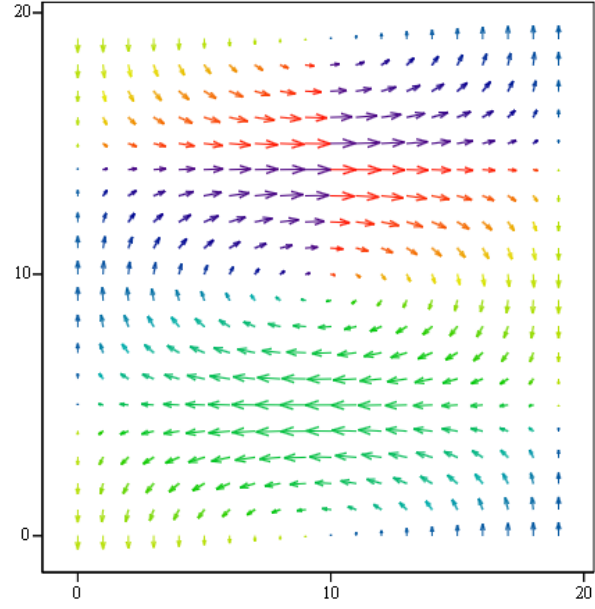
ნახ.69.2. დ)-ზე წარმოდგენილია ჯამური ელექტრული და მაგნიტური ველების 3D გამოსახულება სფეროს ზედაპირზე. თვალსაჩინოებისათვის, წითელი წირებით წარმოდგენილია მაგნიტური ველი, ხოლო ლურჯი წირებით კი ელექტრული ველი.

ზოგად შემთხვევაში, მნიშვნელოვანია განხილული იქნას ველის კომპონენტები გამოსხივების წყაროდან ახლო ზონაში ($r \ll \lambda$, $kr \ll 1$), შორეულ, ე.წ. ტალღურ ზონაში ($r \gg \lambda$, $kr \gg 1$), აგრეთვე შუალედურ ზონაში ($r \sim \lambda$, $kr \sim 1$). დეტალური გამოთვლები იხილეთ [დანართი 8](#)-ზე.

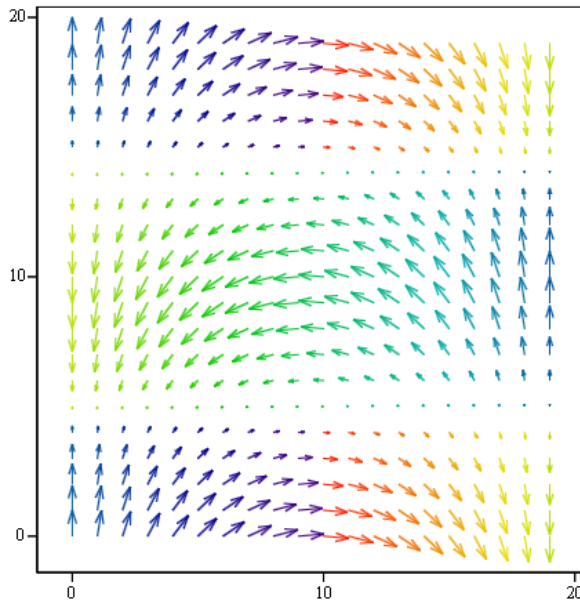
თავი XIII. რადიოტალღების გავრცელების მექანიზმი



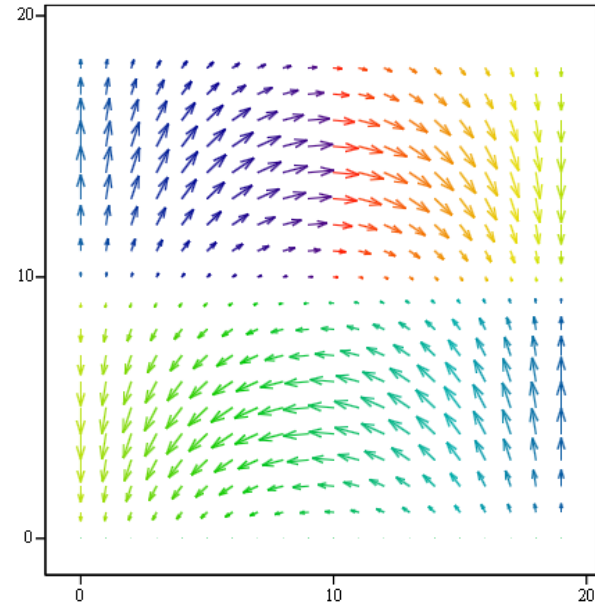
ა) $\vec{E}_{r,გაბ}(r=a)$



ბ) $\vec{B}_{r,გაბ}(r=a)$

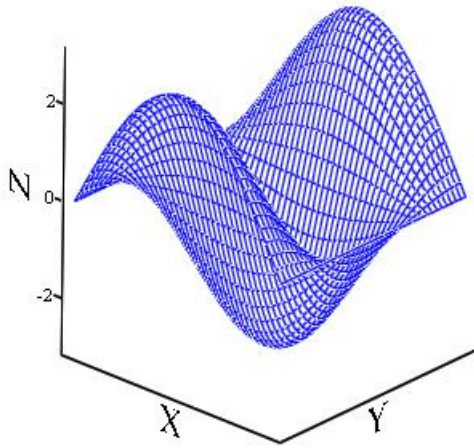


გ) $\vec{E}_{r,დაც}(r=a)$

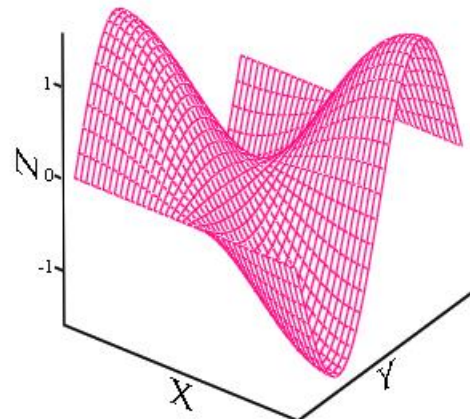


დ) $\vec{B}_{r,დაც}(r=a)$

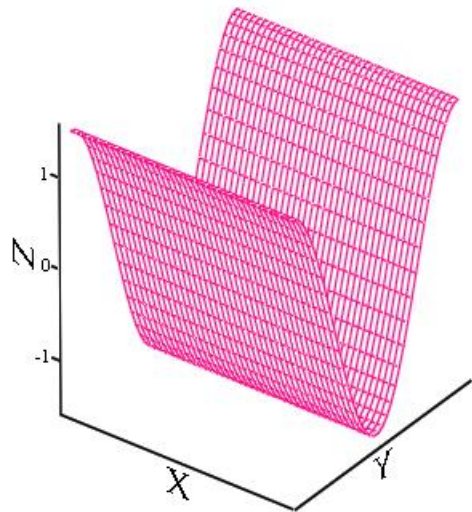
ნახ.69.1. გაბნეული და დაცემული ელექტრომაგნიტური ველის ვექტორული დიაგრამა სფეროს ზედაპირზე. ა) გაბნეული $\vec{E}_{r,გაბ}(r=a)$ ელექტრული ველის დაძაბულობის ვექტორის ვექტორული დიაგრამა; ბ) გაბნეული $\vec{B}_{r,გაბ}(r=a)$ მაგნიტური ველის ინდუქციის ვექტორის ვექტორული დიაგრამა; გ) დაცემული $\vec{E}_{r,დაც}(r=a)$ ელექტრული ველის დაძაბულობის ვექტორის ვექტორული დიაგრამა; დ) დაცემული $\vec{B}_{r,დაც}(r=a)$ მაგნიტური ველის ინდუქციის ვექტორის ვექტორული დიაგრამა



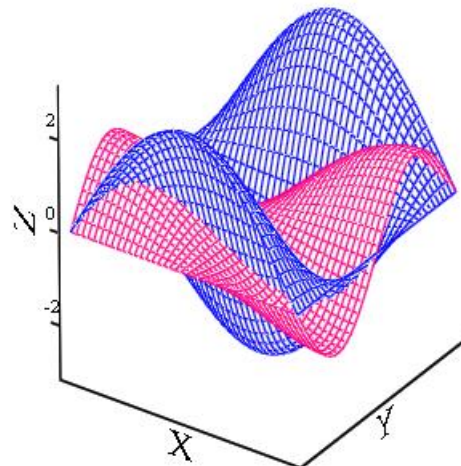
ა)



ბ)



გ)



დ)

ნახ.69.2. სრული ველის 3D გამოსახულება სფეროს ზედაპირზე.

ა) $\vec{E}_{r,სრ}(x, y, z)|_{r=a}$ მდგენელის 3D გამოსახულება;

ბ) $\vec{B}_{\theta,სრ}(x, y, z)|_{r=a}$ მდგენელის 3D გამოსახულება;

ბ) $\vec{B}_{\phi,სრ}(x, y, z)|_{r=a}$ მდგენელის 3D გამოსახულება;

გ) სრული ელექტრომაგნიტური ველის 3D გამოსახულება

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

§70. ანტენები. ანტენების ძირითადი მახასიათებლები

კავშირის არხის ერთ-ერთ მნიშვნელოვან კომპონენტს წარმოადგენს ანტენა. ანტენა ელექტრული სიგნალის ენერგიას გარდაქმნის რადიოტალღად, რომლებიც ატმოსფეროში გამოსხივდება ელექტრომაგნიტური ტალღების სახით და ვრცელდება სინათლის სიჩქარით გარემოში ($c = c_0/\sqrt{\epsilon\mu}$, c_0 - სინათლის სიჩქარეა ვაკუუმში, ϵ და μ - გარემოს დიელექტრიკული და მაგნიტური შეღწევადობებია). რადიოტალღები ვრცელდება ატმოსფეროში, ვიდრე არ მოხდება მათი მიღება მიმღები ანტენით, რომელიც პირიქით, რადიოტალღების ენერგიას გარდაქმნის ელექტრულ ენერგიად და გადასცემს მიმღებ მოწყობილობას დასამუშავებლად.

გადამცემი ანტენა შეიძლება განიმარტოს, როგორც მოწყობილობა, რომელიც განკუთვნილია ელექტრომაგნიტური ტალღების გამოსხივებისათვის. **მიმღები ანტენა** წარმოადგენს მოწყობილობას, რომელიც უზრუნველყოფს ელექტრომაგნიტური ტალღების მიღებას, ამ ტალღების მიერ გადატანილი ინფორმაციის შემდგომი დამუშავების მიზნით.

ანტენის მიმართ წაყენებული მოთხოვნები სხვადასხვაგვარია, ისინი იცვლება რადიოსადგურის დანიშნულების მიხედვით. ასე მაგალითად, რადიოსადგურები, რომლებიც განკუთვნილია რადიო-გადაცემებისათვის და ემსახურება გარკვეულ დასახლებულ პუნქტს, გადამცემი ანტენა, როგორც წესი, უნდა ქმნიდეს თანაბარ გამოსხივებას ყველა მიმართულებით, ე.ი ასხივებს **ყველგან მიმართულ** ტალღებს. მეორე მხრივ, ხშირად ანტენისაგან მოითხოვენ **მიმართულ ქმედებას** ე.ი გარკვეული მიმართულებით ტალღის გამოსხივების კონცენტრირებას, მიზანმიმართულ გამოსხივებას ან მიღებას.

რადიოტექნიკური მოწყობილობების განუყრელ ნაწილს წარმოადგენს **ფილერული მოწყობილობა**. იგი ელექტრომაგნიტური ენერგიის არხია და ანტენის გადამცემთან ან მიმღებთან დამაკავშირებელი რგოლია.

განვიხილოთ ანტენის ძირითადი რაოდენობრივი მახასიათებლები. გადამცემი ანტენის ერთ-ერთი ძირითადი პარამეტრი არის შესავლის წინაღობა. **ანტენის შესავლის წინაღობა** განისაზღვრება მის მომჭერებზე მოდებული მაღალი სიხშირის U_A ძაბვის ფარდობით ანტენის კვების წყაროს I_A დენის ძალასთან:

$$Z_A = \frac{U_A}{I_A}. \quad (70.1)$$

ზოგად შემთხვევაში ეს წინაღობა შეიცავს როგორც **აქტიურ** ისე **რეაქტიულ მდგენელს**, რომლებიც დამოკიდებულია სიხშირეზე:

$$Z_A(\omega) = R_A(\omega) + jX_A(\omega). \quad (70.2)$$

ანტენის მიერ **გამოსხივებული სიმძლავრე** პროპორციულია ანტენის დენის ძალის მოქმედი მნიშვნელობის კვადრატის:

$$P_{\text{გამ}} = R_{\text{გამ}} I^2, \quad (70.3)$$

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

სადაც $R_{გაბ}$ - პროპორციულობის კოეფიციენტი რომელიც იზომება ომებში და რომელსაც I დენის მიმართ **გამოსხივების წინაღობა** ეწოდება.

ამრიგად, გამოსხივების წინაღობა შეიძლება განისაზღვროს როგორც პროპორციულობის კოეფიციენტი, რომელიც აკავშირებს ანტენის გამოსხივების სიმძლავრეს მასში ადქრული დენის ძალის მოქმედ მნიშვნელობასთან. **გამოსხივების წინაღობა დამოკიდებულია ანტენის ფორმაზე, ზომებზე და იმ ტალღის სიგრძეზე**, რომელზედაც მუშაობს ის.

ანტენის მიერ გამოსხივებული სიმძლავრე არის **სასარგებლო სიმძლავრე**, ხოლო შესაბამისი გამოსხივების წინაღობა არის **აქტიური წინაღობის მარგი ნაწილი**. ანტენის შესავალ წინაღობაზე გავლენას ახდენს მის მახლობლად მოთავსებული სხვა გამტარები და სხეულები. ანტენაზე მოდებული P_A სიმძლავრის ნაწილი იხარჯება გამოსხივებაზე ($P_{გაბ}$), ხოლო ნაწილი კი იკარგება ანტენის აქტიურ წინაღობაზე ($P_{დან}$):

$$P_A = P_{გაბ} + P_{დან}.$$

ანტენის სიმძლავრის დანაკარგი პროპორციულია ანტენის დენის ძალის კვადრატის:

$$P_{დან} = R_{დან} I^2,$$

შესაბამისად, სრული სიმძლავრე შეიძლება ჩავწეროთ შემდეგი სახით:

$$P_A = I^2 (R_{გაბ} + R_{დან}) = I^2 R_A.$$

სადაც $R_A = R_{გაბ} + R_{დან}$ - **ანტენის აქტიური წინაღობა** კვების წერტილში.

ანტენის მუშაობის ეფექტურობის შეფასების მიზნით შემოვიტანოთ **ანტენის მარგი ქმედების კოეფიციენტის (მქკ)** ცნება, რომელიც ტოლია გამოსხივებული სიმძლავრის შეფარდებისა სრულ სიმძლავრესთან:

$$\eta = \frac{P_{გაბ}}{P_A} = \frac{I^2 R_{გაბ}}{I^2 R_A} = \frac{1}{1 + \frac{R_{დან}}{R_{გაბ}}}. \quad (70.4)$$

ელექტრომაგნიტური ტალღების ენერჯის განაწილებაზე ნათელ წარმოდგენას გვაძლევს **მიმართულების დიაგრამა (მდ)**, რომელიც სივრცეში ანტენის ველის დაძაბულობის მიმართულებაზე დამოკიდებულებას განსაზღვრავს. მიმართულება სფერულ კოორდინატთა სისტემაში განისაზღვრება აზიმუტალური ($0 \leq \theta \leq \pi$) და მერიდიანული ($0 \leq \varphi \leq 2\pi$) კუთხეებით. სივრცითი დიაგრამა გამოისახება $f(\theta, \varphi)$ ზედაპირის სახით. $f(\theta, \varphi)$ სივრცითი დიაგრამის აგება ხშირად მოუხერხებელია და ვერ ასახავს საკმარის ინფორმაციას ანტენის გამოსხივების შესახებ, ამიტომ პრაქტიკაში ხშირად სარგებლობენ მიმართულების დიაგრამით, რომელიც აგებულია ერთ-ერთ სიბრტყეში და აღიწერება $f(\theta)$ ან $f(\varphi)$ მრუდებით. რიგ შემთხვევაში, აგებენ დიაგრამას, რომელიც განსაზღვრავს სიმძლავრის ნაკადის სიმკრივის³⁹ განაწილებას სივრცეში. სიმძლავრის დიაგრამა პროპორციულია $f^2(\theta, \varphi)$ ფუნქციის.

შემოვიტანოთ **ნორმირებული დიაგრამის** ცნება:

³⁹ სიმძლავრის ნაკადის სიმკრივე არის სიმძლავრე ტალღის გავრცელებისადმი პერპენდიკულარულ ერთეულ-ვან ფართობზე.

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

$$F(\varphi) = \frac{f(\theta, \varphi)}{f_{max}(\theta, \varphi)}. \quad (70.5)$$

ცხადია $0 \leq F(\theta, \varphi) \leq 1$. $\theta = 0$

მიმართული ქმედების კოეფიციენტი - ეს არის რიცხვი, რომელიც გვიჩვენებს თუ რამდენჯერ უნდა გაიზარდოს ანტენის გამოსხივების სიმძლავრე, რომ მიმართული ანტენიდან ყველგან მიმართულ ანტენაზე გადასვილისას ველის დაძაბულობა მიღების წერტილში ერთნაირი იყოს (სხვა ერთნაირ პირობებში):

$$D = \frac{P_{0გამ}}{P_{გამ}}, \quad (70.6)$$

სადაც $P_{0გამ}$ - მიმართული ანტენის სიმძლავრეა, ხოლო $P_{გამ}$ - ყველგან მიმართული ანტენის სიმძლავრე. D კოეფიციენტი რეალური ანტენისათვის მოთვსებულია 1-10000-ის ფარგლებში. იგი გვიჩვენებს მიმართული ანტენის სიმძლავრის მოგებას, მაგრამ არ ითვალისწინებს დანაკარგებს.

ანტენის მოგების (სიმძლავრის მიმართ) შეფასების მიზნით, მისი მიმართულებისა და დანაკარგების გათვალისწინებით, შემოვიტანოთ ანტენის **გადიერების კოეფიციენტის (გკ)** ცნება.

ანტენის **გკ** ტოლია, მიმართული ქმედების კოეფიციენტისა და **მქკ**-ს ნამრავლის:

$$G = D\eta. \quad (70.7)$$

(70.7)-ში გავითვალისწინოთ (70.6)-ს მივიღებთ:

$$G = \frac{P_{0გამ}}{P_{გამ}} \eta. \quad (70.8)$$

მნიშვნელოვანია შემოვიტანოთ **მუშა სიხშირული დიაპაზონის** ცნებაც. ეს არის დიაპაზონი, რომლის საზღვრებშიც ანტენა ინარჩუნებს თავის ძირითად პარამეტრებს მოცემულ სიხშირეზე.

შემოვიტანოთ ანტენის **ეფექტური ფართობის (S_A)** ცნება. ის განისაზღვრება, როგორც მაქსიმალური სიმძლავრის შეფარდება (რომლის გამოყოფაც შეუძლია ანტენას შეთანხმებულ დატვირთვაზე), ფართობის ერთეულზე მოსულ სიმძლავრესთან (Π):

$$S_A = \frac{P\pi}{\Pi}, \quad (70.9)$$

სადაც $\vec{\Pi} = [\vec{E}\vec{H}]$ პოინტინგის ვექტორია. ფართობის S_A კოეფიციენტებისა და ანტენის მიმართული ქმედების კოეფიციენტს შორის არსებობს კავშირი.

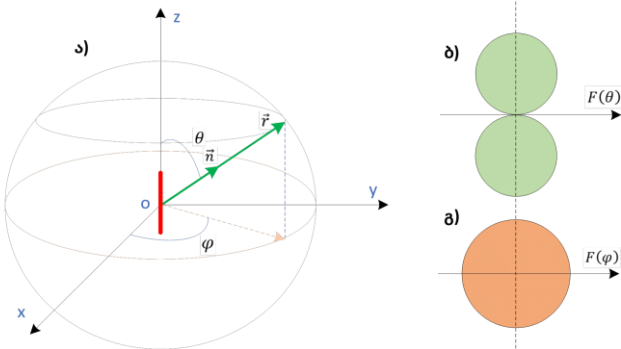
$$D = \frac{4\pi S_A}{L^2}, \quad (70.10)$$

სადაც L - მანძილია ანტენიდან დაკვირვების წერტილამდე.

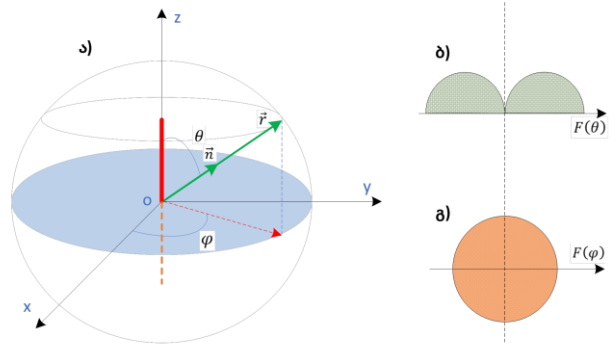
§71. ანტენების კლასიფიკაცია

ანტენების აგების მეთოდები ეყრდნობა ელემენტარული ვიბრატორის თეორიას. ელემენტარული ვიბრატორის ქვეშ იგულისხმება გამტარი, რომლის სიგრძეც ბევრად მცირეა გამოსხივებული ტალღის λ სიგრძეზე. ელემენტარულ ვიბრატორს **ჰერცის ვიბრატორი** ეწოდება (ნახ.71.1. ა).

როგორც წინა პარაგრაფში განვიხილეთ, ანტენების ერთ-ერთ მნიშვნელოვან მახასიათებელს წარმოადგენს **მიმართულების დიაგრამა (მდ)**, რომელიც ასახავს ანტენის მიერ გამოსხივებული ენერგიის ან სიმძლავრის დამოკიდებულებას კუთხეზე. როგორც წესი მდ-ს პოლარულ კოორდინატთა სისტემაში აგებენ. ჰერცის ვიბრატორის მდ ანტენის ღერძისადმი ვერტიკალურ სიბრტყეში არის წრე, ხოლო ჰორიზონტალურ სიბრტყეში ვიბრატორის ღერძისადმი სიმეტრიული ელიფსებია, რომლებიც რვიანის ფორმას ქმნიან (ნახ.71.1. ბ) და გ).



ნახ.71.1. ა) ჰერცის ვიბრატორი, ბ) მდ ჰორიზონტალურ სიბრტყეში, გ) მდ ვერტიკალურ სიბრტყეში



ნახ.71.2. ა) ვერტიკალური არასიმეტრიული ვიბრატორი, ბ) მდ ჰორიზონტალურ სიბრტყეში, გ) მდ ვერტიკალურ სიბრტყეში

ელემენტარული ვიბრატორის მიმართული ქმედების კოეფიციენტი $D = 1.5$ -ის ტოლია. ნებისმიერი რთული ფორმის ანტენა შეიძლება განხილული იქნას, როგორც ჰერცის ვიბრატორთა ერთობლიობა, ხოლო ამ ანტენის ჯამური გამოსხივება კონკრეტულ წერტილში შეფასებული იქნას, როგორც ჰერცის ვიბრატორთა ერთობლივი შედეგი.

ჰერცის ვიბრატორი **სიმეტრიულია** სათავის მიმართ. პირველი **ასიმეტრიული ანტენა** გამოყენებული იქნა 1895 წელს. ასიმეტრიული ვიბრატორი წარმოადგენს გრძელ ვერტიკალურ გამტარ მავთულს, რომლის ქვედა მხარე დამიწებასთან ერთად უერთდება მიმღებ მოწყობილობას (ნახ.71.2. ა). ასიმეტრიული ვიბრატორის **მდ** ვერტიკალურ სიბრტყეში ჰერცის ვიბრატორის მსგავსია, მაგრამ ჰორიზონტალურ სიბრტყეში შუაზე გაჭრილი რვიანის ფორმა აქვს (ნახ.71.2. ბ), გ). როგორც ცნობილია, ვერტიკალური ასიმეტრიული ვიბრატორი უზრუნველყოფს დედამიწის ზედაპირის გასწვრივ უწყვეტ გამოსხივებას, ამიტომ მას დღესაც ფართოდ იყენებენ გრძელი და საშუალო ტალღოვანი რადიოკავშირისას.

ანტენის ერთ-ერთ მნიშვნელოვან მახასიათებელს წარმოადგენს აგრეთვე **გამოსხივების წინაღობა**. გამოვსახოთ ის (70.3)-დან:

$$R_{გამ} = \frac{P_{გამ}}{I^2}$$

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

გამოსხივების წინაღობის ქვეშ გულისხმობენ გამოსხივებული სიმძლავრის ფარდობას ვიბრატორის ქვედა ბოლოზე გაზომილი მოქმედი დენის ძალის კვადრატთან. რაც უფრო დიდია $R_{გაგ}$ - გამოსხივების წინაღობა, მით უფრო დიდი გამოსხივების სიმძლავრეა საჭირო და ფართოა ანტენის გამოსხივების სიხშირული ზოლი, შესაბამისად მაღალია ანტენის მქვ. სამაგიეროდ, მცირეა ანტენის ზედაპირზე წარმოქმნილი ელექტრული ველის დაძაბულობის ამპლიტუდის მნიშვნელობა. ველის მაქსიმალური დაძაბულობა არ შეიძლება აღემატებოდეს ზღვრულ მნიშვნელობას, წინააღმდეგ შემთხვევაში, შეიძლება მოხდეს გარემომცველი ჰაერის იონიზაცია ან ფიდერის იზოლატორის რღვევა. ამიტომ რაც უფრო დიდია $R_{გაგ}$ გამოსხივების წინაღობა, მით უფრო დიდი სიმძლავრე უნდა მიეწოდოს ანტენას.

$R_{გაგ}$ წინაღობა იზრდება L/λ ფარდობის სიდიდის პროპორციულად. თუ გავზრდით ვიბრატორის დიამეტრს, ვნახავთ, რომ გაიზრდება სიხშირული ზოლი და შემცირდება ვიბრატორის ზედაპირზე აღძრული ელექტრული ველის დაძაბულობის სიდიდე. გარდა ამისა, გამოსხივების წინაღობის შესამცირებლად, შესაძლებელია გამოყენებული იქნას რამდენიმე პარალელურად შეერთებული ვიბრატორების კომბინაცია. გამტარების პარალელური შეერთების მსგავსად, ამ შემთხვევაშიც, ჯამური წინაღობა მცირდება.

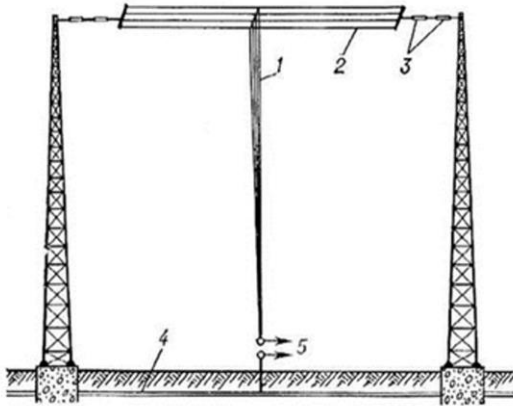
გრძელი ტალღების დიაპაზონში ანტენათა სრულყოფა მათი გეომეტრიული სიმაღლის ზრდის პროპორციულად ხდება. ყველაზე მაღალი ასეთი ანტენა 300 მეტრსაც კი აღწევს. ფორმათა შერჩევის გზით მიღებული იქნა T-მაგვარი, Γ-მაგვარი და ქოლგისებრი ანტენები. ნახ.71.3-ზე მოცემულია T-მაგვარი გრძელი და საშუალო ტალღების ანტენა. ამ ანტენების მიმართული ქმედების კოეფიციენტი 3-ის ტოლია.

λ - ტალღის სიგრძის შემცირებით ანტენების კონსტრუქცია გამარტივდა. გასული საუკუნის 30-იან წლებში გრძელი ტალღების დიაპაზონში (200-2000 მ) დაიწყო დედამიწისაგან იზოლირებული, ვერტიკალურ მაღალ ანძაზე დამონტაჟებული ასიმეტრიული ვიბრატორის გამოყენება. მათ მოგვიანებით **ანტენა-ანძის** სახელწოდება მიანიჭეს. ანტენა-ანძის მიმართული ქმედების კოეფიციენტი ცვალებადია და დამოკიდებულია $\frac{\lambda}{L}$ - შეფარდებაზე. კერძოდ, როცა: $\frac{\lambda}{L} = 0.63$, მაშინ მიმართული ქმედების კოეფიციენტი: $D = 6$.

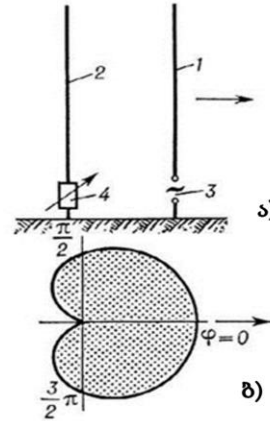
კიდევ უფრო მაღალი მიმართული ქმედების კოეფიციენტით გამოირჩევა შედარებით უფრო რთული კონსტრუქციის ანტენები, რომლებიც ჩვეულებრივ შედგება 2 ვერტიკალური ასიმეტრიული ვიბრატორისაგან. ერთი მათგანი უშუალოდ იკვებება გადამცემისაგან, ხოლო მეორე მასთან ქმნის შეკავშირებულ რხევით კონტურს. პირველს აქტიური, ხოლო მეორეს პასიური (**რეფლექტორი**) ელემენტი ეწოდება (ნახ.71.4 ა). აქტიური ელემენტიდან გამოსხივებული ტალღა ინტერფერირებს პასიური რეფლექტორის ტალღასთან და შესაბამისად, იცვლება მიმართულების დიაგრამის ფორმაც (ნახ.71.4. ბ). ამ ანტენის მიმართული ქმედების კოეფიციენტი თითქმის 2-ჯერ მეტია ასიმეტრიული ვიბრატორის მიმართული ქმედების კოეფიციენტთან შედარებით.

200-550 მ რადიო სამაუწყებლო დიაპაზონში ფართოდ გამოიყენება მილევის საწინააღმდეგო (ე.წ. „ანტიფედინგური“) ანტენა, რომელიც უზრუნველყოფს ელექტრომაგნიტური ველის მილევის შესუსტებას. მილევის ეფექტი განპირობებულია იონოსფეროდან არეკვლილი ტალღისა და დედამიწის ზედაპირის გასწვრივ გავრცელებული ტალღათა ინტერფერენციით. საშუალო ტალღურ დიაპაზონში სარგებლობენ ჩარჩოს ფორმის მქონე ანტენებით და ე.წ. მაგნიტური ანტენებით. თუმცა შესაძლებელია ჩარჩოს ფორმის მქონე ანტენისა და ვერტიკალური სიმეტრიული ვიბრატორის სხვადასხვა კომბინაციით მიღებული იქნას ასევე კარგი შედეგი.

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში



ნახ.71.3. T-ს ფორმის მქონე ანტენა. 1-გამომსხივებელი, 2-ჰორიზონტალური ნაწილი, 3-იზოლატორები, 4-დამიწების სისტემა, 5-მიმღებთან შესაერთებელი სამაგრები



ნახ.71.4. ა) გრძელი და საშუალო ტალღების ანტენა. 1-აქტიური ვიბრატორი, 2-პასიური რეფლექტორი, 3-შემაერთებელი სამაგრები, ბ) მდ ჰორიზონტალურ სიბრტყეში

მოკლეთალღურ დიაპაზონში ანტენის აგება დამოკიდებულია კავშირის სიშორეზე. მცირე მანძილზე (რამდენიმე ათეული კმ) კავშირი ხორციელდება უშუალოდ მიწის ტალღებით. ამ მანძილებზე ხშირად იყენებენ ვერტიკალურ არასიმეტრიულ ვიბრატორს, რომელიც ანალოგიურია საშუალო და გრძელი ტალღების ვიბრატორის. შეიძლება გამოყენებული იქნას აგრეთვე ვერტიკალური სიმეტრიული ვიბრატორი, ხოლო დიდ მანძილებზე (50-100 კმ) კავშირი ხორციელდება იონოსფეროდან ერთჯერადად ან მრავალჯერადად არეკვლის გზით.

50-100 კმ მანძილებზე ხშირად იყენებენ ჰორიზონტალურ, სიმეტრიულ ვიბრატორს. დღეღამური და წლიური უწყვეტი კავშირი მოკლე ტალღებზე საჭიროებს ტალღის სიგრძის ხშირ ცვლილებას. დღისით, ზაფხულში ან მაღალი მზის აქტივობის პერიოდში კავშირისათვის საჭიროა შედარებით მოკლე ტალღები, ვიდრე ღამით, ზამთარში ან დაბალი მზის აქტივობის პერიოდში, ამიტომ მოკლე ტალღურ დიაპაზონში, უწყვეტი წლიური კავშირის შემთხვევაში, სარგებლობენ დიაპაზონური ანტენებით, რომლებიც განკუთვნილია ფართო სიხშირული დიაპაზონისათვის და არ საჭიროებს რაიმე გადაწყობას.

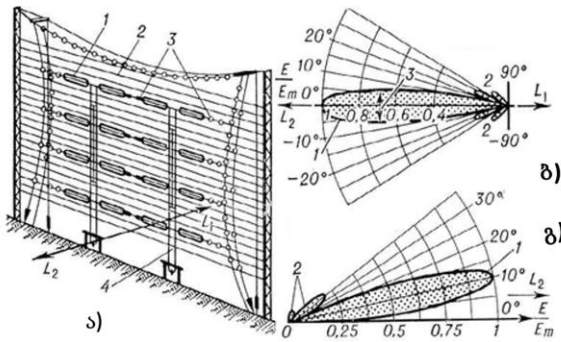
ერთ-ერთი ასეთი ანტენაა სიმეტრიული ჰორიზონტალური ვიბრატორი, რომელიც ცნობილია დიპოლის სახელწოდებით. დიპოლურ ანტენას გააჩნია მცირე ტალღური წინააღობა, რის შედეგადაც მისი შემავალი წინააღობა მცირედ არის დამოკიდებული ტალღის სიგრძეზე. დიპოლური ანტენის მიმართული ქმედების კოეფიციენტი 6-12 ფარგლებშია. გარდა ამისა გამოიყენებენ აგრეთვე სინფაზურ ანტენებსაც (ნახ.71.5), რომელიც წარმოადგენს სიმეტრიული ვიბრატორებისაგან შემდგარ ბრტყელ ბადეს. სინფაზური ანტენებისათვის მიმართული ქმედების კოეფიციენტი 100-1000 შუალედშია, ხოლო მქვ დაახლოებით 1-ს უახლოვდება.

სინფაზური ანტენის გარდა გამოვიყოფთ აგრეთვე რომბისებურ ანტენებს, რომელთა მიმართული ქმედების კოეფიციენტი 20-200-ია, ხოლო მქვ – 0.5-0.8 .

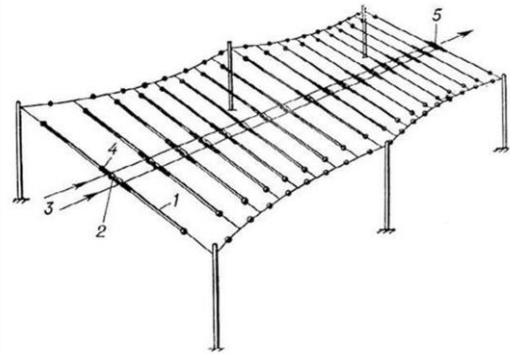
მეტრულ და დეციმეტრულ დიაპაზონში გამოიყენება მრავალსართულიანი, პანელური, ხვრელური და სხვა ტიპის ანტენები. მოქმედების ზონის გაზრდის მიზნით, ამ დიაპაზონში, მომუშავე ანტენები მონტაჟდება 100-300 მ ან უფრო მაღალ სიმაღლეზე. მიმართული ქმედების კოეფიციენტი დაახლოებით 6-100 შუალედში მერყეობს. მსოფლიოში ყველაზე უფრო მაღალი სატელევიზიო ანძის სიმაღლე

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

553 მ-ია და იგი კანადის დედაქალაქ ტორონტოშია განთავსებული, ხოლო თბილისის ანძის სიმაღლე 274 მეტრია და ამ მონაცემით ის მსოფლიოში 41-ე ადგილზეა.

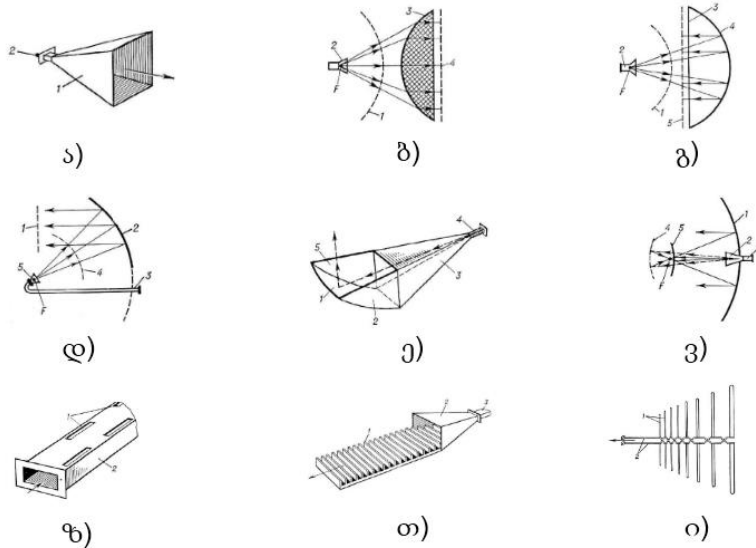


ნახ.71.5. ა) მოკლე ტალღების სინფაზური ანტენა. 1-გამომსხივებელი დიპოლური ელემენტი; 2-აპერიოდული რეფლექტორი; 3-იზოლატორი ბ) მდვერტიკალურ და ჰორიზონტალურ სიბრტყეში



ნახ.71.6. მსრბოლი ტალღის ანტენა. 1-ვიბრატორი; 2-იზოლატორი; 3-კვების სადენები; 4,5-რეზისტორები

მოკლე ტალღურ დიაპაზონში გამოიყენებოდა მოკლეთალღოვანი მსრბოლ ტალღის ანტენა (ნახ.71.6). მისი მიმართული ქმედების კოეფიციენტი 40-250-ის ფარგლებშია, ხოლო მქკ 0.05-0.5. დაბალი მქკ-ის გამო ამ ანტენების პრაქტიკაში ფართოდ დანერგვა გართულდა.



ნახ.71.7. ა) რუპორული ანტენა; ბ) ლინზური ანტენა; გ) პარაბოლური ანტენა; დ) პარაბოლური ანტენა; ე) რუპორულ-პარაბოლური ანტენა; ვ) ორსარკიანი ანტენა; ზ) ხვრელური ანტენა; თ) სპირალური ანტენა; ი) ლოგოპერიოდული ანტენა

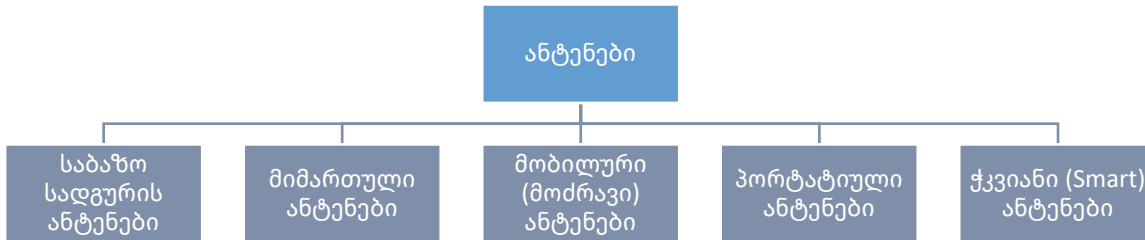
ზემატალი სიხშირის ანტენები მოიცავს დეციმეტრულ, სანტიმეტრულ და მილიმეტრულ დიაპაზონებს. გამოიყენება რადიო-სარელო კავშირისათვის, რადიოლოკაციაში, კოსმოსური კავშირებისას, რადიოსტრონომიაში და ა.შ. ამ დიაპაზონებში ფართოდ გხვდება: სინფაზური, რუპორული, ლინზური, პარაბოლური, რუპორულ-პარაბოლური, ორსარკიანი, სპირალური ანტენები (ნახ.71.7) და სხვა.

ზემთ განვიხილეთ ანტენების კლასიფიკაცია საინჟინრო ტექნოლოგიის, სიხშირული დიაპაზონის, მიმართული ქმედების კოეფიციენტისა და მარგი ქმედების კოეფიციენტის მიხედვით. რა თქმა

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

უნდა ყველა სახის ანტენის განხილვა შეუძლებელია. ზოგადად, პრაქტიკაში არსებული ანტენები შეიძლება დავყოთ თვისობრივი მახასიათებლებით. შესაბამისად, ანტენების კლასიფიცირება თვისობრივი ნიშნით წარმოდგენილია დიაგრამა 71.1-ზე.

დიაგრამა 71.1. ანტენების კლასიფიკაცია



საბაზო სადგურის ანტენები

საბაზო სადგურის ანტენები უმრავლეს შემთხვევაში არის ყველგან მიმართული ანტენები, რომლებიც ორიენტირებულია ჰორიზონტალურ სიბრტყეში (აზიმუტა). მობილურ და პორტატიულ რადიოსადგურებს საბაზო სადგურებთან შეუძლიათ დაკავშირება ნებისმიერი შესაძლო მიმართულებით. მაგალითად, დიპოლური ანტენებისათვის მიმართულების კოეფიციენტი იზრდება 6 დბ-ით, ხოლო ულტრამოკლე ტალღებისათვის თითქმის 12 დბ-მდე.

მიმართული ანტენები

აუცილებლობის შემთხვევაში, როცა საჭიროა რადიოტალღის ენერჯიის მიმართვა კონკრეტული მიმართულებით გამოიყენება მიმართული ანტენები, რომლებიც ახორციელებენ მიმართულების დიაგრამის ფორმირებას კონკრეტული მიმართულებით. სწორედ ასეთი ტიპის ანტენებია ე.წ. იაგის ანტენები ან პარაბოლური თევზები.

მობილური (მოძრავი) ანტენები

უმარტივესი მობილური ანტენა არის ტალღის მეოთხედის ზომის. იგი შედგება ერთი ვერტიკალური ელემენტისგან, დაახლოებით $\lambda/4$ სიგრძით, რომელიც ხშირად დამონტაჟებულია მანქანის ლითონის სახურავზე. მას ეწოდება **მონოპოლი**.

მანქანის სახურავი, დედამიწის ზედაპირის მსგავსად, მოქმედებს, როგორც რეფლექტორი და მიიღება დიპოლური ანტენის მსგავსი სისტემა.

მობილური ანტენები ძირითადად გამოიყენება ძალიან მაღალ სიხშირეზე (VHF) დაახლოებით 50 მგჰც სიხშირეზე. ანტენის სიგრძე დაახლოებით 150 სმ. სიხშირის მატებასთან ერთად მონოპოლური ანტენის სიგრძე მცირდება. 850 MHz სიხშირეზე მონოპოლის სიგრძე მხოლოდ 9 სმ-ია.

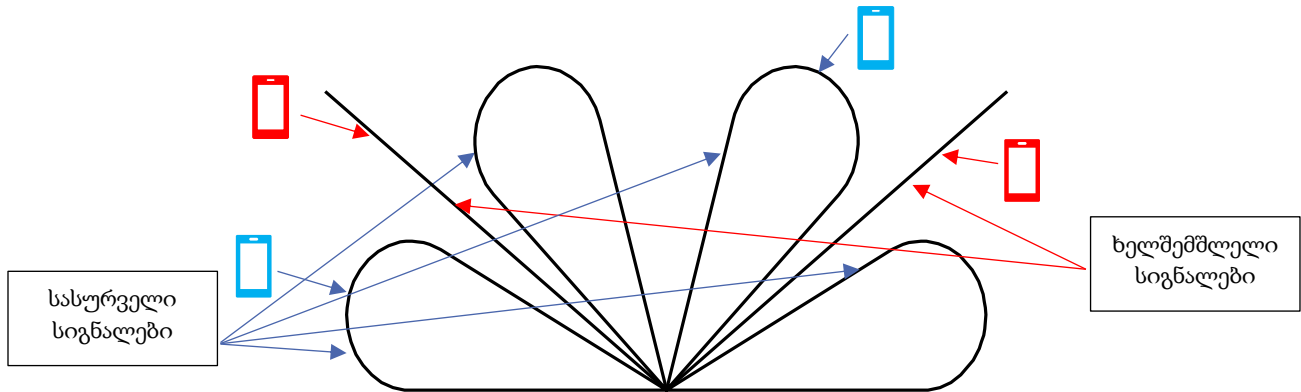
პორტატიული ანტენები

პორტატიული რადიომიმღები, როგორც წესი, იყენებენ სპირალისებურად დახვეულ ან რადიოზე დამაგრებულ ანტენებს. ეს ანტენები შედარებით ნაკლებად ეფექტურია, ვიდრე საბაზო ან მობილური ანტენები. აღსანიშნავია, რომ მიღებაზე გავლენას ახდენს ადამიანის სხეულიც, რომელიც რაღაც მომენტში, შეიძლება აღმოჩნდეს მიმღებსა და საბაზო სადგურის ანტენას შორის.

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

ჭკვიანი (Smart) ანტენები

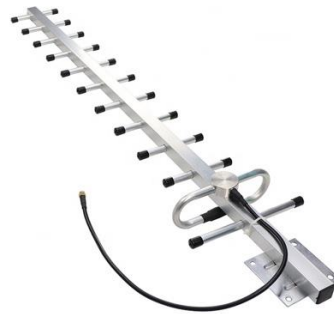
მნიშვნელოვანი განვითარება მოხდა "ჭკვიანი ანტენის მესერის" დიზაინში, რომლებსაც შეუძლიათ შეცვალონ თავიანთი გარემო ისე, რომ გააძლიერონ სასურველი მიღებული სიგნალები, არასასურველი ხელშემშლელი სიგნალების ჩახშობით. ჭკვიანი ანტენები შეიცავს დიდი რაოდენობის ელემენტებს, რომელთაგან თითოეული კონტროლდება კომპიუტერული პროგრამების გამოყენებით თითქმის რეალურ დროში.



ნახ.71.9. ჭკვიანი (smart) ანტენის მდ. წითელი ისრები მიუთითებს ხელშემშლელ სიგნალებზე, ხოლო ლურჯი სასურველ სიგნალებზე. ანტენა ორიენტირდება სასურველ სიგნალებზე და ახშობს იმ ფოთლებს, რომლებიც წარმოიქმნება ხელშემშლელი სიგნალების მხრიდან



საბაზო სადგურის 4G ანტენა



მიმართული YAGI ანტენა (824-900 მგჰც)



პორტატიული მობილური რადიო ანტენა



ჭკვიანი (Smart) 4G ანტენა

სურ.71.10. სხვადასხვა სახის ანტენები

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

ანტენის მიმართულების დიაგრამის ძირითადი ფოთლები მოთავსებულია პირდაპირ სასურველ სიგნალებზე, ხოლო ნულები ორიენტირებულია ხელშემშლელი სიგნალებისადმი კუთხით (ნახ.71.9).

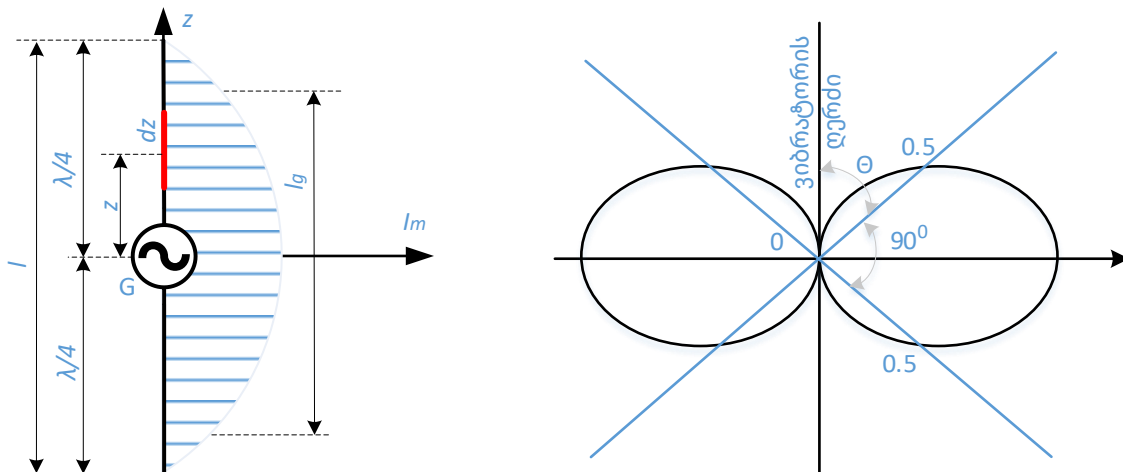
ჭკვიანი ანტენა მუშაობს ისე, როგორც ადამიანის ყური ხმაურიან წვეულებაზე. მიუხედავად იმისა, რომ სხვადასხვა საუბარია, რომელიც ქმნის ერთგვარ ხმაურის ფონს, ადამიანის ყურს შეუძლია განასხვავოს ეს ხმები და ყურადღება გაამახვილოს მისთვის სასურველ ხმაზე.

ჭკვიანი ანტენები ავტომატურად ადაპტირდება შემომავალი სასურველი სიგნალების მიმართულებაზე. ამას ის ახერხებს ციფრული სიგნალის დამუშავების (DSP) საფუძველზე. Smart ანტენასთან დაკავშირებული მიკროპროცესორები ცვლის ანტენის ელემენტების ფაზას და ამპლიტუდას, რათა მიმართულების დიაგრამის ფორმირება მოახდინოს სასურველ მიმართულებაზე, ხოლო ხელშემშლელი სიგნალები კი ჩაახშოს, მათი გავლენის მინიმუზაციისათვის. ანტენის ყველაზე რთულ მესერებს შეუძლიათ მოერგოს მრავალ სხვადასხვა სასურველ სიგნალს არხის სივრცითი გაყოფის (SDMA) საშუალებით.

ინტელექტუალური ანტენები ტექნოლოგიურად საკმაოდ რთულია, ასევე შედარებით ძვირად ღირებულია, მაგრამ უფრო ეკონომიურია, რადგან მათი მხარდაჭერით შესაძლებელია მრავალი მომხმარებლის მომსახურება.

§72. წრფივი ვიბრატორი

ელემენტარული ვიბრატორი - არის მოწყობილობა თავმოყრილი პარამეტრებით. ანტენა არის ღია რხევითი კონტური, რომელშიც ღეროები კონდენსატორის როლს, ხოლო შემაერთებული სადენები კი ინდუქციურობის კოჭას როლს ასრულებს. ნებისმიერი რეალური ანტენა არის გავრცელებულ პარამეტრებიანი. იგი შეიძლება განხილული იქნას, როგორც ელემენტარულ ვიბრატორთა უსასრულო რაოდენობა, რომელთა გამოსხივებაც განიცდის ურთიერთინტერფერენციას.



ნახ.72.1. ა) ელემენტარული ანტენა - ნახევარტალღოვანი ვიბრატორი; ბ) ელემენტარული ვიბრატორის გამოსხივების დიაგრამა პოლარულ კოორდინატთა სისტემაში

უმარტივესი ანტენა, რომელიც გამოიყენება, როგორც მიმღები ანტენა, მოკლე და ულტრამოკლე ტალღათა დიაპაზონში, არის ნახევარტალღოვანი ვიბრატორი. ნახევარტალღოვანი ვიბრატორი შეიძლება განხილული იქნას, როგორც ორგამტიარიანი ხაზის გამლილი მონაკვეთები, რომელთა ბოლოებიც ღიაა. მასში ღენების განაწილებას დაახლოებით ისეთი სახე აქვს, როგორც ეს ნაჩვენებია

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

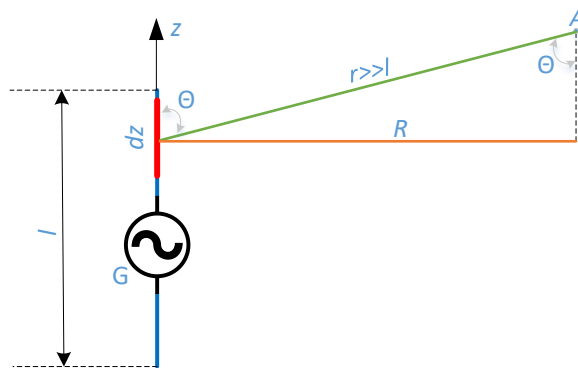
ნახ.72.1. ა)-ზე. როგორც ღია რხევითი კონტური, მის გარშემო იქმნება ცვლადი ელექტრული და მაგნიტური ველები.

ელემენტარული ვიბრატორის გამოსხივების დიაგრამას პოლარულ კოორდინატთა სისტემაში აქვს ნახ.72.1. ბ)-ზე მოცემული სახე.

მიმართულების დიაგრამის მახასიათებელი პარამეტრია θ კუთხე. ამ კუთხეს ადგენს ანტენის ცენტრიდან ინტენსივობის მაქსიმუმის ნახევრისკენ გავლებული წრფეები. ნახევარტალღოვანი ვიბრატორისათვის θ კუთხე შეადგენს 78° -ს, ხოლო ელემენტარული ვიბრატორისათვის კი 90° -ს. რთული ანტენის მიმართულების დიაგრამის ერთი მიმართულებით შეკუმშვა, ხოლო მეორე მიმართულებით კი წაგრძელება, განპირობებულია ვიბრატორის ცალკეული ელემენტის გამოსხივებათა ინტერფერენციით. ანტენის კონსტრუქციის გართულება და მისი გეომეტრიული ზომების გაზრდა, საშუალებას გვაძლევს მივიღოთ საკმაოდ ვიწრო გამოსხივების დიაგრამა.

ელემენტარული ვიბრატორის ველის დაძაბულობა და მოქმედი სიგრძე

განვსაზღვროთ ნახ.72.3-ზე მოცემული l სიგრძის ელემენტარული ვიბრატორი, რომელსაც მიეწოდება სინუსოიდარული ტალღები ვიბრატორის ცენტრში ჩართული გენერატორიდან. ვთქვათ, ვიბრატორის ღერძი მოთავსებულია Z ღერძის გასწვრივ.



ნახ.72.3. ვიბრატორის გამოსხივება შორეულ დიაპაზონში. ამოცანის გეომეტრია

ღენი გამტარის გასწვრივ იცვლება $I(z)$ კანონით. გამტარი დავეყოთ dz - ელემენტებად და განვსაზღვროთ ველი მისგან მოშორებულ A -წერტილში, რომელიც იმდენად არის დამოკიდებული გამტარიდან, რომ გამტარიდან გასახილველ წერტილამდე r მანძილი აკმაყოფილებს შემდეგ პირობას:

$$r \gg l. \tag{72.1}$$

განსახილველ წერტილში ტალღის ფრონტი ახლოსა ბრტყელი ტალღის ფრონტთან.

მანძილი ყოველი dz ელემენტიდან განსახილველ A წერტილამდე არის სხვადასხვა და დამოკიდებულია dz ელემენტის კოორდინატზე ე.ი კოორდინატების ფუნქცია. ელემენტარული ვიბრატორის ველის გამოსახულება უმჯობესია წარმოვადგინოთ სფერულ კოორდინატთა სისტემაში, რომელშიდაც ველის კომპონენტები არის (r, θ, φ) კოორდინატების ფუნქცია (იხ.[დანართი 8](#)).

ყოველი ელემენტის ველის ვექტორს სივრცეში აქვს ერთნაირი ორიენტაცია და ამიტომ ჯამური ველის დაძაბულობა გამოითვლება ინტეგრირებით:

$$E = E_\theta = \int_{-l/2}^{l/2} \frac{30kI(r) \cdot \sin\theta}{r(z)} j e^{-jkr(z)} dr = j \frac{30k \sin\theta}{r} \int_{-l/2}^{l/2} I(z) e^{-jkr(z)} dz, \tag{72.2}$$

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

აქ მნიშვნელოვანია r გამოტანილია ინტეგრალის ნიშნის გარეთ, რადგან განსახილველ წერტილში დიდი მანძილის გამო, ცალკეული ელემენტების ველები ერთმანეთისგან ძალიან მცირედით არიან განსხვავებული. r -ის ცვლილების უგულვებელყოფა $e^{-ikr(z)}$ მამრავლში არ შეიძლება, რადგან r -ის მცირედი ცვლილებაც კი საკმაოდ ცვლის ტალღების და ველის ფაზას.

ანტენის ღერძისადმი ჰორიზონტალურ სიბრტყეში $\theta = 90^\circ$. ამ სიბრტყეში, დაკვირვების წერტილის საკმაოდ დაშორებისას $r(z)$ მანძილი ყველა ელემენტისათვის თითქმის ერთნაირია და ტოლია dz ელემენტის შუა ნაწილიდან დაკვირვების წერტილამდე მანძილის: $r(z) = r$. ამ შემთხვევაში მამრავლი $e^{-jkr(z)}$ შეიძლება გამოტანილი იქნეს ინტეგრალის ნიშნის გარეთ. გავითვალისწინოთ, ასევე, რომ ჰორიზონტალურ სიბრტყეში $\sin\theta = \sin 90^\circ = 1$ მივიღებთ.

$$E = j \frac{30k}{r} e^{-jkr} \int_{-l/2}^{l/2} I(z) dz, \quad (72.3)$$

გამოთვლების გამარტივების მიზნით, ჩავთვალოთ, რომ გამტარის მთელს სიგრძეზე დენი ფაზით არ იცვლება. ეს პირობა პრაქტიკულადაც სრულდება თუ ველს განვიხილავთ ანტენიდან შორს, ე.წ. ტალღურ ზონაში (ფრან-ჰოფერის ზონა), რომლისთვისაც სრულდება (72.1) პირობა:

$$E = \frac{30k}{r} \int_{-l/2}^{l/2} I(z) dz = \frac{30k I_0 l_{\text{მოქ}}}{r}, \quad (72.4)$$

სადაც

$$l_{\text{მოქ}} = \frac{1}{I_0} \int_{-l/2}^{l/2} I(z) dz. \quad (72.5)$$

(72.5) ფორმულა განსაზღვრავს ანტენის მოქმედ სიგრძეს S ფართობში.

მოქმედი სიგრძე შეიძლება განისაზღვროს, როგორც იმ მართკუთხედის სიმაღლე, რომლის ფართობიც ტოლია $I(z)$ და r – ღერძებით შემოსაზღვრული არის ფართობის. L სიგრძის ელემენტარული ვიბრატორისთვის ყველა წერტილში $I(z) = I_0 = const$, ამიტომ მისი მოქმედი სიგრძე

$$l_{\text{მოქ}} = \frac{1}{I_0} \int_{-L/2}^{L/2} I(z) dz = \frac{I_0 L}{I_0} = L. \quad (72.6)$$

როგორც ვხედავთ, ანტენის მოქმედი სიგრძე, ელემენტარული ვიბრატორისათვის გეომეტრიული სიგრძის ტოლია. საბოლოოდ, ყველა შემთხვევაში აღნიშნული დაშვების გათვალისწინებით, ტალღურ ზონაში ელექტრული ველის დაძაბულობისათვის მივიღებთ:

$$E = E_\theta = \frac{30k l I_0}{R} \sin\theta = \frac{60\pi l I_0}{\lambda R} \sin\theta, \quad (72.7)$$

სადაც $r = \frac{R}{\sin\theta}$, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

ელემენტარული ვიბრატორის მიმართულების დიაგრამა

(72.2) გამოსახულებაში შევასრულოთ შემდეგი გარდაქმნები:

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

$$r(z) = R - z \cos \theta, \quad (72.7)$$

$$e^{-jkr(z)} = e^{-jk(R-z \cos \theta)}. \quad (72.8)$$

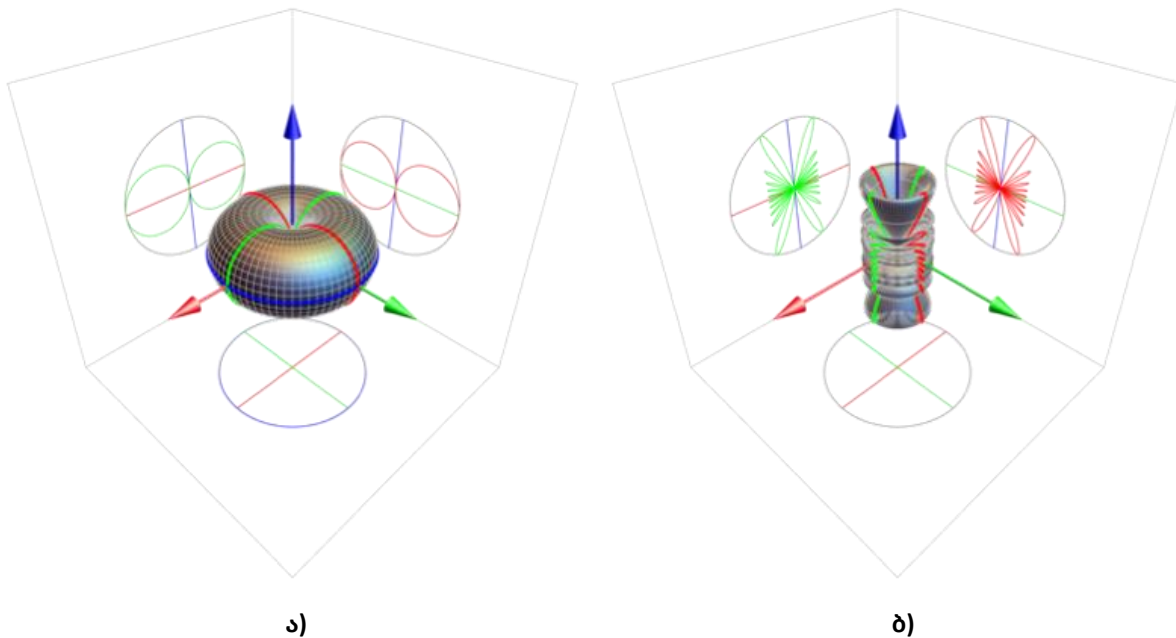
ელემენტალური სიმეტრიული ვიბრატორის გამოსხივების დიაგრამა, როცა მას გენერატორიდან მიეწოდება ცვლადი სინუსოიდური დენი შეიძლება ავსაგოთ ფარდობითი ლექტრული ველისათვის:

$$E = E_{max} \left[\cos \left(\frac{\pi l}{\lambda} \cos \theta \right) - \cos \left(\frac{\pi l}{\lambda} \right) \right].$$

სადაც $E_{max} \sim \sin \theta$, შესაბამისად:

$$f \left(r = \frac{l}{\lambda}, \theta, \varphi \right) = \frac{E}{E_{max}} = \frac{\cos \left(\frac{\pi l}{\lambda} \cos \theta \right) - \cos \left(\frac{\pi l}{\lambda} \right)}{\sin \theta}.$$

შეიძლება ავსაგოთ $f \left(r = \frac{l}{\lambda}, \theta, \varphi \right)$ დამოკიდებულება სფერულ კოორდინატთა სისტემაში. ცხადია: $0 \leq f \left(r = \frac{l}{\lambda}, \theta, \varphi \right) \leq 1$.



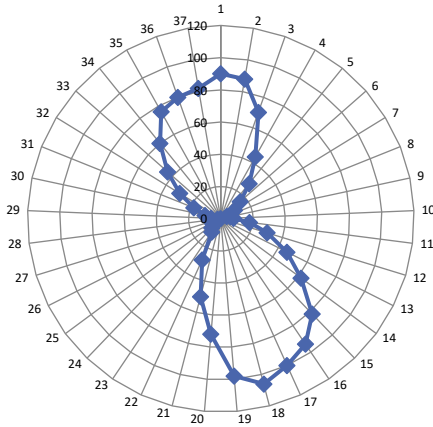
ნახ.72.4. წრფივი სიმეტრიული ვიბრატორის გამოსხივების მდ. ა) $\frac{l}{\lambda} = 0.1$, ბ) $\frac{l}{\lambda} = 10$

ნახ.72.4-ზე აგებულია სიმეტრიული ვიბრატორის გამოსხივების სამგანზომილებიანი დიაგრამა ორ შემთხვევაში, როცა $\frac{l}{\lambda} = 0.1$ და $\frac{l}{\lambda} = 10$. ეს შეფარდება ასახავს დიპოლის საერთო სიგრძის შეფარდებას ტალღის სიგრძესთან. თვალსაჩინოა, რომ როდესაც ეს შეფარდება მცირეა დიაგრამას ანტენის ღერძისადმი პერპენდიკულარულ სიბრტყეებში რვიანის ფორმა აქვს, ხოლო როცა ეს შეფარდება დიდია, ამავე სიბრტყეებში, მდ-ზე მკვეთრად გამოხატული ხდება ანტენის ღერძისადმი კუთხით მიმართული კომპონენტები.

რეალური გაზომვებისას მიმართულების დიაგრამის აგება ხდება ერთ-ერთ სიბრტყეში და ის ვერ იქნება ზუსტად ისეთი სიმეტრიული, როგორც მოდელირებით მივიღეთ, რადგან რეალურ პირობებში ვიბრატორზე გავლენას ახდენს გარშემო არსებული საგნები, თვით ექსპერიმენტატორიც კი გარკვეულ

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

პირობებში შეკავშირებულ კონტურს ქმნის ანტენასთან, რამაც შეიძლება გამოიწვიოს გარკვეული დამახინჯებები. მაგალითად, ნახ.72.5-ზე წარმოდგენილია ბსუ-ს რადიოფიზიკის ლაბორატორიაში გადაღებული ჰორიზონტალურად განლაგებული სიმეტრიული ვიბრატორის მდ. დიაგრამის დამახინჯება გამოწვეულია ლაბორატორიაში არსებული სხვა ხელსაწყოებით, რომლებიც პასიური ელემენტების როლს ასრულებენ, აგრეთვე ექსპერიმენტატორის ზემოქმედებით. ყველაფერი ერთად ქმნის ხელშემშლელ სიგნალებს, რომლებიც გავლენას ახდენს მიმართულების დიაგრამის ფორმაზე.



ნახ.73.5. ჰორიზონტალურად მოთავსებული სიმეტრიული ვიბრატორის მდ, გადაღებული რეალური ექსპერიმენტისას ლაბორატორიულ პირობებში

ასიმეტრიული ვიბრატორი

განვიხილოთ შემთხვევა, როცა ნახევარტალღოვანი ვიბრატორი მოთავსებულია ვერტიკალურად. დედამიწის ზედაპირიდან არეკვლილი ტალღების ხარჯზე, შეიძლება ვიბრატორის ზომა შევამციროთ.

ვერტიკალური ვიბრატორის ქვედა ნაწილი მიუერთოთ ელექტრომაგნიტური რხევების გენერატორის ერთ მომჭერს, ხოლო გენერატორის მეორე მომჭერი კი დავამიწოთ, ისე, როგორც ეს ნაჩვენებია ნახ.72.6 ა)-ზე. მიწიდან არეკვლილი ტალღები ქმნის ანტენის ქვედა, ვირტუალურ ნაწილს, რომელიც ანტენის სარკულ გამოსახულებას წარმოადგენს. ასეთი ანტენის გამოსხივების ველი ტოლია თვით ანტენის და მისი სარკული გამოსახულების ველების ჯამისა (ნახ.72.6 ბ).

მოცემულ ანტენას უწოდებენ **ვერტიკალურ ასიმეტრიულ** ანტენას, მისი სიმაღლე მიახლოებით $\frac{\lambda}{4}$ -ის ტოლია. ანტენის მიერ გამოსხივებული სიმძლავრე პროპორციულია ელექტრული ველის დაძაბულობის კვადრატის და შეიძლება გამოვსახოთ ანტენაში ინდუცირებული მოქმედი დენის ძალის საძულებით. (70.2) ფორმულის თანახმად:

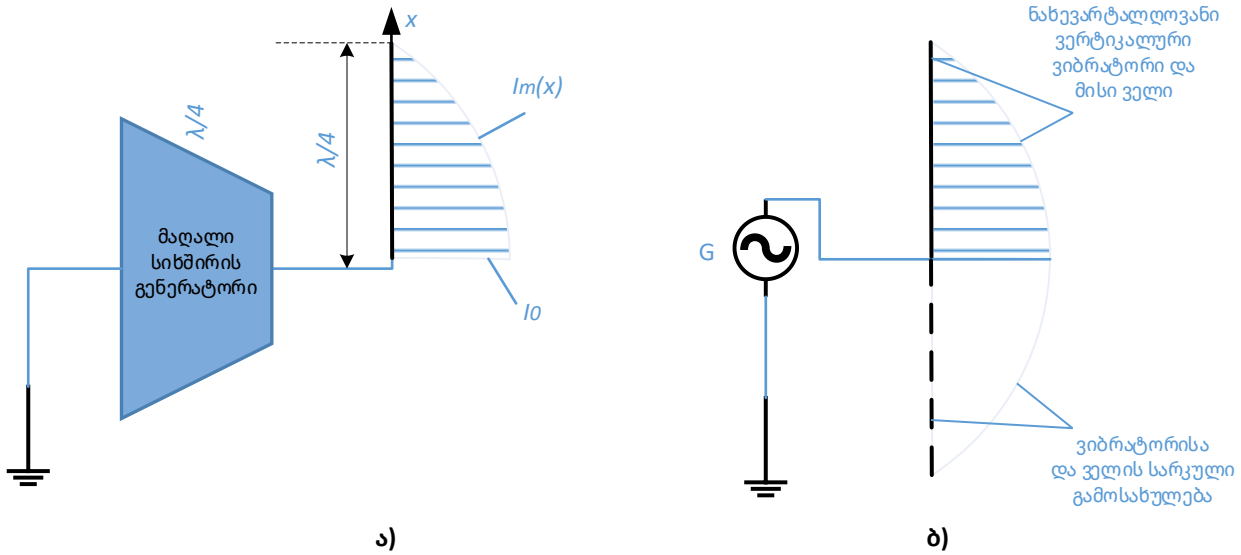
$$P_{გამ} = \frac{1}{2} R_{გამ} I_0^2 = \left(\frac{l_{მოქ}}{\lambda} \right)^2 I_0^2 \sim \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 I_0^2 . \tag{72.6}$$

სადაც, $I = I_0/\sqrt{2}$.

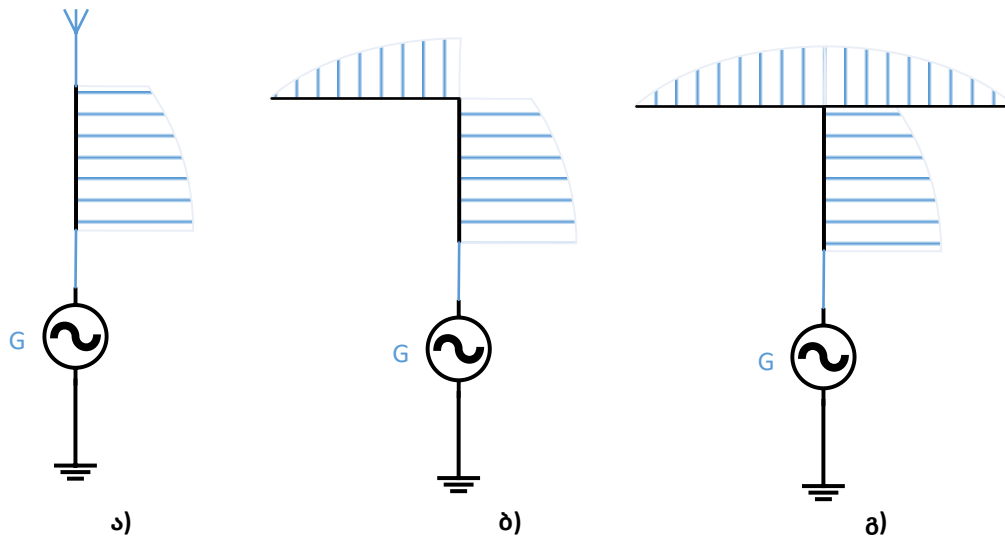
ამრიგად, ნებისმიერი ტიპის ანტენის გამოსხივებული სიმძლავრე პროპორციულია დენის ძალის ამპლიტუდის კვადრატის და ანტენის ხაზოვანი ზომისა და ტალღის სიგრძის შეფარდების კვადრატის. ანტენის კონსტრუქციაზე დამოკიდებულია მხოლოდ პროპორციულობის კოეფიციენტი.

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

ვერტიკალური ასიმეტრიული ანტენისათვის გამოსხივების სიმძლავრის გარკვეულ სიდიდემდე გაზრდა, ისე რომ არ შეიცვალოს ანტენის სიმაღლე, შესაძლებელია ანტენაში დენების განაწილების გაუმჯობესების გზით. ამ მიზნით ანტენის ზედა ნაწილს მიუერთებენ ხოლმე ჰორიზონტალურ გამტარს ან გამტართა სისტემას (ნახ.72.7).



ნახ.72.6. ა) ნახევარტალღოვანი ვერტიკალური ვიბრატორის გენერატორთან მიერთების სქემა; ბ) ველის სარკული გამოსახულება



ნახ.72.7. ა) ნახევარტალღოვანი ვიბრატორი; ბ) ნახევარტალღოვანი ვიბრატორი ასიმეტრიულად მიერთებული ჰორიზონტალური გამტარით; გ) ნახევარტალღოვანი ვიბრატორი სიმეტრიულად მიერთებული ჰორიზონტალური გამტარით

დამატებითი გამტარი, რომელიც მიერთებულია ანტენის ზედა ნაწილთან ზრდის ანტენის ზედა ნაწილსა და დედამიწას შორის ტევადობას. ეს ტევადობა ისევე მოქმედებს, როგორც l სიგრძის ხაზის ბოლოს ჩართული კონდენსატორი. როცა გახსნილი ხაზის ბოლოს ტევადობა ნულის ტოლია, ხაზში დენის ძალაც ნულია, ხოლო ტევადობის არსებობის შემთხვევაში კი ხაზის ბოლოს დენის ძალა ნულისაგან განსხვავებულია და ტოლია C ტევადობის კონდენსატორის დენის ძალის. ეს იწვევს გამოსხივების ინტენსივობის ზრდას და მამასადამე იზრდება ანტენის გამოსხივების სიმძლავრეც, რაც ზემოთ თქმულის თანახმად ეკვივალენტურია ანტენის მოქმედი სიმაღლის ზრდის.

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

ანტენის შესავლის წინაღობას ისეთივე აზრი გააჩნია, როგორც ღია ხაზის შესავლის წინაღობას. მაგრამ მათ შორის არსებობს არსებითი სხვაობაც. კერძოდ, ეს სხვაობა დაკავშირებულია ენერგიის დანაკარგთან, რომელიც ღია ხაზში შეიძლება მხედველობაში არც კი მივიღოთ, ამიტომ ღია ხაზის შესავლის წინაღობა არის სუფთა რეაქტიული ხასიათის. ანტენის შესავლის წინაღობა არის რეაქტიული, მაგრამ მნიშვნელოვანია მისი აქტიური წინაღობაც, რაც იწვევს ელექტრომაგნიტური ტალღების გამოსხივების დანაკარგებს. ზოგადად ანტენის შესავლის წინაღობა არის:

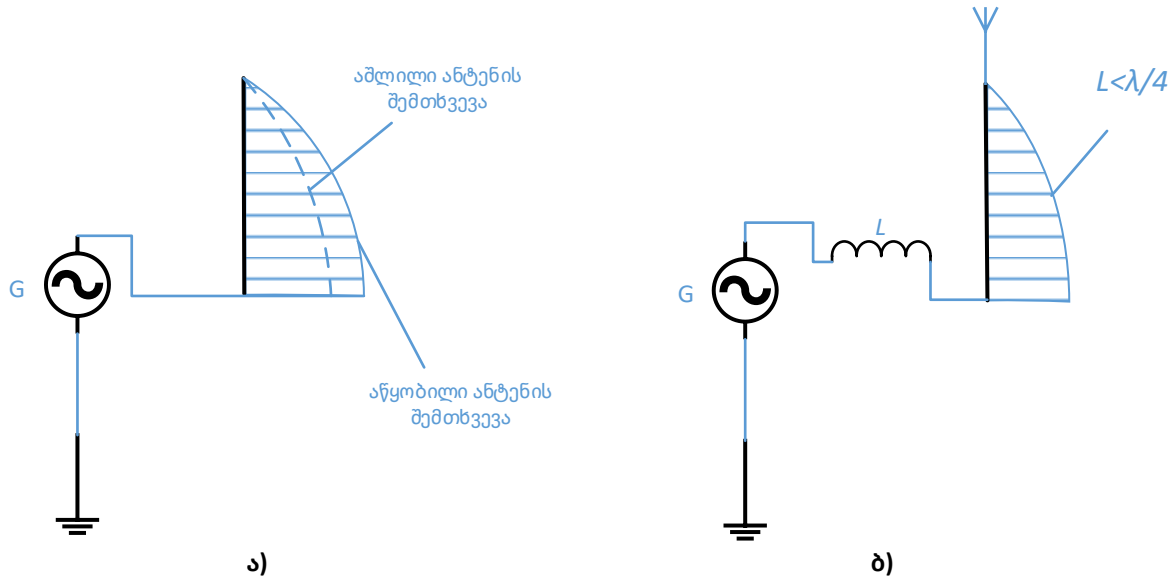
$$Z_s = R_s + jX_s, \quad R_s = R_{\text{დანაკ.}} + R_{\text{გამოსხ.}}$$

სადაც, $R_{\text{დანაკ.}}$ წინაღობა ასახავს ანტენაში ენერგიის დანაკარგს.

ანტენის სინუსოიდური ძაბვის გენერატორთან მიერთების შემთხვევაში, მასში დენის ძალა იქნება:

$$i_m = \frac{U_m}{Z_s} = \frac{U_m}{\sqrt{R_s^2 + X_s^2}}$$

დენის ძალის ამპლიტუდა ანტენის შესავალზე მაქსიმალურია, როცა $X_s = 0$, ე.ი. როცა ანტენა აწყობილია რეზონანსზე $l = \lambda / 4$.



ნახ.72.8. ა) ასიმეტრიული ვერტიკალური ანტენის გასწვრივ დენების განაწილება რეზონანსზე აწყობილი (უწყვეტი ხაზი) და ამლილი (წყვეტილი ხაზი) ანტენის შემთხვევებში; ბ) ანტენის რეაქტიული წინაღობის კომპენსირება მიმდევრობით მიერთებული L ინდუქციურობის კოჭათი

ნახ.72.8 ა)-ზე უწყვეტი ხაზებით ნაჩვენებია დენების განაწილება ასიმეტრიული ვერტიკალური ანტენის გასწვრივ, როცა: $l = \lambda / 4$, ხოლო წყვეტილი ხაზით აღნიშნულია შემთხვევა, როცა $l \neq \lambda / 4$. როგორც ჩანს აწყობილი (ამლილი) ანტენისას დენის ძალების ამპლიტუდები ყველა განიკვეთიში რამდენადმე მცირეა, ვიდრე რეზონანსზე აწყობილი ანტენის შემთხვევაში. პრაქტიკულად ანტენის სიგრძე ყოველთვის განსხვავდება რეზონანსზე აწყობილი ანტენის სიგრძისაგან. გრძელი და საშუალო ტალღათა დიაპაზონში გამოსხივებული ტალღის სიგრძე დიდია (რამდენიმე ათეულ მეტრს შეადგენს), ამიტომ პირობა $l = \lambda / 4$ ტექნიკურად არ შეიძლება შესრულდეს. ანტენის სიმაღლე ამ დიაპაზონის ტალღებისათვის ყოველთვის ნაკლებია $\lambda / 4$ -ზე. თუ $l < \lambda / 4$, ანტენის რეაქტიული წინაღობა, ისე, როგორც ღია ხაზების შემთხვევაში, არის ტევადური ხასიათის. ამ შემთხვევაში ანტენის რეაქტიული

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

წინაღობა შეიძლება კომპენსირებული იქნას ანტენის მიმდევრობით L ინდუქცივობის კოჭას ჩართვით (ნახ. 72.8 ბ). ამასთან, L ინდუქციურობა ისეთი უნდა იყოს, რომ შესრულდეს პირობა:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C_s} = 0,$$

სადაც, C_s - ანტენის შესავლის ტევადობაა.

მოკლე და ულტრამოკლე ტალღათა დიაპაზონში ძნელი არ არის ანტენის სიგრძე გახადოთ რეზონანსზე აწყობილი ანტენის სიგრძის ($l = \lambda / 4$) ტოლი. მაგრამ რეზონანსის პირობა ფიქსირებული ანტენის სიგრძისას შეიძლება შესრულდეს მხოლოდ ერთი ტალღის სიგრძისათვის, მაშინ როდესაც, გადაცემა უნდა მოხდეს ტალღათა გარკვეულ ინტერვალში. აწყობა ხორციელდება ანტენის X_s რეაქტიული წინაღობის კომპენსაციის გზით. ეს შესაძლებელია ანტენის მიმდევრობით X რეაქტიული წინაღობის ჩართვით, რომელიც ნიშნით შესავლის წინაღობის საპირისპიროა: $X = -X_s$.

ვიბრატორთა სისტემები

ნახევარტალღოვანი ვიბრატორის და ვერტიკალური ასიმეტრიული ანტენის გამოსხივება ხასიათდება მცირე მიმართული ქმედებით, ამიტომ ისინი ფართოდ გამოიყენება რადიომუწყებლობასა და ტელეხედვაში, როგორც გადამცემი ანტენები, იმ მიზნით, რომ გადასცენ ტალღები ყველა შესაძლო მიმართულებით.

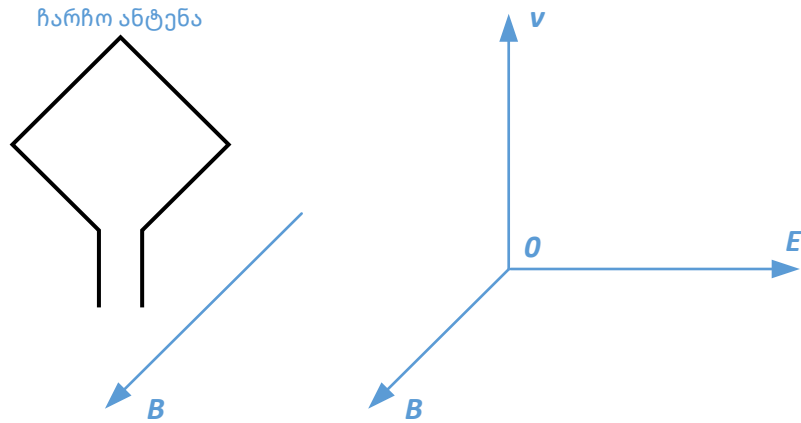
სპეციალური მიზნებისათვის საჭიროა ისეთი ანტენები, რომლებსაც გააჩნიათ მკვეთრად განსაზღვრული გამოსხივების მიმართულება. მიმართულების დიაგრამის შევიწროვება მიიღწევა ანტენის მოწყობილობის გართულებით და მისი გეომეტრიული ზომების გაზრდით. კონსტრუქციული თვალსაზრისით ეს ამოცანა სხვადასხვა ტალღის სიგრძის ანტენებისათვის განსხვავებულად და სხვადასხვაგვარად არის გადაწყვეტილი. ეს შეიძლება იყოს ანტენა, რომელიც აგებულია ცალკეული ვიბრატორებისაგან, რომელიც თანაბრად ავსებს გარკვეულ ფართობს (ანტენა მესერი) და რომელიც აღიგზნება კოჰერენტული წყაროთი, მეზობელ ვიბრატორებს შორის გარკვეული ფაზათა ძვრის კუთხით. ინტერფერენციის მოვლენის გამო ცალკეული ვიბრატორის გამოსხივება ძლიერდება ერთი მიმართულებით. მეზობელ გამომსხივებლებს შორის ფაზათა ძვრის მართვით შეიძლება ვცვალოთ მესერი ანტენის გამოსხივების მიმართულება. ეს თვისება გამოიყენება რადიოტექნიკაში სხვადასხვა გამოსხივების მიმართულების მქონე ანტენის დამზადების მიზნით (**სკანირებადი ანტენები**).

გამოსხივების მიმართულების გადიდების მიზნით, ასევე გამოიყენება პასიური გამომსხივებლები, რომლებიც გენერატორიდან არ იკვებება. აღიგზნებიან აქტიური გამომსხივებლებით, რომლებიც დაკავშირებულია გენერატორთან. ასე მაგალითად, პასიური გამომსხივებელი რომლებიც მოთავსებულია აქტიური გამომსხივებელიდან $\sim \lambda / 4$ მანძილზე, ახშობს მისკენ მიმართულ გამოსხივებას და ამავე დროს აძლიერებს გამოსხივებას საწინააღმდეგო მიმართულებით. ამ ტიპის ანტენები გამოიყენება ტელეხედვაში.

ზღვრულ შემთხვევაში პასიურ ვიბრატორთა სისტემას, რომლებსაც გამოიყენებენ მეტრულ და დეციმეტრულ დიაპაზონში არის გამტარი ბადე ან ლითონის სარკე, რომელსაც აქვს პარაბოლური ცილინდრის ფორმა ან პარაბოლოიდის ფორმა, რომლის ფოკუსშიც მოთავსებულია აქტიური გამომსხივებელი. პარაბოლური ანტენები გამოიყენება რადიოტელესკოპებში, კავშირის რადიორელეურ ხაზებში, კოსმოსური კავშირის სისტემებში და სხვა (რადიოტელესკოპის დიამეტრი შეიძლება იყოს 70 მეტრზე მეტი).

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

მიმღები ანტენის ერთ-ერთი სახე, რომელიც ფართოდ გამოიყენება რადიომუწყებლობაში არის ჩარჩო ანტენა. ჩარჩო ანტენა აგებულია კოქას სახით, რომელიც დახვეულია ფერიტის ჩარჩოზე - გულარზე. ჩარჩო ანტენა ყველაზე უფრო ეფექტურად მიიღებს რადიოტალღებს იმ შემთხვევაში, როცა მაგნიტური ინდუქციის \vec{B} ვექტორი პერპენდიკულარულია ჩარჩოს სიბრტყის (ნახ.72.9).



ნახ.72.9. ჩარჩო ანტენა

\vec{B} ვექტორის ასეთი ორიენტაციისას აღძრული ემძ-ს აქვს მაქსიმალური მნიშვნელობა. ჩარჩოს OO' ღერძის ირგვლივ მობრუნებისას ემძ მცირდება შემობრუნების კუთხის კოსინუსის პროპორციულად. შევნიშნოთ, რომ ნებისმიერი კონსტრუქციის ანტენა შეიძლება გამოყენებული იქნას როგორც გადამცემ, ისე მიმღებ ანტენად.

განვიხილოთ ზოგიერთი სატელევიზიო მიმღები ანტენა. სატელევიზიო ანტენა არის **დიპოლური ანტენა** (ნახ.72.10. ა) ან **ჰისტოლოკორსის მარყუჟი ანტენა** (ნახ.72.10. ბ), რომლის გატარების ზოლიც გაცილებით ფართოა, ვიდრე დიპოლური ანტენის გატარების ზოლი.

ასეთი ანტენები, ჩვეულებრივ ტელეგადაცემისას მიღებას უზრუნველყოფენ ტელეცენტრიდან არაუმეტეს 100 კმ-ის რადიუსში. მისი გამოსხივების მდ-ს აქვს ნახ.70.1 ბ)-ზე მოცემული სახე. დიპოლური ანტენა შედარებით ნაკლები გამოსხივების მიმართულებით ხასიათდება.

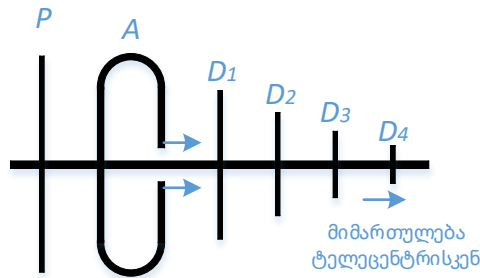


ნახ.72.10. ა) დიპოლური ანტენა; ბ) ჰისტოლოკორსის მარყუჟი ანტენა

დიდ მანძილებზე კარგი მიღების უზრუნველსაყოფად გამოიყენება უფრო რთული ანტენები. ერთ-ერთია მაგალითად ანტენა „ტალღური არხი“ (ნახ.72.11). იგი შედგება A აქტიური ვიბრატორისაგან, რომელიც შეიძლება იყოს წრფივი ან მარყუჟისმაგვარი, აგრეთვე P და D_1, D_2, \dots პასიური ვიბრატორებისაგან. პასიური ელემენტები განლაგებულია ერთ სიბრტყეში მაქსიმალური გამოსხივების მიმართულების გასწვრივ. შედარებით მარტივი კონსტრუქცია შედგება აქტიური და ორი პასიური ვიბრატორისაგან. A - აქტიურ ვიბრატორს ფიდერის საშუალებით უერთდება ტელევიზორი. P - ვიბრატორს რეფრაქტორი ეწოდება, იგი მოთავსებულია აქტიური ელემენტის უკან. D - ვიბრატორები

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

მოთავსებულია აქტიური ვიბრატორის წინ და მათ **ღირექტორი (მიმმართველი)** ეწოდება. P და D ვიბრატორებს **პასიური ელემენტები** ეწოდება, რადგან ისინი არ არიან ფიდერთან შეერთებული. გადამცემის მუშაობისას ანტენის ყველა ელემენტზე აღიძვრება ინდუქციის **ემძ**, მაგრამ მხოლოდ აქტიური ვიბრატორი ხარჯავს ამ ენერგიას დატვირთვაზე. ამასთან, ფიდერთან ოპტიმალური შეთანხმების დროსაც კი ენერგიის ნაწილი გამოსხივდება გარემომცველ სივრცეში. ეს გამოსხივება ახლად მოსულ ტალღებთან ერთად ალაგზნებს პასიურ ვიბრატორებს. პასიური ვიბრატორები, რომლებსაც არ გააჩნიათ დატვირთვა, ყველა მიღებულ ენერგიას გამოასხივებენ სივრცეში. პასიური ვიბრატორების განსაზღვრული სიგრძეებისას და გარკვეული მანძილებით დაშორებისას ტალღები აქტიურ ვიბრატორთან მიდის ერთნაირ ფაზაში და იკრიბება ახლად მოსულ ტალღებთან ერთად, ე.ი. იზრდება **ემძ** აქტიური დიპოლის მომჭერებთან. სხვა მიმართულებით ფაზათა მდგომარეობა ისეთია, რომ აქტიურ ვიბრატორთან ადგილი აქვს ველის ნაწილობრივ ან სრულ კომპენსაციას და აქტიურ დიპოლზე **ემძ** ნულის ტოლია. ღირექტორები თითქოს მოსულ ენერგიას მიმართავენ აქტიური დიპოლისაკენ, სწორედ აქედან გამომდინარეობს სახელწოდება - **ტალღური არხი**. სასურველი ფაზათა ძვრის უზრუნველყოფისათვის ყოველ მომდევნო ღირექტორს ამოკლებენ დაახლოებით 4%-ით, ხოლო რეფრაქტორს აგრძელებენ 5%-ით აქტიური ვიბრატორის სიგრძესთან შედარებით.



ნახ.72.11. ანტენა „ტალღური არხი“

ეფექტური სიმძლავრე

პრაქტიკაში, ანტენის ერთ-ერთ მნიშვნელოვან მახასიათებელს წარმოადგენს **ეფექტური სიმძლავრე**. გამოსხივების ეფექტური სიმძლავრე იზომება დეციბელებში და ის რიცხობრივად ტოლია გადამცემის გამოსხივებული სიმძლავრის, დანაკარგების გათვალისწინებით:

$$P_{ეფ} = P_E - P_L + P_G, \tag{72.7}$$

სადაც: $P_{ეფ}$ - ეფექტური გამოსხივებული სიმძლავრეა, რომლის ერთეულია დბ/ვტ (დეციბელი ერთეულ ვატზე), P_E - გადამცემის გამოსხივების სიმძლავრე, P_L - გადამცემ სისტემაში ყველა სახის დანაკარგის ჯამური სიმძლავრეა, P_G - ანტენის გამაძლიერებლის სიმძლავრეა.

სადემონსტრაციოდ შეიძლება მოვიყენოთ გადამცემი, რომლის გამომავალი სიმძლავრეა $P_E = 100$ ვატი (W). გადავიყვანოთ სიმძლავრის ერთეული დეციბელ ვატებში (dBW). პრაქტიკაში ეს ერთეული მიღებულია და ის განსაზღვრავს სიგნალის სიმძლავრეს დეციბელებში, როდესაც ეტალონური სიგნალის ზომად მიღებულია ვატი (იხ. [დანართი 3](#)):

$$P_E(\text{დბვტ}) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_E(\text{ვტ})}{1(\text{ვტ})} \right), \tag{72.8}$$

ან პირიქით:

$$P_E (\text{ვტ}) = 10^{\frac{P_E(\text{დბვტ})}{10}}. \quad (72.9)$$

(72.8) ფორმულის თანახმად: 100 ვტ = 20 დბვტ.

დავუშვათ, კოაქსიალურ კაბელზე დანაკარგები შეადგენს 2 დბვტ (dBW)-ს, სხვა სახის დანაკარგები შეადგენს 1 დბვტ-ს, ჯამურად 3 დბვტ. გამაძლიერებლის მიერ ხდება დამატებით 6 დბვტ ენერჯის გაძლიერება (ერთეულ ვატზე 6 დეციბელი). შედეგად მიღებული გამოსხივების ეფექტური სიმძლავრე იქნება:

$$P_{\text{ეფ}} = 20 - 3 + 6 = 23 \text{ დბვტ},$$

სადაც: $P_E = 20$ დბვტ, $P_L = -3$ დბვტ, $P_G = 6$ დბვტ.

მივიღეთ, რომ როცა წყაროს სიმძლავრე იყო 20 დბვტ (იგივე 100 ვტ-ი), გამოსხივების ეფექტური სიმძლავრის მნიშვნელობაა 23 დბვტ, რაც დაახლოებით 200 ვტ-ია. ბუნებრივია დაისმება კითხვა: როგორ შეიძლება იყოს გამოსხივების ეფექტური სიმძლავრე 200 ვატი, როდესაც გადამცემი მხოლოდ 100 ვატს სიმძლავრეს გამოყოფს? სინამდვილეში, ფიზიკის კანონები არ ირღვევა. ადგილი აქვს სიმძლავრის შენახვას და გაძლიერებას. $P_{\text{ეფ}}$ არის ფიქტიური რიცხვი, რომელიც მიუთითებს გადაცემის ეფექტურობას გადამცემთან შედარებით. მიმღებში სიგნალი იქნება 3 დბ-ით უფრო ძლიერი, ვიდრე იქნებოდა იდეალური კოაქსიალური კაბელით დანაკარგის გარეშე.

§73. ანტენური კომპონენტები

ფიჭური კავშირგაბმულობის განვითარებასთან ერთად სხვადასხვა ქვეყნის მასშტაბით განხორციელდა მრავალი ინტელექტუალური ანტენის მონტაჟი. იმისათვის, რომ შემცირებულიყო ახალი ანტენების რიცხვი და მათ მიერ დაკავებული ფართობი, გადაწყვეტილი იქნა, რომ სხვადასხვა რადიოსადგური გაერთიანებულიყო ერთ ან რამდენიმე გადამცემ ანტენასთან. გარდა ამისა, რადიოსადგურებისა და ანტენების რიცხვის ზრდასთან ერთად სამუშაო ობიექტზე იზრდებოდა ხელშემშლელი ფაქტორების გავლენა, რაც დაკავშირებული იყო და არის არასასურველი სიგნალების გენერაციასა და მიღებასთან, ამიტომ ანტენურ წრედებში ამატებენ ფილტრებს და სპეციალურ იზოლატორებს. მეცნიერები ინტენსიურად იკვლევენ კავშირგაბმულობაში სასარგებლო სიგნალზე ხელშემშლელი ფაქტორების გავლენას და ცდილობენ მათი შემცირების გზების ძიებას. ხელშემშლელი ფაქტორები შეიძლება პროგნოზირებადი გახდეს სპეციალური პროგრამული უზრუნველყოფის გამოყენებით. პროგრამა სასარგებლო სიგნალის სიხშირისა და სიხშირული ზოლის სიგანის ცვლილებით ხელს უწყობს ხელშემშლელი ფაქტორების შემცირების მართვას. პროგნოზირებადია ის ჰარმონიკები, რომლებიც შეიძლება გახდეს ხელშემშლელი სიგნალების გენერირების მიზეზი. იმის ცოდნა, თუ რა მოლოდინი შეიძლება იყოს, პრევენციული ღონისძიებების გატარების საშუალებას იძლევა.



სურ.73.1. ელექტრო-მაგნიტური ველის ტესტერი

გადამცემი სადგურების მახლობლად პოტენციურად შესაძლებელია წარმოიქმნას მავნე გამოსხივება. მომსახურე პერსონალი, რომელიც სადგურის მახლობლად საქმიანობს, შეიძლება ამ გამოსხივების მსხვერპლი გახდეს, ამიტომ გადამცემი სადგურების ან ხაზების მახლობლად, მომსახურე პერსონალის მუშაობისას, რეკომენდირებულია შემცირდეს გამოსხივების სიმძლავრე ან გამოირთოს ის დროებით. ყველა შემთხვევაში, მომსახურე პირებისათვის რეკომენდირებულია გამოიხადონ სენსორების ან ტესტერების ტარება (სურ.73.1), რომელიც შეაფასებს გამოსხივების სიმძლავრეს. მოსახლეობაზე

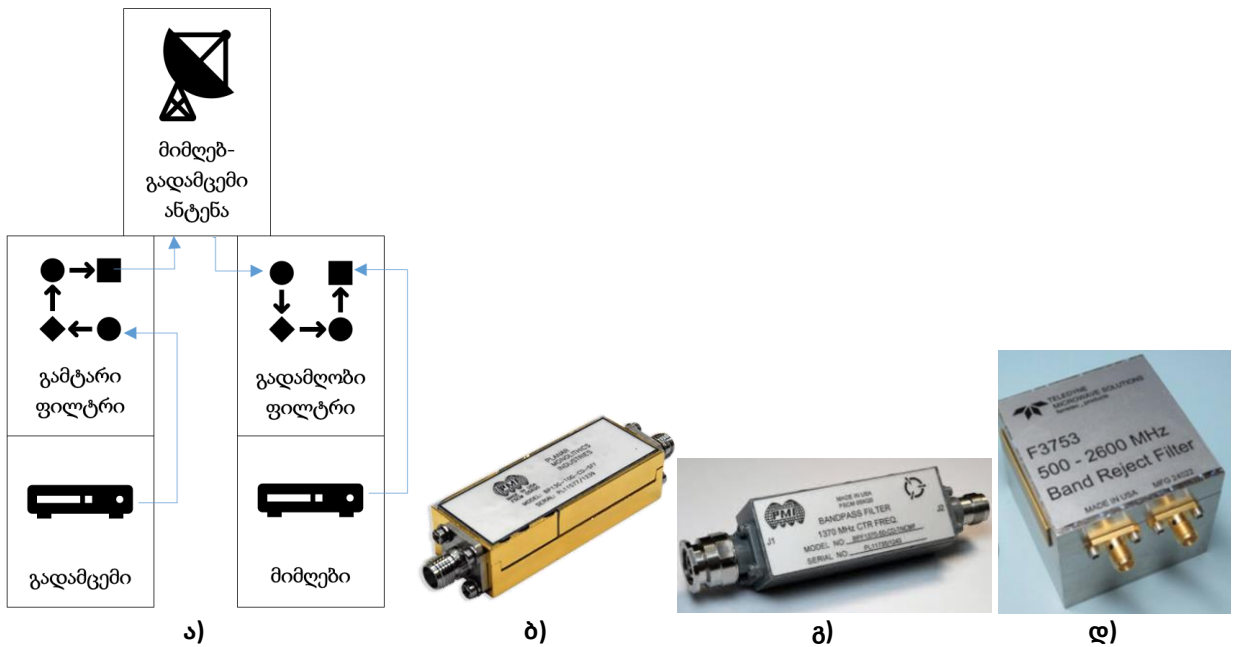
თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

გამოსხივების უარყოფითი გავლენის შესამცირებლად, რეკომენდირებულია გადამცემი სადგურების ფიზიკურად შემოსაზღვრა და გამაფრთხილებელი ნიშნების განთავსება.

მრავალმომხმარებლიანი კავშირის ორგანიზებისას გამოიყენება ისეთი ანტენური კომპონენტები, როგორიცაა **დუპლექსორები, კომბაინერები და მულტიშემკრებები**. განვიხილოთ თითოეული ცალ-ცალკე.

დუპლექსორი (Duplexer)

ჩვეულებრივ განმხოლოებული რეტრანსლიატორი⁴⁰, რომელიც შედგება გადამცემისაგან და მიმღებისაგან მუშაობს სხვადასხვა სიხშირეზე და უერთდება ერთ საერთო ანტენას. ეს ნიშნავს, რომ გადამცემი, ამავე დროს მიმღებისა და პირიქით. ერთ სისტემაში თავმოყრილი გადამცემი და მიმღები



ნახ.73.2. ა) დუპლექსორის პრინციპული სქემა, ბ) გამტარ-გადამღობი ფილტრი (pass and reject filter); გ) ატარებს 8-18 გჰც სიხშირის რხევებს, არ ატარებს დიაპაზონის მიღმა რხევებს, დ) გამტარი ფილტრი ატარებს 1370 მგჰც სიხშირის რხევებს, ე) გადამღობი ფილტრი (reject filter) – არ ატარებს 500-2600 ჰც სიხშირის რხევებს

ხშირად ურთიერთხელშემშლელ ფაქტორებს ქმნიან. იმისათვის, რომ თავიდან აიცილონ ეს მავნე ურთიერთგავლენა, მიმღები სისტემის იზოლირება უნდა მოხდეს გადამცემისაგან. ხშირად გადამცემ ხაზებში ამატებენ რეზონატორულ ფილტრებს, რომ მოახდინონ ურთიერთგავლენისაგან დაცვის სქემის ფორმირება. ამ სქემას **დუპლექსორი** ეწოდება. დუპლექსორი რამდენიმე სახის შეიძლება იყოს (ნახ.73.2. ბ, გ და დ). **გამშვები ფილტრი (pass filter)** თავსდება გადამცემ ხაზში, გადამცემის საანტენო კოაქსიალური შესაერთებელზე, მეორე **გადამღობი ფილტრი (reject filter, იგივე რეჟექტორული ფილტრები)** თავსდება მიმღებ ხაზში. ორივე ფილტრი მუშაობს გადამცემის სიხშირეზე (ნახ.73.2. ა). ამ

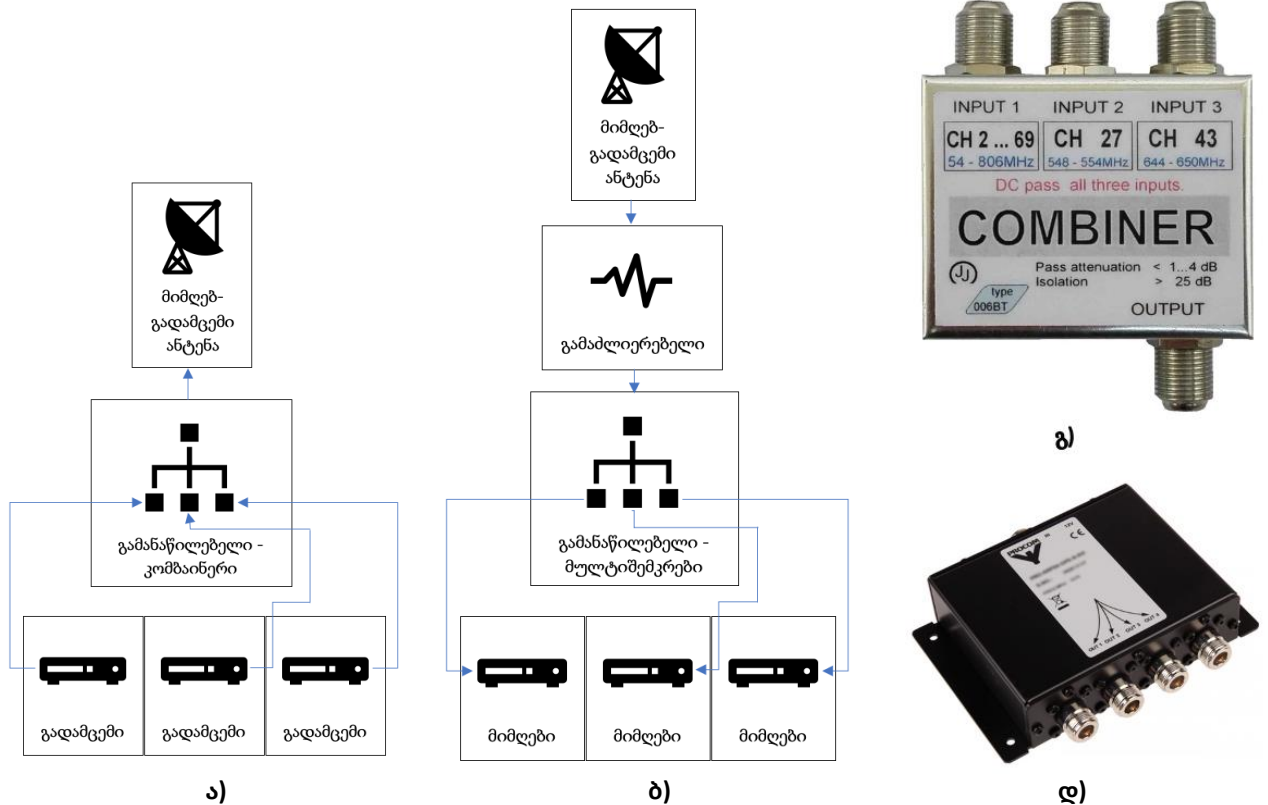
⁴⁰ რეტრანსლიატორი - შუალედური სადგური. ინფორმაციის გადასაცემად მიმღებ და გადამცემ სადგურებს შორის ხელშემშლელი ფაქტორების არსებობის შემთხვევაში (მთა-გორიანი რელიეფი, ხე შენობა და სხვა) იყენებენ რეტრანსლიატორებს. რეტრანსლიატორი შეიძლება იყოს პასიური ან აქტიური. პასიური რეტრანსლიატორი მხოლოდ სიგნალის მიმართულებას ცვლის, ხოლო აქტიური რეტრანსლიატორი, ამავე დროს გამაძლიერებელიცაა.

თავი XIV. შესავალი ანტენების თეორიაში

გზით მიიღება ტიპური ღუპლესორი, რომელიც უზრუნველყოფს მიმღებისა და გადამცემის იზოლირებას.

კომბაინერი (Combiner)

კომბაინერი უზრუნველყოფს რამდენიმე გადამცემის სიგნალების შეერთებას. კომბაინერს, აქვს მრავალი შესავალი და ერთი გამოსავალი. მისი ერთი გამოსავლიდან გამოდის კომბინირებული სიგნალი. კომბაინერი უზრუნველყოფს თითოეული გადამცემის გამომავალი სიმძლავრე გაგზავნოს ანტენაზე მინიმალური დანაკარგით. ტიპური კომბაინერის სქემა და მისი გამოსახულება ნაჩვენებია ნახ.73.3. ა) და გ).



ნახ.73.3. ა) კომბაინერის პრინციპული სქემა, ბ) მულტიშემკრების პრინციპული სქემა, გ) ერთ-ერთი კომბაინერის ვიზუალური გამოსახულება, დ) ერთ-ერთი მულტიშემკრების ვიზუალური გამოსახულება

მულტიშემკრები (Multicoupler)

თუ კომბაინერი გადამცემი მოწყობილობების სინქრონიზებას ახორციელებს ერთ გადამცემ ანტენასთან, მოწყობილობას, რომლებიც მიმღებების სინქრონიზებას ახდენს ერთ მიმღებ ანტენასთან ეწოდება **მულტიშემკრები**. მულტიშემკრები აერთებს მრავალ მიმღებს ერთ ანტენაზე. შესაბამისად, მათ გააჩნიათ ერთი შესავალი და მრავალი გამოსავალი. მულტიშემკრები ჩვეულებრივ შეიცავს გამაძლიერებელს, რომელიც მიღების ყველა სინქრონიზებულ დიაპაზონს ფარავს. გაძლიერების შემდეგ, სიგნალები გამოიყოფა კომბინირებული სიგნალიდან და გადაიცემა ცალ-ცალკე მიმღებ მოწყობილობებს (ნახ.73.3. ბ, დ).

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

§74. მრავალმომხმარებლიანი სისტემები

დღეს არსებული ფიჭური კავშირგაბმულობა მრავალმომხმარებლიანი სისტემის ყველაზე გავრცელებული სახეა. ძირითადი ტექნოლოგია, რომელსაც მრავალმომხმარებლიანი სისტემები იყენებს შეიძლება იყოს: არხის სინშირული დაყოფის მეთოდი, არხის დროითი დაყოფის მეთოდი ან კიდევ არხის კოდური დაყოფის მეთოდი.

საზოგადოებრივი რადიოსამაუწყებლო ან საკომუნიკაციო სისტემები ძირითადად იყენებენ არხის სინშირული ან დროითი დაყოფის მეთოდებს. ეს ტექნოლოგიები ეფუძვნება ციფრულ მოდულაციას, რომელიც ძირითადად განვიხილეთ XIII თავში. ამ ტექნოლოგიების ილუსტრაციისათვის მოვიყვანოთ მაგალითები ფიჭური კავშირგაბმულობიდან.

არხის სინშირული დაყოფის მეთოდი - Frequency Division Multiple Access (FDMA)

თავდაპირველად ფიჭურ კავშირგაბმულობის არხს ქონდა 30 კჰც სინშირული ზოლის სიგანე და გათვლილი იყო მხოლოდ ერთ აბონენტზე. მაგრამ აბონენტთა რიცხვის ზრდასთან ერთად ზოგიერთმა ფიჭურმა კომპანიამ გადაწყვიტა 30კჰც-იანი არხი დაეყო სამ არხად, თითოეული 10 კჰც სიგანით. რამაც აბონენტთა რიცხვი 3-ჯერ გაიზარდა.

ცხადია იბადება კითხვა: როგორ ზრდის არხის სინშირული ზოლის დაყოფა სამ ნაწილად მომხმარებელთა რიცხვს? მულტიკავშირი უზრუნველყოფილია ფიჭური კავშირგაბმულობის მმართველი კომპიუტერით, რომელიც თითოეულ აბონენტს მიაკუთვნებს ან გადაამისამართებს კონკრეტულ არხზე. როცა ერთი აბონენტი დაასრულებს საუბარს ან გადავა ახალ ფიჭურ უჯრედზე, არხი განთავისუფლდება სხვა მომხმარებლისათვის.

არხის დროითი დაყოფის მეთოდი - Time Division Multiple Access (TDMA)

ფიჭური კომპანიების მხრიდან გამოყენებული იქნა სხვა სქემაც, რომელიც ითვალისწინებდა, მაგალითად იმავე 30კჰც არხის დაყოფას დროში. ე.ი. ნაცვლად იმისა, რომ არხი დაეყოთ სამ შედარებით ვიწრო სინშირულ არხად, გადაცემას ყოფდნენ სამ დროით ინტერვალად. ასე, რომ სამი აბონენტი კვლავ ახერხებდა ზოგადი 30 კჰც არხის გამოყენებას. ამ შემთხვევაში თითოეული აბონენტი საუბარს ანდომებდა დროის მესამედს. ეს მეთოდიც აბონენტთა რიცხვის სამჯერ გაზრდას იწვევს.

იმისათვის, რომ გადაცემა განხორციელდეს არხის დროითი დაყოფის მეთოდით, საჭიროა ხმოვანი ანალოგური სიგნალი გარდაიქმნას ციფრულ სიგნალად ვოკოდერით. შემდეგ თითოეული ციფრული მონაცემი გადაიცემა თანმიმდევრობით 30 კჰც სინშირულ დიაპაზონში. ცხადია, ამ შემთხვევაში აბონენტის ტელეფონი იდეალურად სინქრონიზებული უნდა იყოს გადაცემ მოწყობილობასთან. მოგვიანებით, ერთ-ერთმა ფიჭური კავშირის კომპანიამ „PCS“ აღმოაჩინა, რომ დროითი დაყოფის მეთოდით 30 კჰც სინშირულ ზოლში შეიძლებოდა საუბარი ეწარმოებინა 8 აბონენტსაც.

დღეს ფართოდ გავრცელებულია ფიჭური კავშირგაბმულობის სისტემა **GSM (Global System for Mobile Communications)**⁴¹, დროითი დაყოფის მეთოდით უზრუნველყოფს აბონენტთა მომსახურებას 200 კპც სიხშირული დიაპაზონით 2 გპც სიხშირეზე.

არხის კოდური დაყოფის მეთოდი Code Division Multiple Access (CDMA)

კოდური დაყოფის მეთოდი ციფრული მოდულაციის სახეს წარმოადგენს. ის უფრო რთული ციფრული მოდულაციის მეთოდებს იყენებს, ვიდრე არხის სიხშირული ან დროითი დაყოფის ტექნოლოგია. ამ შემთხვევაში გადაცემის არხში აბონენტისათვის საჭირო სპექტრი უმნიშვნელოდ დიდია ვიდრე მას სჭირდება. ეს ტექნოლოგია ასევე საკმაოდ ეფექტურია მრავალმომხმარებლიანი სისტემებისათვის.

არხის კოდური დაყოფის მეთოდის სახით ძირითადად გამოიყენება ორი გზა (მიდგომა): სიხშირის ნახტომისებრი ცვლილება ან სიხშირის ცვლილება თანმიმდევრობით. ორივე სისტემას იყენებს ვოკოდური სიგნალის ციფრულად გარდაქმნისას.

სიხშირის ნახტომისებრი ცვლილების კონცეფცია ადვილი წარმოსადგენია. გადამცემი იცვლის სიხშირეს ყოველ მილიწამში განსაზღვრული ალგორითმით. იდეალურად სინქრონიზებული მიმღები იმავე ალგორითმით ღებულობს ინფორმაციას. ბევრი საუბარი ერთდროულად ხორციელდება ერთსა და იმავე სიხშირულ სპექტრში. როცა ორი ინფორმაციული ციფრული სიგნალი ერთსა და იმავე სიხშირეზე მოხვდება, მიმღები ტელეფონი აგზავნის შეტყობინებას, რომ ინფორმაცია არ იქნა მიღებული და შეტყობინება თავიდან იგზავნება. რაც შეეხება პირდაპირი თანმიმდევრობით სიხშირის ცვლილებისას, ამ შემთხვევაში ციფრული სიგნალების კოდირება ხდება ყოველ გადამცემში. მიმღებს აქვს დეკოდერი, რომელიც ხსნის სიგნალს და აღადგენს ხმას ან შეტყობინებას. არსებობს ფართოდ გავრცელებული რამდენიმე ალგორითმული კოდი.

იმის გამო, რომ არხის სიხშირული, დროითი ან თუნდაც კოდური დაყოფის მეთოდებში სავსებით დასაშვებია შეცდომები წარმოიქმნას, საჭირო ხდება მიმღებ და გადამცემ სისტემებს შორის მუდმივი უკუკავშირის უზრუნველყოფა. ეს საკითხი ნაწილობრივ გადაიჭრა მონაცემთა პაკეტის გადაცემით. პაკეტური რადიო წარმოადგენს ფართოდ გავრცელებულ ტექნოლოგიას. ის შეიცავს შეტყობინებას, ინფორმაციას აღრესატის შესახებ, აგრეთვე შეცდომების აღმოჩენის შესახებ.

§75. სიმპლექსური და დუპლექსური რადიოკავშირი

სიმპლექსური რადიოკავშირისას - გამოიენება ერთი სიხშირე სიგნალის როგორც გადაცემის, ასევე მიღების დროს. იგი არის ეკონომიური, მარტივი და გასაგები.

სიმპლექსური რადიოკავშირისას ინფორმაცია გადაიცემა მხოლოდ ერთი მიმართულებით. არსებობს სიმპლექსური რადიოკავშირის ორი განმარტება. ერთი განმარტებით, სიმპლექსური რადიოკავშირი საშუალებას იძლევა სიგნალები გადაეცეს მხოლოდ ერთი მიმართულებით. ასეთი კომუნიკაცია გამოიყენება რადიო, სატელევიზიო და სატელეფონური მაუწყებლობის დროს, ვინაიდან არ არის საჭირო რაიმე მონაცემთა გადაცემა რადიოსადგურში. სიმპლექსური კავშირის კიდევ ერთი მაგალითია ცალმხრივი კომუნიკაცია გადამცემსა და მაგალითად, რადიო-სამეთაურო ხომალდს შორის, სადაც ბრძანებები გადაეცემა ხომალდს, მაგრამ თვით ხომალდისაგან ინფორმაციის მიღება არ არის გათვალისწინებული.

⁴¹ **GSM (Global System for Mobile Communications)** – მობილური კომუნიკაციის გლობალური სისტემა შემუშავებული იქნა ევროპაში და წარმატებით გამოიყენება ამერიკის ზოგიერთ ქვეყანაშიც.

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

მეორე განმარტებით, სიმპლექსური რადიოკავშირი ორმხრივი რადიოკავშირის საშუალებას იძლევა. ერთ ჯერზე მხოლოდ ერთი მიმართულებით, დროის სხვა მომენტში, სიგნალების გადაცემა შეიძლება საპირისპირო მიმართულებით, მაგრამ იმავე სიხშირეზე. ბაზური სადგური, პორტატიული რადიომიმღებები (რაცია), მობილური ტელეფონები ამყარებენ კავშირს ერთ სიხშირეზე.

ყველა ახალი აპარატურა რასაც დღეს ვხვდებით, ძირითად განკუთვნილია ძალიან მაღალ (გარდა 220 მგჰც-ისა) ან ულტრა მაღალ სიხშირეებზე ექსპლუატაციისათვის. მათ აქვთ 12.5 და 15 კჰც სიგანის სიხშირული ზოლი. საბაზო სადგურებს ჩვეულებრივ მაღალი ანტენები აქვთ ან თავსდებათ შემადგენელ ადგილებზე, რათა ტალღამ მიაღწიოს დანიშნულების ადგილს შეუფერხებლად.

სიმპლექსური კავშირის ერთ-ერთი ნაკლი არის ის, რომ პორტატიული რადიომიმღებები ერთმანეთთან რადიოკავშირს ვერ ამყარებენ დიდ მანძილზე, რადგან მათი ანტენის ზომები არ იძლევა შორეული კავშირების დამყარების საშუალებას. კავშირი შემოიფარგლება სულ რაღაც რამდენიმე კილომეტრით. ამიტომ, რომ სიმპლექსური კავშირისას საბაზო სადგურიდან მომხმარებელი იმეორებს შეტყობინებას. ამ სირთულის ნაწილობრივ გადაწყვეტა მოხერხდა რეტრანსლიატორის შემუშავებით.

რაც შეეხება **დუპლექსურ რადიოკავშირს**, ამ შემთხვევაში რადიოკავშირი ხორციელდება ერთდროულად ორ სიხშირეზე. ერთ სიხშირეზე ხორციელდება მიღება, მეორეზე კი გადაცემა. ამ პრინციპზე მუშაობენ სატელეფონო სისტემები. ეს კავშირი არ გამოირჩევა ეკონომიურობით, ატარებს რთულ ხასიათს.

გარდა სიმპლექსური და დუპლექსური კავშირისა, არსებობს შუალედური **ნახევრადდუპლექსური რადიოკავშირი (ორსიხშირიანი სიმპლექსი)** – პრინციპში, ეს არის სიმპლექსური კავშირი ორი სიხშირის გამოყენებით, მაგრამ არა ერთდროულად, არამედ თანმიმდევრობით. სიგნალი მიიღება ერთ სიხშირეზე, ხოლო გადაიცემა მეორეზე. აბონენტი დროის ერთ მომენტში არის მიღების ან გადაცემის რეჟიმში. რა თქმა უნდა, კავშირის ეს სახე, ასევე, არ არის ეკონომიური, მაგრამ ეფექტურია და მისი გამოყენების პრაქტიკული მაგალითებიც ბევრია.

რა თქმა უნდა მნიშვნელოვანია სიმპლექსურ და დუპლექსურ კავშირებს შორის არჩევანის გაკეთება. ეს დამოკიდებულია ამოცანაზე. თუ რა მანძილზე და როგორი სახის კავშირის განხორციელებაა საჭირო. როგორც წესი, საჭიროა კავშირი დამყარდეს შორეულ ობიექტებს შორის, მაგრამ კავშირის სიშორე შეზღუდულია ფიზიკის კანონებით. როგორც უკვე განვიხილეთ, ჩვენი პლანეტის სიმრუდის რადიუსი ყოველთვის არ იძლევა საშუალებას განხორციელდეს კავშირი ჰორიზონტს მიღმა. ცნობილია, რომ ჩვეულებრივ პირობებში, პორტატიულ რადიოსადგურებს შორის კავშირი შეიძლება დამყარდეს საშუალოდ 5 კმ მანძილზე. ბუნებრივია ეს მანძილი არ არის საკმარისი, ამიტომ მანძილის გაზრდის მიზნით იყენებენ სპეციალურ მოწყობილობებს, რომლებსაც **რეტრანსლიატორები (Repiters)** ეწოდება.

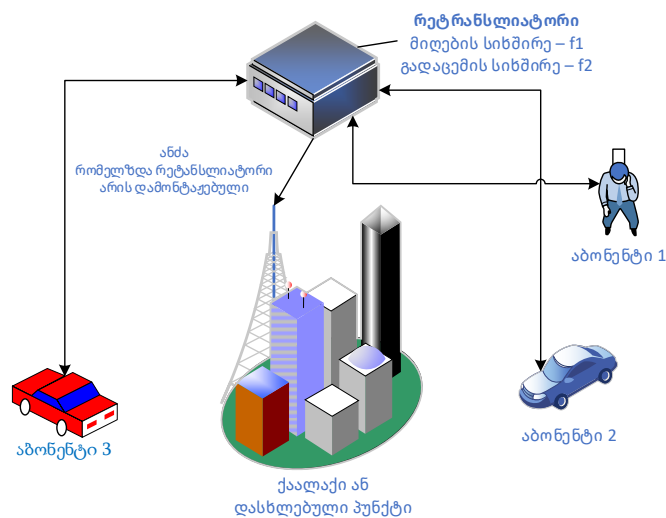
რეტრანსლიატორი შეიძლება იყოს **პასიური** ან **აქტიური**. **პასიური რეტრანსლიატორი** მხოლოდ **რს**-ის გადამისამართებას ახდენს ერთი ადგილიდან მეორეზე. მას გამოიყენებენ რთული რელიეფური პირობების (მთა-გროანი ადგილი, შენობა და ა.შ.) გასანეიტრალებლად. **აქტიური რეტრანსლიატორები** ღებულობს **რს**, აძლიერებს და გადამისამართებს მას წერტილიდან წერტილში. რადგან დედამიწის სფერული და მთა-გორიანი ადგილები ქმნიან რადიოტალღების ხელშემშლელ ფაქტორებს, ამიტომ რეტრანსლიატორებს ათავსებენ შემადგენელ ადგილებში, ან ისეთ ადგილებში, საიდანაც, მარტივი გეომეტრიული გათვლებით, დაფარვის ზონის გაზრდა ადვილი შესაძლებელია. ცხადია, ხელოვნურ თანამგზავრზე დამონტაჟებულ რეტრანსლიატორს შედარებით დიდი დაფარვის ზონა აქვთ, ვიდრე ბუნებრივ ან ხელოვნურ შემადგენელ რეტრანსლიატორებს, მაგრამ

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

თანამგზავრზე მისი მონტაჟი დიდ ხარჯებთანაა დაკავშირებული, ამიტომ რეტრანსლიატორების დასამონტაჟებლად იყენებენ ხელოვნურ ან ბუნებრივ სიმაღლეებს (მთა, შენობები, ანძა).

პრაქტიკულად, არცერთი თანამედროვე კავშირი არ ხორციელდება რეტრანსლიატორის გარეშე. იბალება კითხვა: *რომელ შემთხვევაში შეიძლება განხორციელდეს სიმპლეს კავშირი და რომელ შემთხვევაში დუპლექს კავშირი?* ამ კითხვაზე პასუხს გავცემთ თუ განვიხილავთ კავშირის განხორციელების პრინციპს რეტრანსლიატორის გავლით.

ნახ.75.1-ზე მოცემულია კავშირის სქემა რეტრანსლიატორის გავლით. სქემიდან ჩანს, რომ საქმე გვაქვს ნახევრადდუპლექსურ (ორ სიხშირიან სიმპლექს) კავშირთან. რეტრანსლიატორი მუშაობს სხვადასხვა სიხშირეზე. მიღება ხდება f_1 სიხშირეზე, ხოლო გადაცემა f_2 სიხშირეზე. ცხადია აბონენტთა რადიომიმღებებსაც უნდა ჰქონდეს ეს ორი სიხშირე მუშა მდგომარეობაში. ნახევრადდუპლექსური კავშირისას აბონენტებს შორის პირდაპირი კავშირის დამყარება შეუძლებელია. კავშირი რეტრანსლიატორის გავლით ხორციელდება.



ნახ.75.1. ნახევრადდუპლექსური კავშირის სქემა

რეტრანსლიატორი უწვევად ასხივებს მიღებულ სიგნალს, ხოლო აბონენტის რადიოსადგურში მიღება/გადაცემის რეჟიმები იცვლება. დროის ერთ მომენტში აბონენტი ან საუბრობს ან უსმენს. რაც უფრო დიდია რეტრანსლიატორის მგრძობელობა, სიმძლვრე და მაღლა არის დამონტაჟებული ანტენა, მით უფრო დიდია დაფარვის ზონა, ხოლო კავშირი კი მდგრადია.

მაგრამ აქ თავს იჩენს სხვა პრობლემა, კერძოდ თუ არ არის საკმარისი თავისუფალი სიხშირე (რაც პრაქტიკაში ხშირი შემთხვევაა), მაშინ ნახევრადდუპლექსური კავშირი, რომელიც ორ სიხშირეს საჭიროებს, პრობლემური ხდება. ამ შემთხვევაში სპეციალისტები შეჯერდნენ გამოყენებინათ სიმპლექს მეთოდი. აბონენტების მიმღებ/გადაცემ მოწყობილობებში ადგილი აქვს მიღებისა და გადაცემის სიხშირეების დაპროგრამებას, ხოლო რეტრანსლიატორის როლში შეიძლება გამოყენებული იქნას ჩვეულებრივი სააბონენტო რადიოსადგური. აღსანიშნავია, რომ ამ რადიოსადგურს ერთდროულად არ შეუძლია მიიღოს და გადასცეს სიგნალი, რაც არც მოეთხოვება და როგორც უკვე ვნახეთ შეუძლებელიცაა. ასეთ **რეტრანსლიატორს – სიმპლექსურს** უწოდებენ, ხოლო მათი მუშაობისათვის საჭიროა სპეციალურ მოწყობილობას – **სიმპლექსური რეტრანსლიატორის კონტროლიორი** ეწოდება. კონტროლიორი წარმოადგენს ე.წ. ციფრულ მაგნიტოფონს, რომელიც ჩაიწერს მიღებულ შეტყობინებას ვიდრე, შეტყობინება იარსებებს ეთერში (ან არ შეივსება ჩამწერის მოცულობა). სიგნალის დაკარგვის შემდეგ კონტროლიორი გადართავს რადიოსადგურს გადაცემის რეჟიმში და ჩაწერილი შეტყობინება

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

გადაიცემა ეთერში. ასე, რომ საკმარისია ერთი სიხშირე და შესაბამისად, ერთი არადუპლექსური (სიმპლექსური) რადიოსადგური.

ეს მეთოდი მარტივიცაა და იაფიც, მაგრამ აქვს სერიოზული უარყოფითი მხარეც. აბონენტი ხარჯავს დროს შეტყობინების წარმოსათქმელად, ხოლო შემდეგ ელოდება მის ეთერში გადაცემას, ამიტომ იმ რადიოსაუბრეებში, რომლებშიც გამოყენებულია სიმპლექს მეთოდი დაიხარჯება ორჯერ მეტი დრო, ვიდრე დაიხარჯებოდა დუპლექსურ მეთოდზე მომუშავე რადიოსადგურებზე. და მაინც, იმ შემთხვევაში, როცა შეზღუდულია თავისუფალი სიხშირეების რაოდენობა სიმპლექს მეთოდი ოპტიმალური ვარიანტია კავშირის განსახორციელებლად. სიმპლექს მეთოდზე მომუშავე რეტრანსლიატორებს ხშირად „სიმპლექსორებს“, „ექო-რეპიტორებს“ ან „თუთიყუმებს“ უწოდებენ.

ამრიგად, დუპლექსურ რადიოსადგურებს იყენებენ უწვეტი რეტრანსლიაციისას, სიმპლექსურ რადიოკავშირს იყენებენ – პირდაპირი კავშირის (რეტრანსლიატორის გარეშე) დასამყარებლად ან სიმპლექსური რეტრანსლიაციის შემთხვევაში.

სრული დუპლექსისას გამოიყენება ორი სიხშირე და აბონენტების რადიოსადგურები დროის ერთსა და იმავე მომენტში იმყოფებიან მიღებისა და გადაცემის რეჟიმში, ტელეფონების ანალოგიურად. სრული დუპლექსი რადიოკავშირს მოსახერხებელს ხდის, რადგან მიმდინარეობს ადამიანისათვის მისაღებ ფორმაში. მაგრამ დუპლექსის გამოყენებას მნიშვნელოვნად ართულებს და აძვირებს შეასაბამისი დანადგარის შექმნა. სააბონენტო სადგურს უნდა ჰქონდეს ორი დამოუკიდებელი ტრაქტი, ის უნდა იყოს – მიმღებიც და გადამცემიც. თუკი სიმპლექსურ სადგურებში გადამცემი და მიმღები მოწყობილობების ელექტრულ სქემებს აერთიანებენ, ამ შემთხვევაში საქმე რამდენადმე სხვაგვარადაა. გარდა ამისა, ძალიან ბევრ რადიოსისტემებში დუპლექსური კავშირი აბონენტებს შორის შეუძლებელია და დასაშვებია მხოლოდ სატელეფონო ქსელში მათი ჩართვის შემთხვევაში. მიუხედავად ამისა, სერიოზულ მიმღებ-გადამცემ სისტემებში დუპლექსური კავშირის დამყარებისას გამოიყოფა 2 დუპლექსური არხი (4 რადიოსიხშირე). ეს განაპირობებს სისტემის დატვირთვას და მოითხოვს არხების რაოდენობის ზრდას, რომელიც თავის მხრივ სისტემის გართულებას და გაძვირებას განაპირობებს.

არსებობს დუპლექს კავშირის სხვადასხვა ვარიანტი, მაგალითად: მიღება - 138-174 მგჰც სიხშირეზე, გადაცემა - 400-470 მგჰც სიხშირეზე. თუმცა ასეთი მიდგომა ასევე სირთულეებთან არის დაკავშირებული, კერძოდ ეს სირთულეებია: სიხშირეთა არჩევა სხვადასხვა დიაპაზონში, სისტემის ტექნოლოგიური სირთულე, სიხშირის რეგულირების პრობლემა.

თანამედროვე საკომუნიკაციო სივრცეში ძნელად თუ მოიძებნება სერიოზული მწარმოებლების მიერ დამზადებული სადგურები, რომლებიც მუშაობენ დიაპაზონთაშორის დუპლექსზე. მოწყობილობას, რომელიც მუშაობს დიაპაზონთაშორის დუპლექსზე „კროს-დიაპაზონიან“ დუპლექს უწოდებენ. თუმცა რიგ შემთხვევაში გვხვდება რიგი ცნობილი ფირმები, რომლებიც „კროს-დიაპაზონიან“ დუპლექსზე მომუშავე რადიოსადგურებს აწარმოებენ, ასეთი იყო მაგალითად, კარგად ცნობილი იაპონური კომპანია „Alinco“.

ანალოგური მიწისზედა კავშირის ე.წ. „ტრანკული“ სისტემები, რომლებიც მუშაობდნენ MPT 1327 და LTR პროტოკოლებზე, იყენებდა დუპლექსს ერთ სიხშირულ დიაპაზონში. მაგრამ დუპლექსურ რადიოსადგურებს ამ სისტემებში გააჩნდათ დაბალი სიმძლავრე. მათი მოქმედების პრინციპი ეფუძნებოდა დუპლექს კავშირის მრავალჯერად გამოყენებას, ისე როგორც ფიჭური კავშირებისას.

თანამედროვე საკომუნიკაციო სივრცეში მოიძებნება უამრავი მწარმოებელი კორპორაცია თუ ფირმა, რომლებიც აწარმოებს რადიოკავშირის სისტემებს, მაგრამ მათ შორის ერთეულები თუ აწარმოებენ დუპლექს სადგურებს. პრაქტიკულად ყველა დუპლექს სადგური განკუთვნილია 800 მგჰც

დიაპაზონისათვის. ეს იმით აიხსნება, რომ დაბალ სიხშირეებზე შეუძლებელია ისეთი ზომის დუბლექსური ფილტრის - **დუბლექსორის** შექმნა (იხ. თავი XIV), რომ ის მოთავსდეს რადიოსადგურის პორტატიულ კორპუსში. **დუბლექსორი** – წარმოადგენს მოწყობილობას, რომელიც მიმღებსა და გადამცემს საშუალებას აძლევს ერთდროულად გამოიყენებინონ ერთი ანტენა.

შედარებით მარტივია დუბლექსის განხორციელება ციფრულ რადიოსადგურებში (**TETRA**⁴², **Tetrapol**, **APCO-25**, **GSM**). თუმცა ციფრულ სადგურებში დუბლექსის ცნება განსხვავებულია ანალოგური-საგან. ციფრული დუბლექსისას – სიგნალის მიღება და გადაცემა არ ხდება ერთდროულად. დროის ყოველ მომენტში რადიოსადგური იმყოფება ან მიღების, ან გადაცემის რეჟიმში. მიღება/გადაცემის გადართვა სწარმოებს იმდენად სწრაფად, რომ აბონენტი მას უბრალოდ ვერ ამჩნევს (მაგალითად: სისტემა **TETRA** –ს შემთხვევაში 18 ჯერ ხდება წამში). შესაბამისად, ზემოთხსენებული გაბარიტული დუბლექსური ფილტრის გამოყენების აუცილებლობაც ადარ არის.

მოდრავ ობიექტებს შორის კავშირის დასამყარებლად დუბლექსურმა რადიოკავშირმა ვერ ჰპოვა სათანადო გავრცელება, რადგან არ არის აუცილებლობა ხანგრძლივი სატელეფონო საუბრის მსგავსი კავშირის დამყარება გადაადგილებისას. მოდრავ ობიექტებს შორის კავშირი ძირითადად სამსახურეობრივი კავშირია, რომლის დანიშნულებაცაა წარმოებისა თუ უსაფრთხოების მართვის სხვადასხვა ორგანოების წინაშე არსებული ამოცანების გადაწყვეტა.

§76. კავშირის უსაფრთხოება. აბონენტთა იდენტიფიკაცია

ვთქვათ, შევძელით სასურველი დაფარვის ზონის ათვისება. შემდეგი ამოცანა არის სერვისული ფუნქციების რეალიზაცია. ჩვეულებრივ სერვისული ფუნქციების ქვეშ იგულისხმება აბონენტებს შორის კავშირის განხორციელების შესაძლო ვარიანტები: **ჯგუფური კავშირი, კავშირი სატელეფონო ქსელით, ციფრული მონაცემების გადაცემა** და ა.შ.

დაფარვის ზონის ათვისების შემდეგ მნიშვნელოვან ამოცანას წარმოადგენს გამოძახების ადრესაცია (გადამისამართება) კონკრეტულ აბონენტზე ისე, რომ სხვა აბონენტებისათვის ეს შეტყობინება იყოს დაფარული.

თუ არ მივიღებთ რაიმე განსაკუთრებულ ზომებს, მაშინ ნებისმიერი რადიოსადგურის მუშაობისას, ყველა სხვა რადიოსადგური, რომლებიც ამავე სიხშირეზე იქნება აწყობილი მიიღებს შეტყობინებას. ზოგიერთ შემთხვევაში შეიძლება ამ მოვლენასთან შეგუება (მაგალითად: მცირე ობიექტის დაცვა, სამშენებლო ნაგებობა, სტადიონი და სხვა), რიგ შემთხვევებში ეს აუცილებელიცაა (ტაქსის სამსახური, საპატრული პოლიცია, გაზის სამსახური და ა.შ.). მაგრამ ყველა სხვა შემთხვევაში შეტყობინება უნდა იქნას მიმართული კონკრეტული აბონენტიკენ (ან აბონენტთა ჯგუფისაკენ).

კონკრეტულ აბონენტისაკენ (ან აბონენტთა ჯგუფისაკენ) გამოძახების მიმართვას **იდენტიფიკაცია ეწოდება**. არსებობს იდენტიფიკაციის რამდენიმე ძირითადი საშუალება.

აბონენტთა იდენტიფიკაციისათვის ყველაზე ხშირად იყენებენ კოდირების/დეკოდირების სპეციალურ მოწყობილობებს, რომლებსაც **ხმაურმხშობები (Squelch) ეწოდება**. შედარებით ფართო

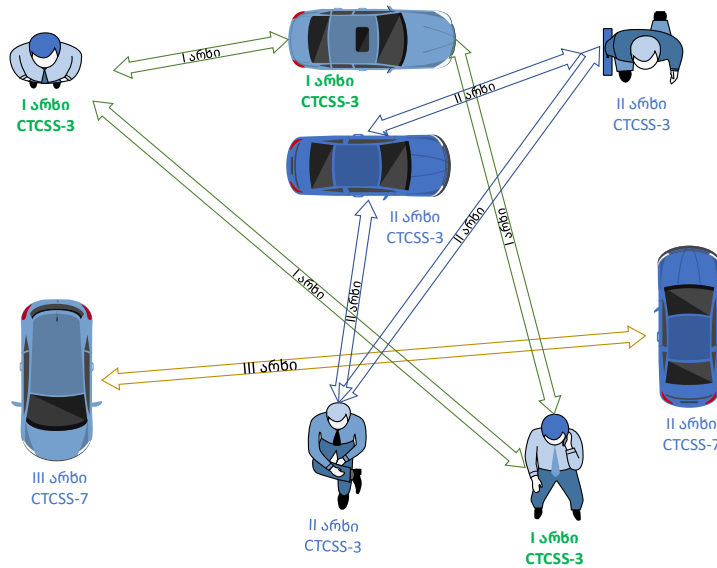
⁴² **TETRA** - რადიო-სარელეო ციფრული რადიოკავშირის ევროპული სტანდარტი (ადრე ცნობილი იყო, როგორც ტრანს-ევროპული რადიოკავშირის სტანდარტი). იგი წარმოადგენს რადიო-სარელეო რადიოკავშირების ევროპულ სტანდარტს. სპეციალურად შექმნილია სამთავრობო უწყებებისათვის (პოლიცია, სახანძრო და სასწრაფო დახმარების სამსახურები) საზოგადოებრივი უსაფრთხოების ქსელებისთვის, სარკინიგზო ტრანსპორტო სამსახურებისათვის და სამხედრო სამსახურებისათვის. TETRA არის სატრანსპორტო რადიოკავშირის ევროპული ვერსია. მისი მსგავსია Project-25, რომელიც გავრცელებულია აშშ-ში.

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

გამოყენება ჰპოვეს ტონალურმა (CTCSS- Continuous Tone-Coded Squelch System), ციფრულმა (DCS- Digital-Coded Squelch) და კოდურმა (DTMF- Dual-Tone Multi-Frequency) Squelch-სისტემებმა. განვიხილოთ ისინი ცალ-ცალკე.

ტონალური Squelch-სისტემები (CTCSS- Continuous Tone-Coded Squelch System)

CTCSS სისტემის პრინციპი მდგომარეობს შემდეგში. საჭირო სიგნალს „მიებმება“ გარკვეული ბგერითი სიხშირის ტონი, რომელსაც **სუბტონი ეწოდება**. რადიოსადგურის მიმღები აქტიურდება მხოლოდ მაშინ, როცა მიღებულ სიგნალს თან ახლავს სუბტონი.



ნახ.76.1. კავშირის იდენტიფიკაცია CTCSS სისტემით

როგორც ნახ.76.1-დან ჩანს, კავშირი CTCSS სისტემის გამოყენებისას შესაძლებელია მხოლოდ იმ აბონენტებს შორის, რომლებსაც გააჩნიათ ერთნაირი სიხშირული არხი და ტონალური- Squelch სუბტონი.

CTCSS სისტემები საჭიროებს რადიოსადგურებში დამატებითი მოწყობილობის არსებობას, რომლებიც CTCSS-ის ტონების ფორმირებას და გაანალიზებას ახდენენ. CTCSS შეიქმნა იყოს რადიოსადგურში ჩადგმული (ჩამონტაჟებული) მოდული ან სქემის სახით. ჩვეულებრივ, CTCSS-ის მოდული 38-50 ტონის ფორმირებას ახდენს თითოეულ სიხშირულ არხზე. ამდენად CTCSS-ის გამოყენება საშუალებას იძლევა განხორციელდეს საკმარისად გამართული რადიოკავშირი ჯგუფებს შორის (იმზიათად ინდივიდუალურ აბონენტებს შორის).

რიგ შემთხვევებში, განსაკუთრებით რთულ მეტეოროლოგიურ პირობებში ეფექტური აღმოჩნდა CTCSS სისტემის გამოყენება მარტივ სიმპლექსურ სისტემებშიც. სიმპლექსურ სისტემებში მისი გამოყენება საშუალებას იძლევა ნაწილობრივ დაცული იქნას სისტემა გარეშე არალეგალური აბონენტებისაგან. მაგალითად, რადიოსადგურის რეტრანსლიატორი არ გააქტიურდება იმ სიგნალების მიღებისას, რომლებიც არ შეიცავს CTCSS სისტემისთვის საჭირო ტონს (იხ. ცხრილი 76.1).

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

სუბტონების სიხშირეები 300 მგჰც სიხშირეზე ნაკლებია (67-250 ჰც) და მიღებისას არ ისმინება რადიოსადგურის ხმამაღლამოლაპარაკეში, რადგანაც იფილტრება სპეციალური ფილტრებით⁴³.

ცხრილი 76.1. ტონალური CTCSS Squelch-სისტემები არხების მიხედვით

CTCSS არხი	ტონის სიხშირე (ჰც)	CTCSS არხი	ტონის სიხშირე (ჰც)	CTCSS არხი	ტონის სიხშირე (ჰც)
1	67.0	14	107.2	27	167.9
2	71.9	15	110.9	28	173.8
3	74.4	16	114.8	29	179.9
4	77.0	17	118.8	30	186.2
5	79.7	18	123	31	192.8
6	82.5	19	127.3	32	203.5
7	85.4	20	131.8	33	210.7
8	88.5	21	136.5	34	218.1
9	91.5	22	141.3	35	225.7
10	94.8	23	146.2	36	233.6
11	97.4	24	151.4	37	241.8
12	100.0	25	156.7	38	250.3
13	103.5	26	162.2	122 ⁴⁴	69.3

აღსანიშნავია, რომ სუბტონების გამოყენება არ იძლევა საშუალებას გავზარდოთ სისტემის ტევადობა (აბონენტთა რიცხვი). დროის ერთ მომენტში ერთ სიხშირულ არხზე შეიძლება მხოლოდ ერთი კავშირის განხორციელება (აბონენტი–აბონენტი, აბონენტი–ჯგუფი, ჯგუფი–ჯგუფი). რადიოსადგურს არ შეუძლია ერთდროულად მიიღოს ერთიდა იგივე სიხშირის 2 სიგნალი მაშინაც კი, როცა ამ სიგნალებს განსხვავებული ტონები გააჩნიათ, ამიტომ სისტემის ტევადობა არ არის დამოკიდებული კავშირის მეთოდზე. ის დამოკიდებულია სისტემის გამტარუნარიანობაზე. **ერთი სიხშირე (სიხშირეთა დუპლექსური წყვილი) – კავშირის ერთი სეანსია.** ეს არის ანალოგური კავშირის დოგმა.

ციფრული Squelch-სისტემები (DCS - Digital-Coded Squelch)

აბონენტთა (აბონენტთა ჯგუფის) იდენტიფიკაციისათვის გამოიყენება სპეციალური ციფრული გზავნილი შეტყობინების დაწყებამდე. გადაცემისას (გადაცემა ხორციელდება PTT⁴⁵- დილაკის გააქტიურებით) რადიოსადგური ავტომატურად ახდენს ციფრული გზავნილის ფორმირებას მუშა სიხშირეზე, რომელიც შეესაბამება აბონენტს (აბონენტთა ჯგუფს) და რომლისთვისაც არის მიმართული შეტყობინება. მიმღები აქტიურდება მხოლოდ იმ შემთხვევაში, თუ მას აქვს შესაბამისი ალგორითმი, ხოლო ყველა სხვა რადიოსადგური, რომლებიც იმავე სიხშირეზე მუშაობენ, იქნებიან პასიურ მდგომარეობაში. იდენტიფიკაციის ორგანიზაცია პრაქტიკულად ანალოგიურია CTCSS მოწყობილობის.

ციფრული კომბინაციის შესაძლო რაოდენობა თეორიულად უსასრულოა, თუმცა სტანდარტულად მათი რიცხვი 104–ს შეადგენს.

⁴³ CTCSS სუბტონები არასასურველ სიგნალებს არ უშვებს არხზე. აბონენტი მიიღებს ზარს მხოლოდ მაშინ, როდესაც სიგნალი შეიცავს შესაბამის CTCSS ტონს ან DCS (Digital-Coded Squelch) კოდს. სხვა შემთხვევაში ტონალური-squelch სისტემა არ გაიხსნება.

⁴⁴ ზოგიერთი რადიო იყენებს 69.4 ჰც-ს, რაც უკეთესად ერგება ჰარმონიულ თანმიმდევრობას.

⁴⁵ PTT (Push-To-Talk) - დააჭირე, რომ ილაპარაკო.

კოდური Squelch-სისტემები (DTMF- Dual-Tone Multi-Frequency)

აბონენტის ან აბონენტთა ჯგუფის იდენტიფიკაციისათვის გამოიყენება სპეციალური ტონალური გზავნილი შეტყობინების დაწყებამდე, ე.წ. **DTMF** თანმიმდევრობით. რადიოსადგურის კლავიატურის ყოველ სიმბოლოს შეესაბამება გარკვეული სიხშირის ბგერითი ტონი (თანამედროვე სატელეფონო ტონალური რეჟიმის პრინციპის შესაბამისად). როცა ვაწვებით კლავიშს, გადამცემში ფორმირდება ბგერითი ტონი, რომელიც შემდეგ გადაიცემა ეთერში გადაცემის სიხშირეზე. გადამცემი აქტიურდება მხოლოდ იმ შემთხვევაში, როცა ის აწყობილია მოცემული კოდის მიღებისას მის ჩართვაზე. ყველა სხვა მიმღები, რომლებიც მუშაობენ იმავე სიხშირეზე იქნებიან პასიურ მდგომარეობაში. **DTMF** კავშირის განხორციელებისათვის რადიოსადგურს უნდა გააჩნდეს კლავიატურა და **DTMF** მოდული.

იდენტიფიკაციის ეს მეთოდი შედარებით ფართოდ არის გავრცელებული. კერძოდ **DTMF** –ის გარეშე შეუძლებელია სატელეფონო გამოძახებების განხორციელება. ხშირად მას იყენებენ ერთდროულად **CTCSS** და **DCS** მოდულებთან.

აღნიშნული მოწყობილობები (მოდულები) აბონენტთა იდენტიფიკაციის გარდა გამოიყენება აგრეთვე გარეშე მოწყობილობებთან კავშირისათვისაც. მაგალითად: სატელეფონო ინტერფეისები; დისტანციური მართვის პულტები; კონტროლიორები და ა.შ.

ყველა სხვადასხვა საიდენტიფიკაციო მეთოდი (**DQT, PL, Select 5, CCIR, EEA, EIA, ZVEI** და ა.შ.) პრაქტიკულად დაიყვანება იმ სამ მეთოდზე, რომლებიც ზემოთ განვიხილეთ. ცხადია ეს მეთოდები ერთმანეთისაგან განსხვავდებიან გზავნილის ხანგრძლიობით, სიხშირით, სიგნალის ფორმით და ა.შ. (იხ. ცხრილი 76.2):

ცხრილი 76.2. აბონენტთა იდენტიფიკაცია

სიმორის გაზრდა	პირდაპირი კავშირი დისკრეტური რადიოსადგური (სიმპლექსი ან ნახევრად დუპლექსი)	არაპირდაპირი კავშირი რეტრანსლიატორი (სიმპლექსი ან ნახევრად დუპლექსი)
იდენტიფიკაცია⁴⁶		
სისტემის შიგნით ჯგუფებად დაყოფა	CTCSS ან/და DCS	
ინდივიდუალური გამოძახება	DTMF (+ CTCSS ან/და DCS)	
ჯგუფური გამოძახება	DTMF (+ CTCSS ან/და DCS)	
სატელეფონო გამოძახება	DTMF (+ CTCSS ან/და DCS)	
მართვის პულტებით სარგებლობა ⁴⁷	DTMF (+ CTCSS ან/და DCS)	

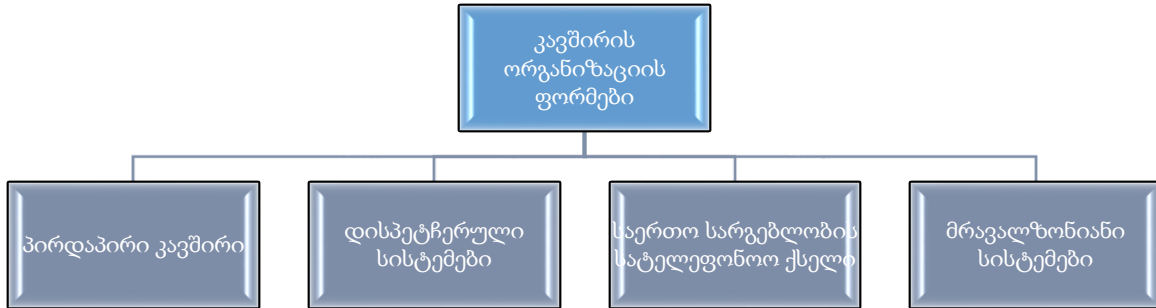
⁴⁶ იდენტიფიკაციის მეთოდები შეიძლება გამოყენებული იქნას ერთი მეორის თანმიმდევრობით. მაგალითად: ტელეფონით კავშირი ხორციელდება **DTMF** თანმიმდევრობით, მაგრამ დამატებითი დაცვის მიზნით შეიძლება გამოყენებული იქნას **CTCSS** ან/და **DCS** ტონური მოდულები.

⁴⁷ მართვის მოწყობილობებს განეკუთვნება: რეტრანსლიატორები, კონტროლიორები, ხელსაწყოები და მექანიზმები, რომლებიც მართავენ რადიოარხს (ტელემეტრია).

§77. კავშირის ორგანიზაციის ფორმები

კავშირის ორგანიზაციის ფორმებიდან გამოიყოფა: პირდაპირი კავშირი, დისპეტჩერული სისტემები ან კავშირი რეტრანსლიატორის გამოყენებით, საერთო სარგებლობის სატელეფონო ქსელში ჩართვა, მრავალზონიანი სისტემები. განვიხილოთ თითოეული მათგანი ცალ-ცალკე (დიაგრამა 77.1).

დიაგრამა 77.1. კავშირის ორგანიზაციის ფორმები



პირდაპირი კავშირი

პირდაპირი კავშირი წარმოადგენს კავშირის ყველაზე მარტივ შემთხვევას. მისთვის დამახასიათებელია მოქმედების შემოსაზღვრული რადიუსი, კავშირის ორგანიზაციის სიმარტივე, მინიმალური დანახარჯები. ასეთ რადიოკავშირებს შედარებით ხშირად იყენებენ მშენებლები, ლოკალური ობიექტების დაცვის სამსახურები, ტელეოპერატორთა ჯგუფები, მასიური ღონისძიებების ორგანიზატორები და ა.შ. კავშირის ამ ფორმაში არ გამოიყენება რეტრანსლიატორი, ამიტომ მათი მოქმედების ზონა მცირეა. სისტემის მუშაობისათვის საკმარისია ერთი სიხშირე. მიმღების სადგურების ტიპების მიხედვით შესაძლებელია კავშირის ორი ნაირსახეობის არსებობა:

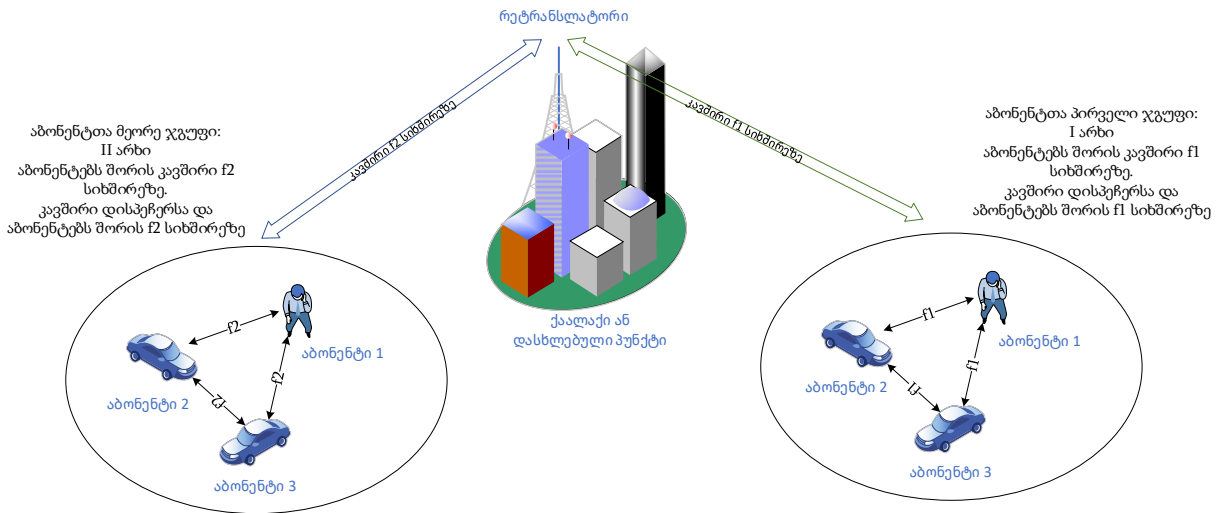
- რადიოკავშირი ინდივიდუალური გამოძახების გარეშე, პრინციპი: „ერთი საუბრობს – ყველას ესმის“.
- რადიოკავშირები ინდივიდუალური და ჯგუფური გამოძახებებით, რომლებშიც შესაძლებელია რამდენიმე ჯგუფის ერთ სიხშირეზე მუშაობა CTSS, DCS ან DTMF მეთოდების გამოყენებით.

დისპეტჩერული სისტემები

სიტყვა დისპეტჩერი გულისხმობს ადამიანის არსებობას კავშირის ორგანიზაციისას. აბონენტი მობილური ტელეფონით, გადასატანი ან სტაციონარი რადიოსადგურიდან ახორციელებს დისპეტჩერული პუნქტის გამოძახებას განსაზღვრულ სიხშირეზე, შემდეგ დისპეტჩერი გადასცემს შეტყობინებას სხვა აბონენტს იმავე ან სხვა სიხშირეზე. დისპეტჩერის ამოცანა იმაში მდგომარეობს, რომ გააკეთოს სიგნალის რეტრანსლირება ან/და გადაანაწილოს გამოძახებები სიხშირული არხების მიხედვით.

მაგალითად: აბონენტი ერთი ჯგუფი მუშაობს f_1 სიხშირეზე (პირველი არხი), ხოლო სხვა ჯგუფი მუშაობს f_2 სიხშირეზე (მეორე არხი). საჭიროება მოითხოვს კავშირი დამყარდეს ამ ჯგუფებს შორის, მაგრამ კავშირი შეუძლებელია. დისპეტჩერული (მრავალარხიანი) რადიოსადგურის გამოყენებისას ინფორმაციის მიღება ხორციელდება პირველი ჯგუფიდან, პირველ არხზე. შემდეგ დისპეტჩერი გადართავს სადგურს მეორე არხზე და გადასცემს ინფორმაციას ეთერში მეორე ჯგუფს (ნახ.77.1).

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები



ნახ.77.1. კავშირის დისპეტჩერული სისტემის სქემა

ასეთი რადიოკავშირისას შეიძლება გამოყენებული იქნას მარტივი რადიოსადგურები რადიოარხების მინიმალური რაოდენობით და ერთი მრავალარხიანი დისპეტჩერული რადიოსადგური.

თუ დისპეტჩერი საჭიროა მხოლოდ კავშირის სიშორის გასაზრდელად, მაშინ ლოგიკური იქნება რეტრანსლიატორის გამოყენება.

დისპეტჩერული პუნქტის სისტემები შედარებით ხშირად გამოიყენება პოლიციის, სახანძრო და სასწრაფო დახმარების სამსახურებში, სადაც დისპეტჩერს მართვის ფუნქციებიც უვალება.

კავშირი რეტრანსლიატორის გამოყენებით

რეტრანსლიატორი, გარდა მისი ძირითადი ფუნქციისა (კავშირის სიშორის ზრდა) საშუალებას იძლევა შეიქმნას კავშირის რთული სისტემები. მართალია თავისთავად რეტრანსლიატორი მხოლოდ მიიღებს და გადასცემს სიგნალს, მაგრამ სწორედ ეს იძლევა უამრავი დამატებითი ფუნქციის განხორციელების შესაძლებლობას. გამოდის, რომ რეტრანსლიატორის საშუალებით სიგნალები სხვადასხვა აბონენტებიდან თავს იყრის ერთ ადგილას, მაშასადამე, შესაძლებელი ხდება მათი გაანალიზება და შეცვლა გადაცემამდე. ეს პროცესი შეიძლება განხორციელდეს სპეციალური კონტროლიორების საშუალებით, რომლებიც უნდა მიუერთდეს რეტრანსლიატორებს.

კონტროლიორები – საკმარისად რთული ელექტრონული მოწყობილობებია, რომლებიც ასრულებენ ბევრ ფუნქციებს, როგორცაა: აბონენტთა იდენტიფიკაცია, სისტემის მართვის შეზღუდვა, ერთი ქსელის ირგვლივ რამდენიმე სისტემის გაერთიანება, კავშირი სატელეფონო ქსელთან და ა.შ.

ჩვეულებრივ, კონკრეტული ამოცანების მქონე რადიოკავშირის ქსელის აგება მნიშვნელოვნად დამოკიდებულია საჭირო კონტროლიორის შერჩევაში. დღეისათვის გვხვდება კონტროლიორები, რომლებიც თითქმის ყველა სახის ამოცანის გადაწყვეტის შესაძლებლობას იძლევა. მათ შორის რადიოკავშირის ქსელის ორგანიზაცია თავისუფალი არხის ავტომატური შერჩევის პრინციპით (გავრცელებული სიტყვა **ტრანკი**), ასევე დაიყვანება რეტრანსლიატორზე სპეციალური ტრანკული კონტროლიორების მიერთებაზე.

საერთო სარგებლობის სატელეფონო ქსელში ჩართვა

ხშირად (თუ ყოველთვის არა) კავშირის სისტემის აგებისას საჭიროა განხორციელდეს ჩართვა საქალაქო სატელეფონო ქსელში. ამ ამოცანის გადაწყვეტის ერთ-ერთი მეთოდი შეიძლება იყოს სატელეფონო ინტერფეისის გამოყენება.

სატელეფონო ინტერფეისის მუშაობის პრინციპი იმაში მდგომარეობს, რომ სატელეფონო ხაზსა და რადიოსადგურს შორის უერთდება მოწყობილობა, რომელიც გარდაქმნის სიგნალებს სატელეფონო ხაზიდან რადიოსადგურისათვის გასაგებ ფორმაში. ეს მოწყობილობა რადიოსადგურის სიგნალებს ანიჭებს ფორმას და სახეს, რომელიც საჭიროა სატელეფონო ქსელის აბონენტთა გამოსაძახებლად. ასე რომ, სააბონენტო რადიოსადგურის მფლობელმა საკმარისია აკრიფოს ინტერფეისში სამუშაო „აღმინისტრატორული“ კოდი (**DTMF** აკრეფით), ხოლო შემდეგ საჭირო ტელეფონის ნომერი. იმისათვის, რომ გამოვიძახოთ რადიოაბონენტი სატელეფონო აპარატით, საჭიროა აკრიფოთ ტელეფონის ნომერი, რომელზედაც მიერთებულია ინტერფეისი, ხოლო შემდეგ აკრიფოთ საჭირო რადიოსადგურის ნომერი.

ამ მეთოდის დადებითი მხარე არის მისი სიიაფე, შეერთების სიმარტივე, შესაძლებლობა გამოყენებული იქნას პრაქტიკულად ნებისმიერი სახის რადიოკავშირებისას, ნებისმიერი რაიოაპარატურით. უარყოფითი მხარე კი – სისტემაში მარტივი შეღწევაა. ნებისმიერი რადიოსადგური, რომელიც **DTMF** კლავიატურით არის აღჭურვილი შეიძლება გავიღეს სატელეფონო ინტერფეისზე. მოსმენილი ან გამიფრული იქნას ინტერფეისთან შეღწევის პაროლი.

შედარებით გავრცელებული სატელეფონო ინტერფეისის მოდელები საშუალებას იძლევიან ერთ ბაზურ მოწყობილობაზე ერთი ციფრით გამოძახებული იქნას (0-დან 9-მდე) ათამდე მოშორებული აბონენტი, ხოლო მობილური აპარატიდან – 10-მდე ბაზური სადგური. არსებობს შედარებით რთული მოწყობილობები, რომლებიც 100-მდე და მეტ მომხმარებელს ემსახურება. თუმცა უმრავლეს რეტრანსლიატორებსა და კონტროლიორებში კავშირი ტელეფონის ქსელთან სტანდარტული ფუნქციებით ხორციელდება.

მრავალზონიანი სისტემები – დიდი ფართობის მომცვლელი სისტემები

ერთ ადგილზე დამონტაჟებული რეტრანსლიატორის გამოყენება ყოველთვის არ იძლევა საშუალებას უზრუნველყოფილი იქნას დაფარვის ფართო ზონა. სწორედ ასეთ შემთხვევებში იქმნება ე.წ. მრავალზონიანი სისტემები.

მრავალზონიანი სისტემა წარმოადგენს ერთზონიანი სისტემების ერთობლიობას, რომლებიც გაერთიანებულნი არიან ერთ საერთო ქსელში. სპეციალური კონტროლიორების საშუალებით ხორციელდება აბონენტთა შორის კავშირი. დასაშვებია ადგილი ჰქონდეს სიხშირულ კონფლიქტებს (სიხშირულ კონფლიქტებს ადგილი ექნება მაშინ, როცა აბონენტი იმყოფება ორი ან მეტი რეტრანსლიატორის მოქმედების ზონაში).

შედარებით გავრცელებულია რადიო-სარელო⁴⁸ (**Trunk**) მრავალზონიანი სისტემები, რომლებიც მუშაობენ **MPT-1327**⁴⁹ და **TETRA** პროტოკოლებზე. ეს სისტემები აბონენტებს სერვისის მაღალ ხარისხს

⁴⁸ რადიო-სარელო სისტემა წარმოადგენს ინფორმაციის შორ მანძილზე გადაცემის ერთ-ერთ ფართოდ გავრცელებულ საშუალებას. სიგნალის გადასაცემად შესაძლებელია გამოყენებული იქნას ერთი ან რამდენიმე შუალედური რადიო-სარელო სადგური (რეტრანსლიატორი).

⁴⁹ MPT-1327 - პირველად გამოქვეყნდა 1988 წლის იანვარში ბრიტანეთის რადიოკომუნიკაციების სააგენტოს მიერ და ძირითადად გამოიყენება გაერთიანებულ სამეფოში, ევროპაში, სამხრეთ აფრიკაში, ახალ ზელანდიაში,

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

სთავაზობს (ინდივიდუალური გამოძახება, დინამიკური ჯგუფები, ტელეფონი, მონაცემთა გადაცემა რადიოარხებზე), მაგრამ ეს სისტემები აგებულების მიხედვით რთულია, ძვირია და რენტაბელურია მხოლოდ აბონენტთა დიდი რაოდენობის შემთხვევაში (დაახლოებით 100-10000 ფარგლებში).

იმ შემთხვევაში, როცა აბონენტთა რიცხვი არ არის დიდი და ტერიტორიულად გადანაწილებულნი არიან სხვადასხვა მხარეს, ამავე დროს არ არის აუცილებლობა მაღალი ხარისხის კავშირის უზრუნველყოფა, მაშინ შეიძლება გამოყენებული იქნას კავშირის „ჩვეულებრივი“ მრავალზონიანი სისტემები.

მრავალზონიანი სისტემების უპირატესობა არის – მათი გამოყენება პრაქტიკულად ნებისმიერი რადიოსადგურისათვის. ეს სისტემები აღჭურვილია **CTCSS** ან **DCS** მეთოდებით. მრავალზონიანი სისტემებში აბონენტის ზონებს შორის გადაადგილების პრობლემა გადაწყვეტილია ე.წ. **როუმინგის** მეშვეობით. როუმინგი ითვალისწინებს სხვადასხვა ზონაში განთავსებული რადიოსადგურების გამოძახებას, აბონენტთა დაყოფას ჯგუფებად, შეერთებას კავშირის სხვა ქსელებთან, მათ შორის სატელეფონო ქსელთან.

მაგალითად, ამერიკული ფირმის Zetron–ის კონტროლიორები **M47MR** კავშირის მრავალმომხმარებლიანი სისტემების შექმნის საშუალებას იძლევა, რომელიც ითვალისწინებს შეერთებას სატელეფონო ქსელთან. კონტროლიორი უერთდება რეტრანსლიატორს და მართავს მის მუშაობას. ყველა კონტროლიორი უერთდება რეტრანსლიატორს მიმდევრობით 4 გამტარიანი სადენით, ან კავშირის სხვა ანალოგური არხის საშუალებით. ყოველ ზონაში რეტრანსლიატორის საშუალებით შეიძლება მუშაობდეს მომხმარებელთა რამდენიმე ჯგუფი. ყოველი ჯგუფის რადიოსადგური პროგრამირდება **CTCSS**–ის საკუთარი ტონით. შესაძლებელია სხვა ზონის რადიოსადგურთან შეერთება, რისთვისაც რადიოსადგურის **DTMF** კლავიატურაზე იკრიფება გამოსაძახებელი ზონის ნომერი. **DTMF**–ის საშუალებით შესაძლებელია აგრეთვე კონკრეტული რადიოსადგურის აბონენტთან ინდივიდუალური გამოძახების განხორციელება.

ამრიგად, დამოუკიდებელი აბონენტთა ჯგუფის ჩართვა საერთო ქსელში, კონკრეტული აბონენტის ან აბონენტთა ჯგუფის გამოძახება (ილენტიფიკაცია), გარეშე მომხმარებლებისაგან დაცვა, აბონენტების მართვა ცენტრალური სადისპეტჩერო სადგურიდან, რეტრანსლიაცია და დაფარვის ზონის გაფართოება, მონაცემთა ციფრული ქსელის ფარგლებში გადაცემა – ყველაფერი ეს არის არასრული ჩამონათვალი, რომელთანაც შეიძლება გვექონდეს ადგილი კავშირის სისტემების ორგანიზებისას. ამ ჩამონათვალს თუ დავუმატებთ რადიოსიხშირეების დეფიციტის საკითხს, გარემომცველ სივრცეში ელექტრომაგნიტური ფონის ზრდას და ფინანსური საშუალებების შემოსაზღვრულობას – გასაგები ხდება თუ რამდენად რთულია რეალობაში ხარისხიანი და საიმედო კავშირის ქსელის რეალიზება. რთულია და ზოგჯერ შეუძლებელიც კი. ჩვეულებრივ ყოველი ამოცანა უნიკალურია და შესაბამისად, მისი გადაწყვეტა ხდება უნიკალური საშუალებებით.

ავსტრალიაში და ჩინეთშიც კი. ბევრ ქვეყანას ჰქონდა ნუმერაციის/მომხმარებლის ინტერფეისის საკუთარი ვერსია, მათ შორის: MPT1343 - დიდ ბრიტანეთში, Chekker (Regionet 43) - გერმანიაში, 3RP (CNET2424) - საფრანგეთში, Multiax - ავსტრალიაში და Gong An - ჩინეთში.

§78. პეიჯერული სისტემები

პეიჯერული სისტემები წარმოადგენს ერთ სიხშირულ ცალმხრივ რადიოსისტემებს. ძირითად იმისათვის გამოიყენება, რომ ადამიანებს შეატყობინონ, რომ მათ ეძებენ. თავდაპირველად პეიჯერული სისტემები ხმოვან შეტყობინებას აგზავნიდა. მოგვიანებით ისინი ტექსტურ შეტყობინებაზე გადააწყვეს. მათ შეეძლოთ შეენახათ რამდენიმე შეტყობინება. პეიჯინგი ხორციელდებოდა ძალიან მაღალ სიხშირეებზე ან ულტრამაღალ სიხშირეებზე. პეიჯინგი ძირითადად იყენებდა **FM-მოდულაციას**. დღეს პრინციპში პეიჯერული სისტემა პოპულარული არ არის, მაგრამ მაინც ზოგიერთი სახელმწიფო სამსახური მას წარმატებით იყენებს.

პეიჯერული სისტემის მრავალი სტანდარტიდან გამოვყოფთ ორ მათგანს, ასე ვთქვათ ყველაზე გავრცელებულ სტანდარტებს. ესენია **POCSAG (Post Office Code Standardization Advisory Group)** - ბრიტანეთის საფოსტო განყოფილების სტანდარტი, და სტანდარტი Motorola's FLEX™ system.

როგორ ხორციელდება პეიჯერული კავშირი? სატელეფონო ხაზით ან თანამგზავრული არხით გადაიცემა შეტყობინება პეიჯერზე. როცა საჭიროა განხორციელდეს პერიჯერული გამოძახება, ტერიტორიის მიხედვით არეალში მოხვედრილი ყველა პეიჯერი აქტიურდება ეთდროულად მიღებაზე. ერთ-ერთმა კომპანიამ (FCC) შეიმუშავა ორმხრივი პეიჯერული კავშირი 900 მგჰც სიხშირეზე, 50 კჰც გატარების სიხშირული ზოლით ერთი მიმართულებით და 12.5 კჰც მეორე მიმართულებით.

§79. მოკლე ტექსტური შეტყობინების სისტემები (SMS - Short Messaging Systems)

მოკლე ტექსტური შეტყობინების სისტემებს შეუძლიათ გადასცენ და მიიღონ 160 სიმბოლომდე ტექსტი (მაგალითის სახით შეიძლება მოვიყვნოთ Western Union-ის ტელეგრამები). სისტემის სტანდარტი ინტეგრირებულია ფიჭურ კავშირგაბმულობის სისტემასთან. შეიძლება შეტყობინების გადაცემა სპეციალური მოდემით ან გადამცემი ხაზით. ევროპაში მას მხოლოდ **GSM** სისტემები იყენებს, ხოლო ამერიკაში მისი გამოყენება უფრო ფართოა და გამოიყენება **AT&T Wireless, Cingular Wireless** და **T-Mobile Wireless Corporation** კავშირის სისტემებში. ეს სისტემები აწარმოებენ ტელეფონებს **SMS**-მოკლე ტექსტური შეტყობინების მხარდაჭერით. სპეციალისტების შეფასებით, მიუხედავად იმისა, რომ დღეს აშშ-ში **SMS**-მოკლე ტექსტური შეტყობინების მომხმარებლები რაოდენობრივად ცოტაა, მთელს მსოფლიოში ყოველთვიურად დაახლოებით 20 მილიარდი **SMS**-შეტყობინება იგზავნება.

განსაკუთრებით პოპულარულია **SMS**-შეტყობინების გაგზავნა/მიღება ფიჭური ტელეფონებით. ტელეფონები აღჭურვილია სპეციალური პროგრამებით, რომელიც გარეშე პირის ჩარევის გარეშე ქმნის პირობებს რათა გამგზავნა - მიმღებთან უშუალო კავშირი დაამყაროს და პირიქით (პირდაპირი კავშირი). შეტყობინება შეიძლება ინახებოდეს ინტერნეტ პროვაიდერის სერვერზე. ერთი სიტყვით, ეს არის ელექტრონული ფოსტა რამდენიმე სიმბოლოს გამოყენებით.

საზოგადოებას შეუძლია **SMS**-შეტყობინებით მართოს სითბო სახლში. დღეს უკვე შეიძლება ელექტროგამათბობლების ჩართვა/გამორთვა, მაცივრის სხვადასხვა ფუნქციების მართვა, ავტომობილების დისტანციური მართვა და ა.შ. თუ რა თქმა უნდა შესაბამისი მხარდაჭერა ექნება ამა თუ იმ საყოფაცხოვრებო და მოძრავ ტექნიკას. პრინციპში **SMS**-შეტყობინების პოტენციალი დიდია. მისი საშუალებით შეიძლება განხორციელდეს გარკვეული ობიექტის პოლიციური მეთვალყურეობა, კერძოდ, სათვალთვალო კამერების ჩაწერა ან სამეთვალყურეო მონიტორინგის პროცესში ყურადღების გამახვილება იმ ობიექტზე, საიდანაც **SMS**-შეტყობინება შემოვა. თანამედროვე სამეთვალყურეო კამერებს აქვს

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

საშუალება ავტომატურად გააგზავნოს შეტყობინება პროგრამულად მითითებულ მისამართზე, თუ მაგალითად მოხდება ობიექტის მონიშნული პერიმეტრის არასანქცირებული გადაკვეთა და ა.შ.

§80. უსადენო კავშირგაბმულობის თაობები

მონაცემთა უსადენო გადაცემის მომსახურებას კომერციული ოპერატორები იმის მიხედვით ახორციელებენ, თუ რომელ თაობას მიეკუთვნება უსადენო სერვისი. არის კითხვის ნიშნები და კამათი იმის შესახებ თუ რა ნიშნებით იყოფა ტექნოლოგიური თაობები ერთმანეთისაგან. თუმცა, ფაქტია, რომ თაობების ძირითადი განმასხვავებელი ნიშანი არის მონაცემთა გადაცემის სიჩქარე. თაობების მიხედვით თუ ვიმსჯელებთ, 2022 წლისათვის საქართველოში გავრცელებულია 2G⁵⁰, 3G და 4G თაობები. ცხრილში 80.1 წარმოდგენილია თითოეული თაობის მოკლე აღწერა.

ცხრილი 80.1. უსადენო კავშირგაბმულობის თაობები

თაობები	სიჩქარე	სიხშირე	სიხშირული ზოლის სიგანე	მოკლე აღწერა
1G	19.2 კბიტ/წმ	150-900 მგჰც	30 კჰც	ანალოგური ფიჭური ტელეფონები (1980-1990)
2G	20 კბიტ/წმ	900/1800 მგჰც	25 მგჰც	ციფრული ტელეფონები. მეორე თაობის სისტემები GSM, iDEN და cdmaOne (1991-2000)
2.5G-3G	20-1000 კბიტ/წმ	1.6-2 გჰც	100 მგჰც	GPRS, 1xRTT, EDGE, EvDO UMTS ტექნოლოგიების დამატებით (2000-2010)
4G	0.1-1 მგბიტ/წმ	2-8 გჰც	100 მგჰც	LTE, WiFi (2010-2020)
5G	1-10 გბიტ/წმ	3-60 გჰც	1000 მგჰც	WWW ⁵¹ (2020-2030)
6G	-	140-320 გჰც	>1 გჰც	პერსპექტივაში: 5G-თან ინტეგრირებული თანამგზავრული კავშირი. ზესწრაფი ინტერნეტი. ჭკვიანი სახლი/ქალაქი
7G	-	-	-	პერსპექტივაში: კოსმოსური როუმინგი, სამყარო მთლიანად უსადენოა.

1G - პირველი თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები

ყველა პირველი ფიჭური კავშირის სისტემა ანალოგური იყო. მათ მიეკუთვნებოდა:

- **AMPS (Advanced Mobile Phone Service** – მობილური კავშირის გაფართოებული სამსახური), მუშა სიხშირით 800 მგჰც,
- **TACS (Total Access Communication Sysytem** - ფართო წვდომის საკომუნიკაციო სისტემა), მუშა სიხშირით 900 მგჰც,
- **NMT-450 და NMT-900 (Nordic Mobile Telephone** - ჩრდილოეთის ქვეყნების მობილური ტელეფონები) მუშა სიხშირით შესაბამისად 450 მგჰც და 900 მგჰც,
- **C-450**, მუშა სიხშირით 450 მგჰც,
- **NTT (Nippon Telephone an Telegraph Sysytem** – სატელეფონო და სატელეგრაფო იაპონური სისტემა), სიხშირული დიაპაზონით 800-900 მგჰც,
- **Radiocom 2000**, მუშა სიხშირული დიაპაზონით 170 მგჰც, 200 მგჰც და 400 მგჰც,
- **NTT (Nippon Telephone an Telegraph Sysytem** – სატელეფონო და სატელეგრაფო იაპონური სისტემა), სიხშირული დიაპაზონით 800-900 მგჰც.

ეს სისტემები სხვადასხვა დროს სხვადასხვა ქვეყანაში დაინერგა, მაგალითად:

⁵⁰ G - სიმბოლო ინგლისური სიტყვის „Generation - თაობა“ პირველი ასოა.

⁵¹ გლობალური უსადენო ქსელი - **WWW (World Wide Wireless Web)**.

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

AMPS - გამოიყენებოდა აშშ-ში, კანადაში, ავსტრალიაში, ცენტრალურ და სამხრეთ აფრიკაში. ამ სტანდარტს უწოდებდნენ, ასევე „ჩრდილოამერიკული სტანდარტს“. ის იმდენად გავრცელებული იყო, რომ მსოფლიოს აბონენტთა ნახევარი სწორედ **AMPS** სტანდარტის აბონენტი იყო. რა თქმა უნდა, დღეს ეს სტანდარტი მორალურად მოძველდა. 2008 წლიდან **AMPS** სტანდარტით სარგებლობა შეწყდა.

TACS სტანდარტის სხვადასხვა მოდიფიკაციით სარგებლობდნენ ინგლისში (**ETACS**), იტალიაში, ესპანეთში, ავსტრიაში, ირლანდიაში, იაპონიაში (**JTACS**). **TACS** სტანდარტი მომხმარებლების რაოდენობით მეორე სტანდარტი იყო. ჯერ კიდევ 1995 წელს მას მსოფლიოში სააბონენტო ბაზის მიხედვით მეორე ადგილი ეკავა.

NMT-450 და **NMT-900** სტანდარტები გამოიყენებოდა სკანდინავიის ქვეყნებში, აგრეთვე სხვა ბევრ ქვეყანაშიც, **C-450** გამოიყენებოდა გერმანიაში და პორტუგალიაში, **RTMS** გამოიყენებოდა იტალიაში, **Radiocom 2000** გამოიყენებოდა საფრანგეთში, ხოლო **NTT კი** - იაპონიაში.

ყველა პირველი თაობის ანალოგურ სტანდარტებში ითვალისწინებდა სიხშირულ მოდულაციას. პირველი თაობის მოძრავ სადგურებს დიდი სიმძლავრე ჰქონდათ (დაახლოებით 3-5 ვტ). სიგნალის გადაცემისას გამოიყენებოდა არხის სიხშირული დაყოფის მეთოდი **FDMA (Frequency Division Multiple Access)**, სიხშირული ზოლის სიგანე სხვადასხვა სტანდარტისათვის შეადგენდა 12.5 კჰც ან 30 კჰც-ს. პრინციპში ანალოგური სისტემების ნაკლიც სწორედ სიხშირული ზოლის მცირე სიგანეში მდგომარეობდა, რაც განაპირობებდა ერთდროული მომსახურების მცირე ტევადობას.

2G - მეორე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები

აშშ-ში **AMPS** ანალოგური სისტემა იმდენად პოპულარული შეიქმნა, რომ მისი პირდაპირი ჩანაცვლება ციფრული სისტემით პრობლემური შეიქმნა. გამოსავალი ნაპოვნი იქნა, როცა შეიმუშავეს ორ რეჟიმის ანალოგურ-ციფრული სისტემები, რომლებიც ერთსა და იმავე სიხშირეზე ანალოგური და ციფრული რეჟიმების ჩანაცვლების საშუალებას იძლეოდა. ამ სტანდარტზე მუშაობა დაიწყო 1988 წელს და 1992 წლისათვის უკვე შემუშავდა **D-AMPS** ან **IS-54 (Interium Standard** - შუალედური სტანდარტი). **D-AMPS** სტანდარტის პრაქტიკული გამოყენება დაიწყო 1993 წელს. ამავე სტანდარტის ანალოგური შეიმუშავეს იაპონიაშიც სახელწოდებით **PDC (Personal Digital Cellular** - პერსონალური ციფრული ფიჭური ქსელი).

ევროპაში სიტუაცია ბევრად რთული იყო სხვადასხვა შეუთავსებელი ანალოგური სტანდარტების არსებობის გამო. გამოსავალი ამ შემთხვევაშიც მოიძებნა და შეიმუშავეს ერთიანი ევროპული სტანდარტი **GSM**, სიხშირული დიაპაზონით 900 მგჰც. **GSM** სტანდარტის პრაქტიკული გამოყენება დაიწყო 1991 წლიდან.

ციფრული ფიჭური კავშირის ქსელის განვითარება ამით არ დასრულებულა. **D-AMPS** სტანდარტი კიდევ უფრო გავრცობილი იქნა, რაც გამოიხატებოდა ზოგიერთი ტექნოლოგიური შეზღუდვების მოხსნაში. გაიზარდა სიხშირული ზოლის სიგანე და დამუშავდა „სუფთა“ ციფრული სტანდარტი **IS-136** (ჩაისხნა ანალოგური სტანდარტი), რომელიც პრაქტიკულად დანერგილი იქნა 1996 წლიდან. ამ სტანდარტმა გააერთიანა **AMPS** და **IS-54** სტანდარტები.

1989 წლიდან **GSM** სტანდარტი გადავიდა ახალ სიხშირეზე 1800 მგჰც. ამ პერიოდშიდან **GSM** სტანდარტს პერსონალური კავშირის სისტემის სახელწოდებითაც მოიხსენებენ. პრინციპში **GSM-1800** მის წინამორბედისაგან **GSM-900**-ისაგან განსხვავდებოდა არა ტექნოლოგიურად, არამედ უფრო მარკეტინგული თვალსაზრისით. ტელეფონებს ამ სტანდარტით ჰქონდათ ბევრად მცირე ზომები და დიდი სიხშირული ზოლის სიგანე. გაიზარდა მობილური ტელეფონების მასიური გამოყენება.

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

რაც შეეხება აშშ-ს, 1800 მგჰც სიხშირე აქ დაკავებული აღმოჩნდა სხვა მომხმარებლის მიერ, ამიტომ გამოინახა სიხშირული დიაპაზონი 1900 მგჰც. ევროპული **GSM** სისტემის ამერიკულ ვარიანტს თავდაპირველად უწოდეს **PCS (Personal Communication System - პერსონალური საკომუნიკაციო სისტემა)**. მისი გამოყენება დაიწყო 1995 წლიდან. მოგვიანებით დამუშავდა **GSM** სისტემის ამერიკული ვერსია **GSM-1900**.

2.5G - ორნახევარი თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები

გაგრძელდა **GSM** სტანდარტის სრულყოფა და დაემატა ახალი სტანდარტი, როგორცაა **GPRS (General Packet Radio Service – საერთო სარგებლობის პაკეტური რადიოკავშირი)**, რომელიც უზრუნველყოფდა მონაცემთა პაკეტურ გადაცემას. **GPRS**-ით შესაძლებელი გახდა მობილურ ტელეფონებს შორის მონაცემთა გაცვლა განხორციელებულიყო **GSM** ქსელსა და გარე ქსელში, მათ შორის ინტერნეტის საშუალებით.

დაემატა აგრეთვე **EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) – GSM** სისტემის მონაცემთა გადაცემის სიჩქარის გაუმჯობესების სტანდარტი, რამაც **GSM** სტანდარტი სრულყო მონაცემთა კოდირების სისტემით. შედეგად შესაძლებელი გახდა დიდი მოცულობის ინფორმაციის გადაცემა ერთ დროით ინტერვალში. ზოგიერთი მოსაზრებით **EDGE** კიდევ უფრო მომდევნო თაობას 2.75G მიეკუთვნება.

რადიოგადაცემის ერთიანი ტექნოლოგია **XRTT (One Times Radio Transmission Technology) – ეფუძვნება CDMA-ტექნოლოგიას**. ის იყენებს პაკეტების კომუტაციის პრინციპს. თეორიულად შესაძლებელია, რომ **XRTT** სტანდარტით კავშირის სიჩქარე იყოს 144 კბიტ/წმ, მაგრამ პრაქტიკაში რეალური სიჩქარე სულ რაღაც 40-60 კბიტ/წმ-ია. **XRTT** იყენებს ლიცენზირებულ რადიოსიხშირეებს და მობილური ტექნოლოგიების მსგავსად ფართოდ არის გავრცელებული.

3G - მესამე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები

მეორე თაობის ციფრული კავშირგაბმულობის სისტემები ეფუძვნება არხის დროითი დაყოფის ტექნოლოგიას **TDMA (Time Division Multiple Access)**. მისგან პრინციპულად განსხვავდება 3G მესამე თაობის ტექნოლოგია, რადგან ეს უკანასკნელი იყენებს არხის კოდური დაყოფის - **CDMA (Code Division Multiple Access) ტექნოლოგიას**. 3G-ს პირველი სტანდარტი შემუშავებული იქნა 1992-1993 წლებში, აშშ-ში და მას ეწოდებოდა **IS-95**, 800 მგჰც სიხშირით. გამოყენება კი დაიწყო 1995-1996 წლებში აშშ-ში, ჰონკონგში და სამხრეთ კორეაში. მოგვიანებით, აშშ-ში ამავე სტანდარტის გამოყენება დაიწყო 1900 მგჰც სიხშირეზე. იაპონიაში განვითარდა პერსონალური ხელის ტელეფონის სისტემა **PHS (Personal Handy-phone System)**, 1800 მგჰც სიხშირით და რომელიც ასევე მიკუთვნება მესამე თაობას.

ევროპაში განვითარდა სტანდარტი **UMTS**, რომლის საფუძველსაც წარმოადგენს **CDMA** ტექნოლოგიის ერთ-ერთი ნაირსახეობა **W-CDMA**. სტანდარტი **UMTS** გავრცელებული იყო საქართველოშიც. ეს სტანდარტი შემუშავებული იქნა იმისათვის, რომ გაერთიანებულიყო **CDMA** და **GSM** სტანდარტები, ხოლო ორივე ქსელში წვდომა ხდებოდა **SIM**-ბარათის საშუალებით. ასე მაგალითად, დაფარვის ზონის მიხედვით კავშირი ხორციელდებოდა ან **CDMA** ან **GSM** სისტემის საშუალებით.

3.5G - სამნახევარი თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები

ამ თაობას მიეკუთვნება მაღალი სიჩქარის პაკეტური გადაცემის სისტემა **HSPA (High Speed Packet Access)**. პრაქტიკულად ის წარმოადგენს **UMTS** სისტემის შემდეგ ეტაპს. **HSPA** პაკეტების გადაცემა ეფუძვნება პაკეტების გადაცემის რეგლამენტირებას საბაზო სადგურიდან აბონენტისაკენ (**HSDPA**) და პაკეტების რეგლამენტირებას აბონენტიდან საბაზო სადგურისაკენ (**HSUPA**).

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

4G - მეოთხე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები

მეოთხე თაობის ტექნოლოგიის პრეტენდენტები არის: **LTE, TD-LTE, Mobile WiMAX, UMB, HSPA+**. დღეისათვის ქსელში მოქმედებს **WiMAX** და **LTE**. პირველი **LTE** ტექნოლოგია დაინერგა სტოკჰოლმსა და ოსლოში. გადაცემის სიჩქარე შეადგენს 382 მგბიტი/წმ, ხოლო მიღების სიჩქარე 86 მგბიტი/წმ-ია. აღსანიშნავია, რომ **WiMAX** სტანდარტს ყველა ოპერატორი არ მიაკუთვნებს მეოთხე თაობას, რადგან ის არ არის ინტეგრირებული წინა თაობის ქსელებში.

5G - მეხუთე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები

მეხუთე თაობის ძირითადი განმასხვავებელი ნიშანი წინა თაობებისაგან არის ფართო სიხშირული ზოლი, რაც ზრდის ერთდროული მომსახურების მოცულობას. ახალი ტექნოლოგია დაინერგა იმისათვის, რომ გაიზარდოს ქსელური ინფრასტრუქტურის ეფექტურობა. ვინაიდან ეს ტექნოლოგია მხოლოდ ახლა ინერგება, რთულია წინასწარ ვთქვათ რა სიჩქარე ექნება მას პრაქტიკაში, თუმცა თეორიულად მოსალოდელია, რომ მისი სიჩქარე იქნება 1-10 გბიტი/წმ შუალედში. 5G ტექნოლოგიის სიხშირული დიაპაზონი 3-60 გჰც-ის ფარგლებშია, რაც მთავარია სიხშირული ზოლის სიგანე დაახლოებით 1000 მგჰც-ის ფარგლებში იქნება.

საქართველოში 5G მობილური კავშირგაბმულობისთვის „რადიოსიხშირული სპექტრის განაწილების ეროვნულ გეგმის“ შესაბამისად გამოყოფილია სიხშირული დიაპაზონი 24.25-27.5 გჰც. ამავდროულად მიხედვით ეროვნულ დონეზე 5G ტექნოლოგიის გამოყენება იგეგმება ელექტრონული საკომუნიკაციო მომსახურების მიზნით, მოკლე დისტანციური რადარების მოქმედებისათვის, ფიქსირებული რადიო-სარელო ხაზების მუშაობისათვის და ა.შ.

6G - მეექვსე თაობის ფიჭური კავშირის სისტემები

5G მეხუთე თაობის სტანდარტის განვითარების და დანერგვის შემდეგ, მეცნიერების ინტერესის ქვეშ მოექცა 6G მეექვსე თაობის სტანდარტების შემუშავება. სპეციალისტები თანხვდებიან იმ მოსაზრებაში, რომ მეექვსე თაობა კიდევ უფრო გაზრდის გადაცემის სიჩქარეს თითქმის 1 ტბიტი/წმ-მდე. ამ თაობამ შეიძლება ხელოვნური ინტელექტის პრაქტიკული რეალიზაციას შეუწყოს ხელი, დაინერგება კვანტური კომუნიკაცია. ზუსტად ინტერნეტის, ჭკვიანი სახლის და ა.შ., მართვა 6G მეექვსე თაობის სტანდარტით ბევრად ეფექტური გახდება.

§81. უსადენო კავშირის სისტემა MMDS⁵²

MMDS თავდაპირველად ცნობილი იყო ფართოზოლოვანი რადიოკავშირის სამსახურის (**BSR-Broadband Radio Service**) სახელწოდებით, აგრეთვე უსადენო კავშირის ტექნოლოგიის სახელწოდებით. მას გამოიყენებენ საერთო სარგებლობის ფართოზოლოვანი ქსელურ ტექნოლოგიებში. ის გამოიყენება ბევრ ქვეყანაში, მათ შორის ყაზახეთში, ბელორუსიასა და რუსეთში. ხშირად მას მცირე დასახლებულ პუნქტებში გამოიყენებენ, სოფლად. თუმცა, ზოგიერთი კომპანია ცდილობდა ქალაქისათვისაც გაეწია მომსახურება, მაგალითად ირლანდიაში, მაგრამ საბოლოოდ 2016 წელს ქალაქისათვის მისი გამოყენება არარენტაბელური აღმოჩნდა და შეწყდა.

MMDS მუშაობს მიკროტალღურ დიაპაზონში 2.3 ან 2.5 გჰჰ სიხშირეზე. სატელევიზიო გადაცემების მიღება და გადაცემა ხორციელდება მიკროტალღური ანტენებით. ანტენა უერთდება გარდამქმნელს, რომელიც სიხშირეს ადაბლებს და აწვდის მიმღებ-გადამცემ მოწყობილობას (მასში გამმართველი ინტეგრირებულია). შემდეგ ციფრული არხები დეკოდირდება სტანდარტული საკაბელო მოწყობილობით, ან უშუალოდ ტელევიზორების მიერ, რომლებსაც ინტეგრირებული ციფრული დეკოდერები გააჩნიათ. სისტემა ჩართულია ინტერნეტთან, ინტერნეტ-მონაცემებთან წვდომა მას აქვს სტანდარტული საკაბელო მოდემით **DOCSIS**, რომელიც ასევე უერთდება მიმღებ-გადამცემის ანტენას (იხ. ნახ.81.1).

MMDS დაყოფილია 33 არხად. თითოეული 6 მგჰჰ სიხშირული ზოლით. რომელიმე ციფრული სამუწყებლო კომპანია შეიძლება ფლობდეს ერთ ან რამდენიმე არხს, რომელსაც იყენებს თავისი კომერციული საქმიანობისათვის. თითოეული არხის სიჩქარე არის 30.34 მგბიტ/წმ 64QAM (6 ბიტისანი კვადრატული მოდულაცია) მოდულაციისას, 42.88 მგბიტ/წმ-ში 256QAM (8 ბიტისანი კვადრატული მოდულაცია) მოდულაციისას. კოდური შეცდომების პირდაპირი კორექციის გამო, აგრეთვე სხვა ტექნოლოგიური ფაქტორების გამო, ფაქტიური სიჩქარე შეადგენს 27 მგბიტ/წმ-ში 64QAM მოდულაციისას და 38 მგბიტ/წმ-ში 256QAM მოდულაციისას.

პერსპექტივაში იგეგმება **MMDS** ტექნოლოგიის ჩანაცვლება ახალი ტექნოლოგიით, რომელიც ითვალისწინებს სიხშირული ზოლის სიგანის ცვლილებას, აგრეთვე სიხშირული დიაპაზონის შეცვლას 2.150-2.162 გჰჰ-ზე. სპეციალისტები ვარაუდობენ, რომ ეს ცვლილებები შეიძლება არათავსებადი აღმოჩნდეს სტაციონარულ მიმღებ-გადამცემ მოწყობილობებთან.

უსადენო კავშირის სისტემები **MMDS** საშუალებას იძლევა უზრუნველყოფილი იქნას ფართოზოლიანი რადიოარხის გამოყენება კავშირისას **MMDS** ტექნოლოგიით. კავშირის კვანძს წარმოადგენს აბონენტი – „კლიენტი“.

ერთმანეთისაგან მოშორებულ აბონენტებს შეიძლება წარმოადგენდეს როგორც ცალკეული სამუშაო ადგილები, ასევე ლოკალური ქსელები. რადიოკავშირის მაკავშირებლის როლში გამოიყენება ე.წ. საკაბელო მოდემი სრული კომპლექტით, რომელიც შეიცავს ანტენურ-ფიდერულ გადაცემ მოწყობილობებს.

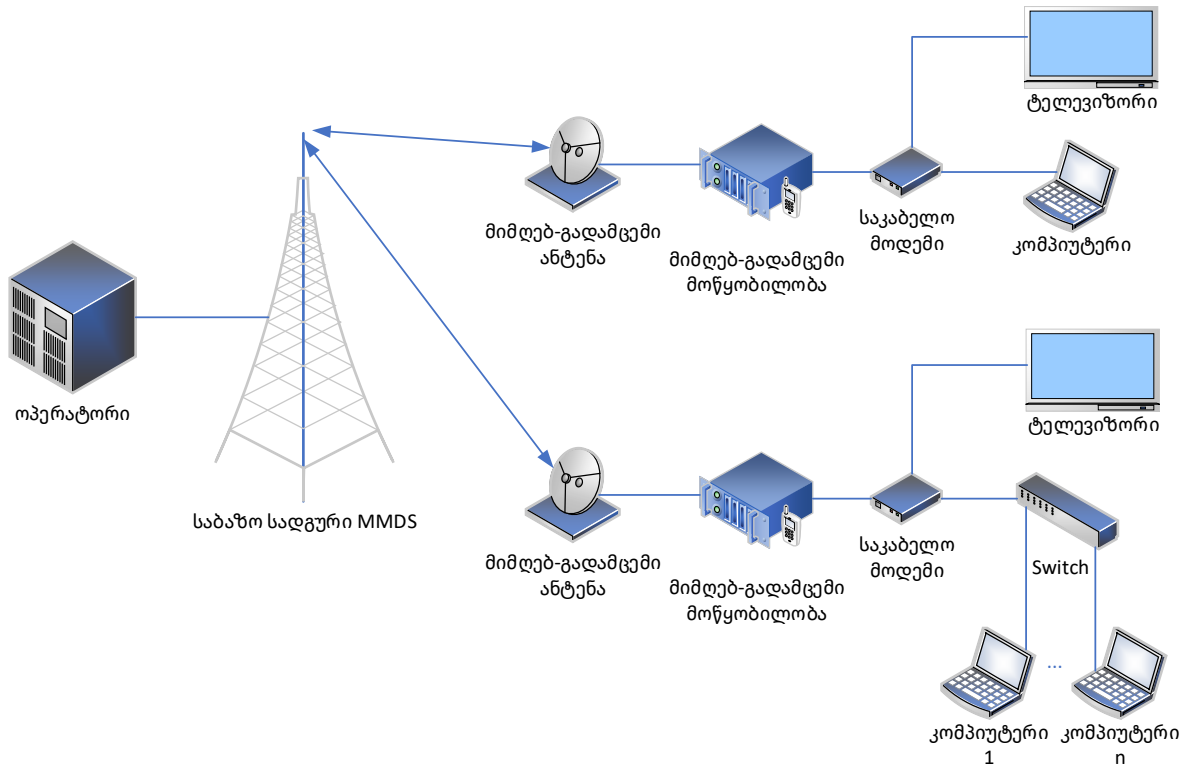
უსადენო კავშირის სისტემის **MMDS** –ის დადებითი მხარე არის:

- გადაცემის მაღალი სიჩქარე;
- გადასაცემი მონაცემების კონფიდენციალურობა;
- მისაღები ფასი;
- უმნიშვნელო ექსპლუატაციური დანახარჯები;

⁵² მრავალარხიანი მრავალწერტილიანი გავრცელების სამსახური - **MMDS (Multichannel Multipoint Distribution Service)**.

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

- კლიენტის განლაგების ადგილის შეცვლის შესაძლებლობა მისთვის დამატებითი აპარატურის შეძენის გარეშე;
- მრავალარხიანი სატელევიზიო ეთერის მიღების შესაძლებლობა.



ნახ.81.1. კავშირის სქემა MMDS სისტემით

MMDS სისტემები პირველ რიგში ორიენტირებულია ტელემაუწყებლობის საჭიროებიდან გამომდინარე, რომლებშიც არ მოითხოვებოდა ორმხრივ მიმართული გადაცემების გარხორციელება. ამ სისტემების გამოყენებით Internet-ის მომსახურების შეთავაზება მომხმარებლებისათვის ოპერატორების მრიდან მოითხოვს მრავალი პრობლემის გადალახვას, რომელიც ადრე არ შეგვხვდრიდა. ეს არის ქსელი შემდეგი ტოპოლოგიით „წერტილი – ბევრი წერტილი“ და წარმოადგენს იდეალურ საშუალებას დიდი, მასიური საოფისე ცენტრების, სასტუმროების მომსახურების თვალსაზრისით. **MMDS** სისტემა, რომელიც მხოლოდ ერთი ყველგან მიმართული ანტენური სისტემისაგან შედგება, შეუძლია მომსახურების განხორციელება 10 მილი (16 კმ) რადიუსის ფარგლებში ორი არხის გავლით.

მაგრამ პროვაიდერებს, რომლებიც Internet-თან უსადენო კავშირის განხორციელებას ახდენენ სჭირდებოდათ საიმედო, ეკონომიური და ეფექტური ინტერაქტიული (ე.ი. უკუარხის მქონე) სისტემები. მათ უნდა შეერჩიათ მრავალმისამართიანი ქსელის ოპტიმალური პროტოკოლი. შედეგად **MMDS**-ის ფართოზოლიანი ქსელის ფარგლებში აბონენტებს შეუძლებოდათ ელექტრონული ფოსტითა და Internet – პროგრამებით სარგებლობა.

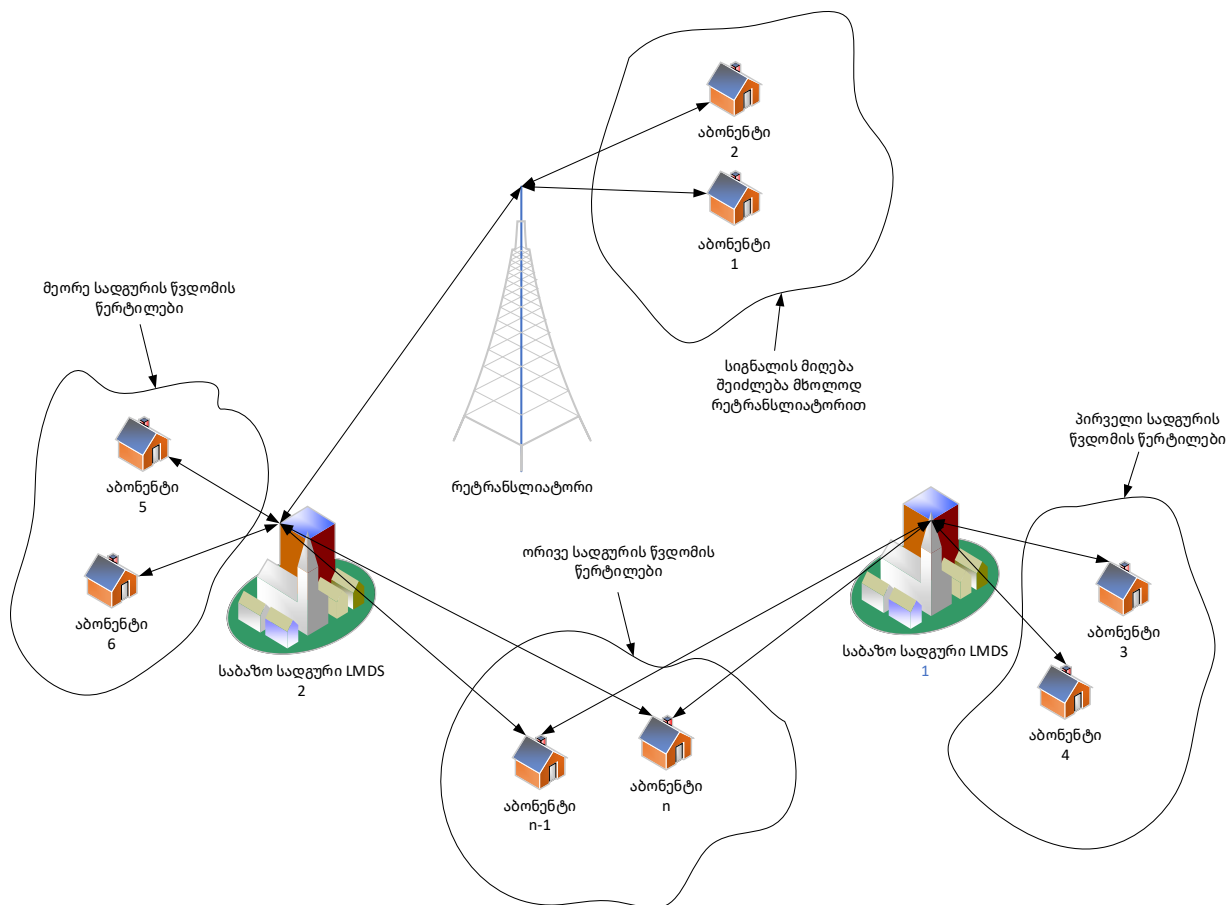
MMDS სისტემებისადმი წაყენებული იქნა ახალი მოთხოვნა, უზრუნველყოფილიყო ინტერაქტიული უკუკავშირი. უკუარხი ფორმირდება ქსელის საკაბელო სისტემის საშუალებით. ამ მიზნით სატელეფონო არხების გამოყენება მნიშვნელოვნად გაართულებდა პროტოკოლების სტრუქტურას (**TCP** პროტოკოლთან შედარებით) და საჭირო გახდებოდა ქსელის ცენტრალურ ოფისში დამატებით სპეციალური აპარატურის განთავსება, რომელსაც ტექნიკურად უნდა გაემართა მონაცემთა ორმხრივი გაცვლა.

§82. უსადენო კავშირის სისტემა LMDS⁵³

ტექნოლოგია **LMDS** თავდაპირველად შემუშავებული იქნა ციფრული ტელევიზიისათვის. ის ჩაფიქრებული იყო, როგორც სტაციონარული უსადენო ტექნოლოგია „წერტილი - ბევრი წერტილი“ ტოპოლოგიით (იხ. ნახ.80.1).

მთლიანობაში **LMDS** სისტემის დანახარჯები საკაბელო სისტემის დანახარჯებთან შედარებით ნაკლებია, ხოლო გადაცემის სიჩქარე ლიცენზირებულ სიხშირეებზე, კერძოდ: 10, 26, 28, 38 მგჰც–ზე აღწევს – 45 მგბიტ/წმ–ში. მაღალი სიხშირეების გამოყენება ზღუდავს კავშირის სიშორეს, შესაბამისად, **LMDS**–ის მოქმედების ტიპური რადიუსი 3-8 კმ–ია. ამავე დროს ყოველ შემთხვევაში დიაპაზონში დასაშვები სიხშირული ზოლის დიაპაზონი არის შედარებით ფართო ვიდრე 2.4 ან 5 გჰც სიხშირეებზე.

გადაცემის სიგნალის ზრდას განაპირობებს ის გარემოებაც, რომ კავშირი მყარდება უძრავ ობიექტებს შორის. მიმღებ/გადამცემს, რომელთანაც კავშირს ამყარებს აბონენტის ხელსაწყო, გააჩნია ფიქსირებული ადგილმდებარეობა. როგორც წესი **LMDS** სისტემების ანტენები მონტაჟდება შენობების სახურავებზე, რათა გადამცემ და მიმღებ მოწყობილობებს შორის კავშირი ხორციელდებოდეს პირდაპირი ხედვის არეში. ამ ტექნოლოგიის ნაკლოვან მხარეს წარმოადგენს მისი მაღალი მგრძობელობა ატმოსფეროს მიმართ: მაგალითად, ნალექი წვიმის სახით ძლიერად ამახინჯებს მილიმეტრულ სიგნალს.



ნახ.82.1. კავშირის სქემა LMDS სისტემით

⁵³ ლოკალური მრავალპუნქტიანი სადისტრიბუციო სერვისი - **LMDS (Local Multipoint Distribution Service)**.

LMDS სისტემებში გამოიყენება დაბალი სიმძლავრის მიმღები და გადამცემი მოწყობილობები, ეფუძვნება სიხშირულ მოდულაციას. ამ სისტემებში არხთა შორის 20 მგჰც–იანი სიხშირულ გადაფარვას აქვს ადგილი. **LMDS**–ის არქიტექტურა სიხშირული სპექტრის მაღალეფექტური გამოყენების საშუალებას იძლევა. მობილური კავშირის მრავალი ტექნოლოგიის ანალოგიურად, რომლებიც დაფუძნებული არიან ორთოგონალურად პოლარიზებული სიხშირე–მოდულირებულ სიგნალებზე, **LMDS** იყენებს სიგნალების სივრცით დაყოფას.

2000 წელს შესაბამისი ტექნოლოგიების ბაზარზე გამოჩნდა **LMDS** სერვისის მოდიფიცირებული ვარიანტი, რომელიც სიგნალის ორმხრივი მიმართულ გადაცემას ითვალისწინებდა, რამაც გზა გაუხსნა ინტერაქტიული რადიოკავშირის სისტემებს.

შეიძლება ვიფიქროთ, რომ სწორედ ეს ტექნოლოგია მისცემს საშუალებას მილიონობით მომხმარებელს მთელს მსოფლიოში გამოიყენონ კავშირისას მულტიმედია მონაცემები, რადგან **LMDS**–ი თავსებადია Internet–ში მუშაობისადმი, ვიდეო-კონფერენციებსა და სხვა სახის მაღალსიჩქარიანი ნაკადისადმი.

მაგრამ, დღეისათვის ჯერ–ჯერობით, მიუხედავად მომავალი პერსპექტივისა, ფიქსირებული, ფართოზოლიანი სისტემები არ გვევლინება ვიდეო და ხმოვანი მომსახურების, აგრეთვე მონაცემთა მაღალსიჩქარიანი გადაცემის ეფექტურ საშუალებად. პრაქტიკაში დაფუძნებული **LMDS**–სისტემები იძულებულნი არიან დაამტკიცონ არსებობისათვის მათი უფლება, მაშინ როდესაც, ამ სისტემების წამყვანმა მწარმოებლებმა Nortel და ADC – საერთოდ შეწყვიტეს **LMDS**–მოწყობილობების წარმოება.

§83. უსადენო ფართოზოლოვანი კავშირის სტანდარტი 802

უსადენო **LAN** ტექნოლოგიები სწრაფად ხდება ინტეგრირებული საზოგადოებრივი მომსახურების ინფრასტრუქტურაში. ეს ტექნოლოგიები მუშაობს 2 გჰც-ზე მაღალ სიხშირეებზე, უზრუნველყოფენ მონაცემთა გადაცემას 54 მგბიტი/წმ სიჩქარით ძალიან მოკლე დიაპაზონის კომუნიკაციებს. უსადენო **LAN** ტექნოლოგიები სიგნალის დაფარვას ახორციელებს ე.წ. ოპერატიული „ცხელი წერტილები“ საშუალებით.

ცენტრალურ „საბაზო სადგურს“, რომელიც ემსახურება ცხელ წერტილს, ეწოდება უსადენო წვდომის წერტილი (**WAP**)⁵⁴. **WAP**-ები ჩვეულებრივ უკავშირდებიან სადენიან ქსელს სტანდარტული კავშირის საშუალებით, როგორცაა 10- ან 100-baseT ტერმინალები. ტერმინალები, როგორც წესი, დაკავშირებულია **WAP**-თან მარტივი უსადენო ბარათით, რომელიც ჩართულია **PCMCIA**⁵⁵ სლოტში.

LAN ტექნოლოგიას ხშირად მოიხსენებენ **802.11** სტანდარტების სახელწოდებით, რომელიც შემუშავებული იქნა ელექტროტექნიკისა და ელექტრონიკის ინჟინერთა ინსტიტუტის მიერ (IEEE). ცხრილი 83.1-ზე წარმოდგენილია **802.11** სტანდარტის პროტოკოლები.

ყველაზე გავრცელებული ქსელი, რომელიც ფართოდ დაინერგა არის **802.11b**. ამ ქსელს ამონტაჟებენ როგორც საჯარო, ისე კერძო სექტორებში. **WAP**-ის საშუალებით შესაძლებელია სწრაფად გაიცვალოს დიდი რაოდენობით ინფორმაცია (მოხსენებები, კონფერენციები და ა.შ.). **WAP**-ებს ათავსებენ საზოგადოებრივი თავშეყრის ადგილებში, საგანმანათლებლო დაწესებულებებში და ა.შ.

ელექტრონული მოწყობილობების ერთმანეთთან დასაკავშირებლად ფართოდ დაინერგა, აგრეთვე, **Bluetooth** ტექნოლოგია.

⁵⁴ უსადენო წვდომის წერტილი - **WAP (Wireless Access Point)**.

⁵⁵ პერსონალური კომპიუტერის მეხსიერების ბარათების საერთაშორისო ასოციაცია - **PCMCIA (Personal Computer Memory Card International Association)**.

ცხრილი 83.1. IEEE 802.11 სტანდარტი და პროტოკოლები

პროტოკოლი	სიხშირე (გჰც)	სიჩქარე და აღწერა	ფიზიკური გარემო	სტანდარტი დასრულებულია?
a	5	6 - 54 მგბიტი/წმ	+	+
b	2.4	1 - 11 მგბიტი/წმ	+	+
e	-	მომსახურების ხარისხის სტანდარტი	-	-
f	-	წვდომის წერტილებს შორის თავსებადობის სტანდარტი	-	+
g	2.4	>24 მგბიტი/წმ	+	-
h	-	სიხშირის და სიმძლავრის დინამიკური მართვის სტანდარტი	-	-
i	-	წვდომის წერტილის უსაფრთხოების გაფართოებული სტანდარტი	-	-
l	-	ქსელური ავთენტიფიკაციის სტანდარტი	-	+

Bluetooth მუშაობს ორ დონეზე. ძირითად ფიზიკურ დონეზე ეს არის რადიოსიხშირული სტანდარტი, რომელიც მუშაობს 2.45 გჰც სიხშირეზე. არხის დონის განმსაზღვრელი სტანდარტი უზრუნველყოფს მონაცემთა გაცვლის თანმიმდევრობას და შეზღუდვებს. **Bluetooth** ტექნოლოგია ფართოდ დაინერგა დისტანციური მართვის პულტებში. ის შეიქმნა იმისათვის, რომ იმუშაოს ადამიანის ჩარევის გარეშე. მისი სიმძლავრე სულ რაღაც 1 მილივატია, ხოლო მოქმედების რადიუსი რამდენიმე მეტრი.

MMDS და **LMDS** სისტემების გავრცელების შემაფერხებელი ერთ-ერთი პრობლემა – **საერთო სტანდარტის** არ არსებობაა, რომელიც მის კონკურენტებს, საკაბელო ტელევიზიას და **DSL**⁵⁶–ტექნოლოგიის მწარმოებლებს მოგვარებული აქვს. ფართოზოლიანი, ფიქსირებული უსადენო მომსახურების პროვაიდერებმა ჯერ-ჯერობით ვერ შეიმუშავეს ერთიანი სტანდარტი. ერთნი ეყრდნობიან კომბინირებულ მიდგომას, რომელიც ეფუძვნება ვექტორულ ორთოგონალურ სიხშირულ მულტიპლექსირებასა და ქსელებში მონაცემთა გადაცემის ტექნოლოგიას (VOFDM/DOCSIS), მეორენი – ეყრდნობიან მოდულაციის სქემებს, მაგალითად კვადრატული ამპლიტუდის მოდულაციას (**QAM**), ხოლო რიგი პროვაიდერებისა ამჯობინებენ დაპატენტებულ ტექნოლოგიებს. ასეთი სხვადასხვაობა ჯერ-ჯერობით ხელს უშლის **LMDS**–ტექნოლოგიის ფართო დანერგვას.

მეცნიერები ვარაუდობენ, რომ სტანდარტიზაციის პრობლემა მოგვარებას ექვემდებარება. 1999 წელს **IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers - ინჟინერთა ინსტიტუტი ელექტრობასა და ელექტრონიკაში)**⁵⁷ – ფარგლებში გამოჩნდა მუშა ჯგუფი **802.16**, რომელმაც მიზნად დაისახეს სტანდარტიზაციის ამ სფეროში დაამყარონ წესრიგი. მათი ამოცანაა თავი მოუყარონ სატელეკომუნიკაციო სივრცეში არსებული **MMDS** და **LMDS**–ტექნოლოგიებს და შეიმუშაონ ერთიანი სტანდარტი.

თავდაპირველად **IEEE**–ს ჯგუფმა **802.16** ყურადღება გაამახვილეს სიხშირულ დიაპაზონებზე 28 და 30 გჰც, თუმცა მოგვიანებით შეიმუშავეს ახალი მიდგომა, რომლითაც განისაზღვრა მუშა სიხშირული დიაპაზონი 2.5 გჰც. სპექტრის ეს შედარებით დაბალსიხშირული ნაწილი დაეთმო საკაბელო ვიდეოს

⁵⁶ **DSL (Digital subscriber line)** – ციფრული სააბონენტო ხაზი, მიეკუთვნება ციფრული ტექნოლოგიების ოჯახს, რომელიც განკუთვნილია სატელეფონო ხაზით ციფრული მონაცემების გადაცემისათვის.

⁵⁷ **IEEE** - წარმოადგენს პროფესიულ ასოციაციას ელექტრულ ინჟინერიასა და ელექტრონიკაში. მისი კორპორატიული ოფისი განთავსებულია ნიუ-იორკში (აშშ), ხოლო ოპერაციული ცენტრი პისკატაუეში (ნიუ-ჯერსი, აშშ). **IEEE** დაარსდა 1963 წელს ორი ინსტიტუტის შეერთების საფუძველზე (ინჟინერ-ელექტრიკოსების ამერიკის ინსტიტუტი და რადიოინჟინერების ამერიკის ინსტიტუტი).

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

მომსახურებას, რომელიც საბოლოოდ ძლიერ დაიჩაგრა თანამგზავრული ტელევიზიის მხრიდან. თანამგზავრული ტელევიზია თავსებადია Internet-თან, და ციფრულ ვიდეო მომსახურებასთან. რადგან **MMDS**-ის მოქმედების რადიუსი დაახლოებით 50 კმ-ს უდრის, ამიტომ არც თუ დიდი რაოდენობის ანტენების საშუალებით შეიძლება დაფარული იქნას ფართო მეგაპოლისის ტერიტორია.

ჯგუფი 802.16 კიდევ ერთ მიმართულებას ამუშავებს ინტენსიურად, რომელიც შეეხება სპექტრის არალიცენზირებული სიხშირული დიაპაზონის გამოყენებას. არალიცენზირებული სიხშირეების გამოყენების აქტუალობა განპირობებულია იმით, რომ ლიცენზირებული სიხშირეების დიაპაზონში **LMDS** და **MMDS** სისტემების მფლობელების რიცხვი საკმარისად მცირეა. მოცემულ შემთხვევაში საუბარი შეეხება 5 და 6 გჰც სიხშირეებს. აქ **802.16** ჯგუფი აქტიურად თანამშრომლობს **IEEE**-ს მეორე ჯგუფთან **802.11**⁵⁸.

მუშა ჯგუფის **802.16** ამოცანაა რადიოინტერფეისების სტანდარტიზაცია და დამატებითი ფუნქციების შემუშავება. **IEEE**- ტექნოლოგიის ფარგლებში **802.16** ჯგუფში 3 ქვეჯგუფი მუშაობს, რომლებიც ამუშავებენ შემდეგ სტანდარტებს:

- **IEEE 802.16.1** – შეიმუშავებს რადიოინტერფეისის სიხშირეთა დიაპაზონში 10 - 66 გჰც;
- **IEEE 802.16.2** – ახდენენ სხვადასხვა ფართოზოლიანი უსადენო სისტემების თავსებადობის საკითხების დამუშავებას;
- **IEEE 802.16.3** – შეიმუშავებს რადიოინტერფეისის ლიცენზირებულ სიხშირეთა დიაპაზონში 2 - 11 გგჰც.

დღეისათვის პროგრესი შეიმჩნევა პირველი ჯგუფის საქმიანობაში, რადგან მათი შედეგები ეხება თავისუფალ (ჯერ კიდევ დაუკავებელ) სიხშირულ დიაპაზონს.

სამივე ჯგუფი ეყრდნობა განყენებულ ეტალონურ მოდელს. **802.16** ჯგუფის მიერ მომავალში შემუშავებულმა სტანდარტმა უნდა უზრუნველყოს: აბონენტების მიმღებებს შორის კავშირი, ამ თვალსაზრისით შეიძლება მოგვევლინოს რაიმე განმსოლოებული ხელსაწყო ან ქსელი (მაგ: **LAN** ლოკალური ქსელი, **IP**-ტელეფონი) და რადიო-სარელეო ქსელი და ინტერნეტი.

ეტალონურ მოდელში გამოიყენება სამი რადიოინტერფეისი. პირველი განსაზღვრავს კავშირს აბონენტის მიმღებ/გადამცემსა და ბაზურ სადგურს შორის, ამავე დროს კავშირი მათ შორის სრულად ეფუძვნება **802.16** სტანდარტს. მეორე – განსაზღვრავს კავშირს აბონენტის მიმღებ/გადამცემსა და ქსელის სადენებთან, რომლითაც ისინი ჩართული არიან ქსელში. ეს არის აბონენტის ქსელური ინტერფეისი (**SNI**)⁵⁹ და ბაზური სადგურის ქსელური ინტერფეისი (**BNI**)⁶⁰. ამ ინტერფეისების თავისებურებები არ წარმოადგენს **802.16** სტანდარტის განხილვის საგანს, თუმცა ისინი ჩართულნი არიან ეტალონურ მოდელში იმის გამო, რომ აბონენტისა და ბაზური ქსელების (იგივე რაც **ATM**)⁶¹ ინტერფეისები გავლენას ახდენენ რადიოინტერფეისის ტექნოლოგიის შერჩევაზე.

და ბოლოს მესამე ინტერფეისი – ეხება რეტრანსლიატორების ფაკულტატიურ სარგებლობას. რადიოინტერფეისის სპეციფიკაცია ითვალისწინებს რეტრანსლიატორების გამოყენებას ან ხელ-

⁵⁸ **IEEE 802.11** წარმოადგენს **IEEE 802** ტექნიკური სტანდარტების ნაწილს ლოკალური ქსელებისათვის (**LAN – Local Area network**). ის განსაზღვრავს საკომუნიკაციო საშუალებების წვდომის სტანდარტებს (**MAC- Media Access Control**) და ფიზიკური დონის (აპარატურული დონე **PHY**) თავსებადობას უსადენო კომპიუტერული ქსელის (**WLAN- Wireless Computer Area Network**) რეალიზაციის მიზნით.

⁵⁹ აბონენტის ქსელური ინტერფეისი- **SNI (Subscriber Network Interface)**.

⁶⁰ ბაზური სადგურის ქსელური ინტერფეისი - **BNI (Base Station Network Interface)**.

⁶¹ გადაცემის ასინქრონული რეჟიმი - **ATM (Asynchronous Transfer Mode)**.

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

შემშლელი ფაქტორების გარშემოვლისათვის საჭირო ამრეკლი საშუალებების მონტაჟს. რადიოსიგნალს გავრცელების გზაზე შეიძლება შეხვდეს ხელშემშლელი ფაქტორები, ამიტომ ამრეკლი საშუალება და რეტრანსლიატორები (repeaters) გარკვეულწილად უზრუნველყოფენ სიგნალის მიერ ამ დაბკოლების გარშემოვლას.

პროტოკოლი

არქიტექტურა **802.16** განსაზღვრავს 4 დონის პროტოკოლს. დაბალი დონის პროტოკოლები შეესაბამება ეტალონური მოდელის (OSI) ფიზიკურ დონეს (PHY). სწორედ ამ დონეზე სრულდება ისეთი ოპერაციები, როგორცაა სიგნალების კოდირება და დეკოდირება, გენერაცია და პაკეტების სათაურების წაშლა (სინქრონიზაციის მიზნით), ცალკეული ბიტების გადაცემა და მიღება. სამომავლოდ 802.16 სტანდარტში გათვალისწინებული იქნება სიგნალის გარემოში გავცელებასთან და სინშირულ დიაპაზონთან დაკავშირებული პარამეტრებიც.

მაღალი დონის პროტოკოლები აკონტროლებენ აბონენტებთან, ან იგივე ხელმომწერებთან მომსახურების საკითხებს. აქ შედის პაკეტების (კადრების) გადაცემა და კონტროლი (**MAC - Media Access Control**).

პროტოკოლი **802.16 MAC** განსაზღვრავს გადაცემის პროცედურის ინიციალიზაციას რადიოარხის გავლით აბონენტის ან ბაზური სადგურის მხრიდან. ვინაიდან ზოგიერთი შემთხვევაში დონე (ისეთი, როგორცაა **ATM**) საჭიროებს სერვისის განსაზღვრული ხარისხის მხარდაჭერას (**QoS**)⁶², ამიტომ **MAC**–პროტოკოლის მიერ გათვალისწინებული უნდა იქნას გამოყოფილი რადიოარხების ჯამური რაოდენობის ტევადობა კონკრეტული მომსახურების განხორციელებისას. დაღმავალი მიმართულებით (ბაზური სადგურიდან აბონენტისაკენ) სიგნალის გადაცემისას, არსებობს მხოლოდ ერთი გადამცემი სადგური და შესაბამისად, **QoS** სერვისის რეალიზაცია **MAC**–პროტოკოლის დონეზე საკმაოდ მარტივია. მაგრამ სიგნალის აღმავალი მიმართულებით (აბონენტიდან სადგურისაკენ) ტრანსპორტირებისას იქმნება კონკურენტული გარემო აბონენტების მოწყობილობებს შორის გადამცემ გარემოში შედრევის მიზნით, რაც მნიშვნელოვნად ართულებს **MAC**–პროტოკოლის მუშაობას.

MAC–პროტოკოლის შემდეგ საფეხურს წარმოადგენს ე.წ. **კონვერგენციის დონე**, რომლის ფუნქციებიც დამოკიდებულია შემოთავაზებული სერვისის ხასიათზე. კერძოდ, მასზე შეიძლება მინიჭებული იქნას კადრების ან მონაცემთა ბლოკების (**PDU**)⁶³ ინკაპსულაცია.

ცალკეულ შემთხვევებში, მაგალითად ციფრულ, აუდიო და ვიდეო–ტრაფიკთან მუშაობისას შეიძლება კონვერგენციის დონის გამოტოვება და შესაბამისი ნაკადი გადაცემული იქნას უშუალოდ სატრანსპორტო დონეზე. თუმცა ის ზედა დონეების მომსახურებები, რომლებიც **PDU** სტრუქტურას სარგებლობენ, საჭიროებენ კონვერგენციის დონის პროტოკოლის არსებობას.

ფართოზოლიანი სერვისი

802.16–ისადმი მოთხოვნების ფორმულირება შეიძლება ასე ჩამოვყალიბოთ: მან აპარატურულად მხარი უნდა დაუჭიროს ფართოზოლიან სერვისულ მომსახურებას. კერძოდ, **802.16**–ინტერფეისი თავსებადი უნდა იყოს გადაცემის სიჩქარესთან და **QoS** დონესთან, რომლებიც **ATM** ან **IP** ქსელებში არის გათვალისწინებული, ან აღნიშნული ინტერფეისი თავსებადი უნდა იყოს ხმისა და ვიდეო სიგნალის გადაცემისათვის საჭირო გამტარუნარიანობასთან.

⁶² მომსახურების ხარისხის მხარდაჭერა - **QoS (Quality of service)**.

⁶³ პროტოკოლის მონაცემთა ერთეული - **PDU (Protocol data unit)**.

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

ფართოზოლიანი მომსახურებისადმი სპეციალური მოთხოვნები ფორმულირებულია **802.16.1** – ინტერფეისში, სადაც შემოთავაზებულია სამი სახის მომსახურება: **არხების კომუტაცია; ცვლადი სიგრძის პაკეტების მართვა და ფიქსირებული სიგრძის პაკეტების/უჯრების მართვა**. მათ შორის პირველი ტიპის სპეციფიკა ცხადი ხდება მისი დასახელებიდან. მეორე ტიპის სპეციფიკა ორიენტირებულია **IP, frame relay** და **MPEG-4** პაკეტებთან სამუშაოდ. მესამე ტიპის სპეციფიკა კი – ითვალისწინებს **ATM** ქსელებთან თავსებადობას. ფართოზოლიანი მომსახურების აღწერისას ძირითად პარამეტრს წარმოადგენს: **მონაცემთა გადაცემის სიჩქარე, გადაცემის შეცდომების სიხშირე და ერთმიმართულებიანი გადაცემის მაქსიმალური შეფერხება**.

MAC–დონე

802.16 ინტერფეისის გავლით გადასაცემი მონაცემები წარმოადგენს **MAC**–კადრების თანმიმდევრობას. არ შეიძლება მათი აღრევა **TDMA (Time Division Multiple Access)** კადრებთან, რომლებიც შედგება დროითი სლოტების ერთობლიობისაგან. ყოველი დროითი სლოტი გამოყოფილია განსაზღვრული აბონენტისათვის. დროითი სლოტი **TDMA** შეიძლება შეიცავდეს ერთ **MAC** კადრს, რამდენიმე ასეთ კადრს ან კადრის ნაწილს. დროითი სლოტები, რომლებიც განეკუთვნება რომელიმე კონკრეტულ აბონენტს ქმნიან ლოგიკურ არხს, რომლითაც გადაიცემა **MAC**–კადრები.

802.11 MAC–პროტოკოლი ორიენტირებულია კავშირის დამყარებაზე. ყოველი **MAC**–კადრი შეიცავს შეერთების იდენტიფიკატორს, რომლითაც **MAC**–პროტოკოლი მიაწვდის მონაცემებს აღრესატს.

სერვისული ნაკადის კონცეფცია – გადამწყვეტია **MAC**–პროტოკოლის ფუნქციონირების თვალსაზრისით, რადგანაც სწორედ სერვისული ნაკადები წარმოადგენს აღმავალი და დაღმავალი გადაცემების კონტროლის მექანიზმს. კერძოდ, ისინი გამოიყენება ბაზური სადგურის მიერ ცალკეული სერვისის შესასრულებლად საჭირო ზოლის წილის გამოყოფის პროცესში.

ფიზიკური დონე

802.11 PHY–სპეციფიკაციებით გათვალისწინებულია დაღმავალი არხების „წერტილი–ბევრი წერტილი“ და აღმავალი არხების „ბევრი წერტილი – წერტილი“ სტრუქტურები. ასე, მაგალითად: აღმავალი მიმართულებით სიგნალის გადაცემისას გამოიყენება დროითი შემჭიდროებისადმი მრავალმხრივი თავსებადობის სქემები. ეს უკანასკნელი შევსებულია მოთხოვნის შესაბამისად, გამტარ–ზოლის გამოყოფის ალგორითმით **DAMA (Demand Assignment Multiple Access)**. ეს ალგორითმი საშუალებას იძლევა ქსელები ოპტიმალური გზით ადაპტირებული იქნას „კლიენტთა“ მხრიდან მუდმივად ცვლადი მოთხოვნებისადმი. კომბინაცია **DAMA-TDMA** უზრუნველყოფს დროითი სლოტების დინამიკურ გამოყოფას ცალკეული ლოგიკური არხის მიერ.

დაღმავალი მიმართულების ტრაფიკის გადაცემისას გათვალისწინებულია ორი რეჟიმი: ერთი მათგანი ითვალისწინებს მიმართული ნაკადების ტრანსპორტირებას (აუდიო და ვიდეო), ხოლო მეორე – ცვლადი ინტენსიობის ტრაფიკის ტრანსპორტირებას (**IP**–პაკეტები):

პირველ შემთხვევაში ლოგიკურ არხთან შედგენის მიზნით გამოიყენება დროითი მულტიპლექსირების მეთოდი (TDM)⁶⁴, ხოლო აღმავალ და დაღმავალ ტრაფიკებს შორის გამტარობის ზოლის განაწილება წარმოებს არხების დუპლექსურ-სიხშირული დაყოფით (Frequency Division Duplexing, FDD)⁶⁵.

მეორე შემთხვევაში გამოიყენება ზემოთ აღწერილი DAMA-TDMA სქემა, ხოლო ურთიერთსაწინააღმდეგო მიმართულებით გადაცემული სიგნალის დაყოფის მიზნით ტრაფიკის გაყოფისათვის კი ალგორითმები FDD (დუპლექსურ-სიხშირული დაყოფა) და TDD (დუპლექსურ-დროითი დაყოფა)⁶⁶.

§84. უსადენო კავშირის ოპტიკური არხები (ოპტიკა თავისუფალ სივრცეში FSO-Free Space Optics)

თავისუფალ სივრცეში ოპტიკური კომუნიკაცია (FSO) არის ოპტიკური საკომუნიკაციო ტექნოლოგია, რომელიც იყენებს თავისუფალ სივრცეში სინათლის გავრცელებას ტელეკომუნიკაციის ან კომპიუტერული მონაცემების უსადენოდ გადასაცემად. „თავისუფალი სივრცე“ ნიშნავს ჰაერს, ატმოსფეროს, ვაკუუმს. FSO არ გამოიყენება მყარ გარემოში (გამტარები, ოპტიკურ-ბოჭკოვანი სადენები და სხვ.). FSO - წარმოადგენს ტექნოლოგიას, რომელიც სინათლის წყაროს სახით იყენებს მრავალსიხვიან ლაზერულ რეცეპტორს. ლაზერული რეცეპტორი, ჩვეულებრივ, FSO გადამცემის შუაში მონტაჟდება. სურ.84.1⁶⁷-ზე FSO გადამცემი, რომლის შუა ნაწილში ლინზის ფორმის დიდი რგოლი არის სწორედ რეცეპტორი.



სურ.84.1. 8-სიხვიანი ლაზერული არხი, რომელიც გათვლილია 1 გბიტი/წმ-სიჩქარით ინფორმაციის გადასაცემად. შუაში დიდი ლინზა წარმოადგენს რეცეპტორს, ხოლო გადამცემი მცირე ზომის ლინზის მაგვარი, რომელიც განთავსებულია მარჯვენა ზედა კუთხეში

თუკი პირველი FSO-მოწყობილობები უზრუნველყოფდნენ კავშირის სიჩქარეს წამში რამდენიმე ათეული მეგაბაიტის ოდენობით, თანამედროვე პირობებში უმრავლესი კომერციული პროდუქტი საშუალებას იძლევა მონაცემთა ტრანსლირება მოხდეს 45 გბიტი/წმ –დან – 2.5 გბიტი/წმ–დე.

აღსანიშნავია, რომ ლაბორატორიულ პირობებში ზოგიერთმა მწარმოებელმა (მაგალითად: TeraBeam და Lucent Technologies) უკვე შეძლო მიედწია სიჩქარის ფანტასტიკურ ნიშნულამდე 160 გბიტი/წმ.

ასეთი შთამბეჭდავი შედეგის მიუხედავად FSO-სისტემების კომერციული პროდუქტი მხოლოდ გასული საუკუნის 90-იან წლებში გამოჩნდა. მაგალითად: მხოლოდ გერმანიაში 1996 წელს ამ სისტემებზე მოთხოვნა 16-ჯერ გაიზარდა წინა წლებთან შედარებით.

⁶⁴ მულტიპლექსირება დროითი დაყოფით - TDM (Time-division multiplexing) — ეს არის დამოუკიდებელი სიგნალების მიღება-გადაცემის მეთოდი ერთი საერთო სიგნალის ტრაქტით. ის ხორციელდება გადამრთველების სინქრონიზაციით ყოველი გადაცემის ბოლოს. ამ მეთოდით ორი ან მეტი ციფრული ან ანალოგური სიგნალი გადაიცემა ერთი საერთო არხით. მისი გამოყენება შეიძლება, როცა ბიტური სიჩქარე აღემატება სიგნალის გადაცემის სიჩქარეს. მულტიპლექსირების ეს მეთოდი დამუშავებული იქნა 19-ე საუკუნის ბოლოს ტელეგრაფული სისტემებისათვის, მაგრამ თავისი გამოყენება ციფრულ სიგნალებშიც ჰპოვა.

⁶⁵ დუპლექსურ-სიხშირული დაყოფა - FDD (Frequency Division Duplexing).

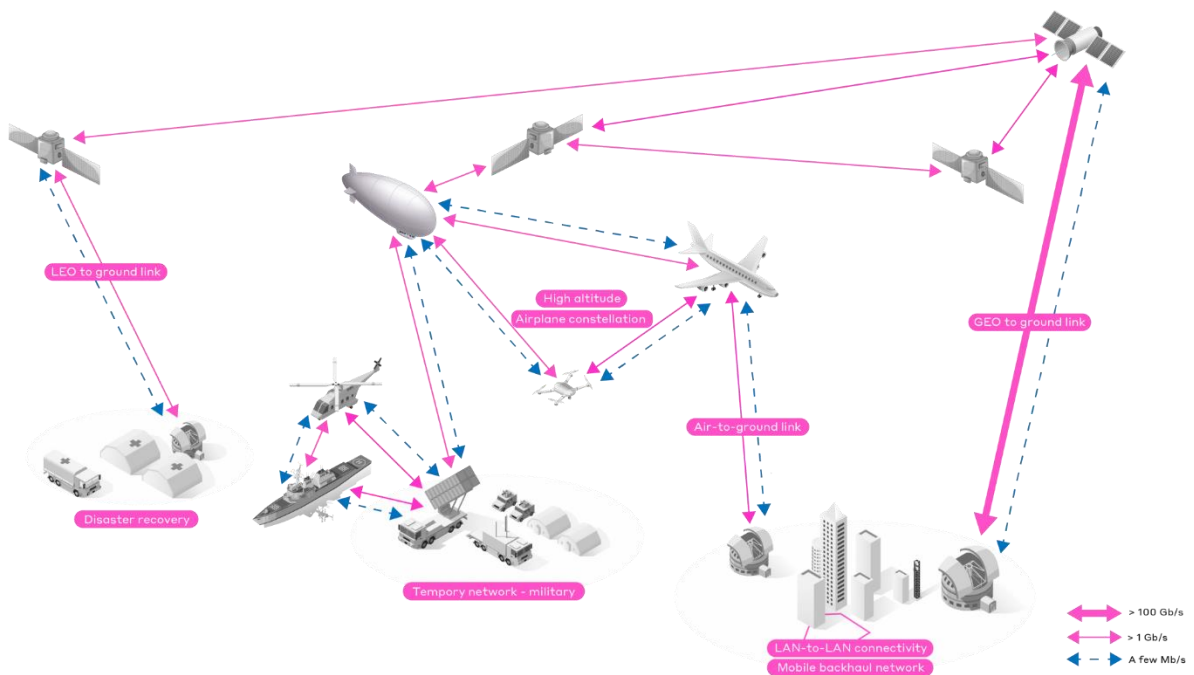
⁶⁶ დუპლექსურ-დროითი დაყოფა -TDD (Time Division Duplexing).

⁶⁷ https://en.wikipedia.org/wiki/Free-space_optical_communication

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

FSO–ტექნოლოგიის ჩრდილიდან გამოსვლა განპირობებულია შემდეგი მიზეზებით. პირველ რიგში შეიქმნა აუცილებლობა რეალური მაღალეფექტური ლოკალური და გლობალური ქსელების შექმნისა. მეორეც, ლაზერული ტექნოლოგია გახდა საიმედო და გამოირჩეოდა მაღალი საექსპლუატაციო პერიოდით, დაახლოებით 5 და მეტი წელი. ამ გარემოებებმა მიმზიდველი გახადა **FSO**–სისტემები რენტაბელურობა კომერციული თვალსაზრისით გამოყენებისადმი.

„თავისუფალი“ ოპტიკის ძირითადი იდეა იმაში მდგომარეობს, რომ მან უნდა უზრუნველყოს ინფორმაციის გადაცემა მოდულირებული სინათლის ტალღების საშუალებით, პრაქტიკულად ისევე, როგორც ოპტიკურ–ბოჭკოვანი კაბელები. ამასთან, აღსანიშნავია, რომ სინათლის სხივი იმყოფება ინფრაწითელ დიაპაზონში (თვალისათვის უხილავ დიაპაზონში). ამ დიაპაზონს იყენებს აგრეთვე ისეთი მოწყობილობა, როგორცაა მობილური ტელეფონების **IrDA**–მოდემი⁶⁸. ჩვეულებრივ სინათლის გამომსხივებელი სისტემები (ლაზერი და შუქდიოდი) **FSO**–ხელსაწყოებში მუშაობენ 700-950 ნმ (315-428 ტპც) დიაპაზონში. თუმცა ბოლო პერიოდში სულ უფრო ხშირად გვხვდება მოწყობილობები, რომლებიც ორიენტირებულია 1300 და 1550 ნმ დიაპაზონებში სამუშაოდ. ასე, რომ **FSO**–სისტემები თავსებადია ოპტიკურბოჭკოვან **DWDM**⁶⁹-სისტემებთან.



ნახ.84.170. FSO ტექნოლოგიის გამოყენების სქემა, ისრების სისქე მიუთითებს კავშირის სიჩქარეზე, მაქსიმალური სიჩქარე 100 გბიტი/წმ, მინიმალური რამდენიმე მგბიტი/წმ

ფაქტიურად **FSO**–სისტემების დიაპაზონი შერჩეული იქნა ლაზერებისა და ოპტიკურბოჭკოვანი სისტემების მუშა დიაპაზონებიდან. სინათლის სხივი მინიმალურ მილევას განიცდის მინის ბოჭკოვან

⁶⁸ ინფრაწითელი მონაცემების ასოციაცია - (**IrDA - The Infrared Data Association**) — ეს არის ჯგუფი, რომელიც შეიქმნა 1994 წელს დაახლოებით 50 კომპანიის მიერ. **IrDA** წამოადგენს ინფრაწითელი უსადენო კომუნიკაციის პროტოკოლთა და სპეციფიკაციათა სრულ კრებულს.

⁶⁹ ტალღის სიგრძის დაყოფით მულტიპლექსირება (**DWDM - Dense wavelength-division multiplexing**) — ეს არის ოპტიკურ-ბოჭკოვანი კაბელების მულტიპლექსირება, რომელიც ზრდის ოპტიკურ-ბოჭკოვანი კაბელების გამტარუნარიანობას.

⁷⁰ <https://axiomoptics.com/application/free-space-optical-communications/>

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

კელეში, რამაც ხელი შეუწყო ლაზერული ტექნოლოგიების მასიურ დანერგვას სწორედ ამ დიაპაზონში. განსხვავება ოპტიკურბოჭკოვან სისტემებსა და FSO-სისტემებს შორის მდგომარეობს მხოლოდ მათი გავრცელების გარემოში. მაგალითად: ოპტიკურბოჭკოვანი სისტემებისათვის – ეს გარემო არის ბოჭკოვანი მინა, ხოლო FSO-სისტემებისათვის კი – ღია ატმოსფერო.

შეიძლება ითქვას, რომ სწორედ მონაცემთა გადაცემის გარემოში იმალება ოპტიკური სისტემების ბევრი უპირატესობა. მკვრივი გარემოს არ არსებობამ FSO-სისტემები გამოყენების თვალსაზრისით მნიშვნელოვნად გააიაფა. მაგალითად, აშშ-სა და დასავლეთ ევროპაში, ქალაქში 2 კილომეტრიანი და 155 მგბიტი/წმ-ში სიჩქარის FSO-შეერთების ორგანიზების ხარჯი დაახლოებით შეადგენდა 20000 \$-ს, მაშინ როდესაც, ანალოგიური ოპტიკურ-ბოჭკოვანი არხის აგების ხარჯი 5-10-ჯერ ძვირი ჯდება.

FSO-ტექნოლოგიის მეორე პლიუსი არის ის, რომ მსოფლიოს ბევრ ქვეყანაში რაიმე შეზღუდვა ან ლიცენზირებული პირობები ლაზერების ატმოსფეროში მუშაობის თვალსაზრისით, არ არსებობს, რადგან ლაზერული მოწყობილობის სიხშირული დიაპაზონი რადიოდიაპაზონის მახლობლადაა 400-600 გჰც (რადიოდიაპაზონის საზღვრები რეგულირებას ექვემდებარება).

სინათლის მკვეთრი მიმართულების გამო თითქმის მთლიანად გამორიცხულია რაიმე დამატებითი შემაფრხველებელი ფაქტორები, რომლებიც შეიძლება გამოწვეული იყოს სხვა უსადენო ლაზერული სისტემების არსებობითა და მუშაობით. ხელშემშლელი სიგნალების აღმოჩენა და მათი უარყოფითი გავლენის შემცირება მიმღებ-გადამცემ სისტემებზე აქტუალობას არ კარგავს (განსაკუთრებით მაგალითად 2.4 გჰც დიაპაზონში მომუშავე რადიოსისტემებისათვის. ეს დიაპაზონი ფართოდ გამოიყენება IEEE 802.11 ტექნოლოგიის მქონე რადიომოწყობილობების მიერ).

თითქმის ყველა უსადენო სისტემა საშუალებას იძლევა ძლიან მცირე დროში დამყარდეს კავშირი და უკუკავშირი. FSO-სისტემები მთლიანად გამორიცხავენ საკაბელო ინფრასტრუქტურისათვის დამახასიათებელ დამატებით შრომას. ერთადერთი რაც საჭიროა – უნდა განთავსდეს ელექტრონული მიმღებ-გადამცემი მყარ და მდგრად ადგილას (შენობის სახურავი, სპეციალური ანძა) და განხორციელდეს მისი შეერთება მულტიპლექსორთან/გარდამქმნელთან (ჩვეულებრივ ის შენობაში მონტაჟდება), აგრეთვე საჭიროა მიმღებ/გადამცემ მოწყობილობასთან მიყვანილი იქნას სადენები კვების წყაროდან. ასეთი ტიპის ქსელის გამართვა შესაძლებელია მოკლე დროში (სულ რაღაც 1-2 დღე).

FSO-ტექნოლოგიის კიდევ ერთი დადებითი ატრიბუტი არის მაღალი დაცვა სხვადასხვა გარეშე ჩართვებისადმი. ეს განპირობებულია პირველ რიგში იმით, რომ მონაცემთა გადაცემა ხორციელდება ძალიან ვიწრო სხივით, რაც განაპირობებს გამოსხვივების არ არსებობას სხვა მიმართულებით, რომლებიც სინათლის ნაკადის მდ-ში არ აისახება. მეორეც, ლაზერული სხივი აბსოლუტურად უნილავია, ამიტომ მისი აღმოჩენა საკმარისად რთულია. მაშინაც კი თუ ვინმე აღმოაჩენს სხივის მიმართულებას და შეეცდება ინფორმაციის მოხსნას სპეციალური ხელსაწყოების საშუალებით, მგრძნობიარე მიმღები აუცილებლად დააფიქსირებს სიმძლავრის დაცემას, რასაც აუცილებლად მოჰყვება კავშირის გაწყვეტა, ხოლო დაცვის სისტემის არსებობის შემთხვევაში ჩაირთვება განგაშის სიგნალი.

უსადენო ლაზერულ-ოპტიკურ სისტემებს გააჩნიათ უარყოფითი მხარე. სპეციალისტები გამოყოფენ ორ ძირითად პრობლემას: მონაცემთა დამუშავების მცირე დროს და გამომსხვივებელი ელემენტის (ლაზერი, შუქდიოდი) მოქმედების შეწყვეტას და სიგნალის გადაცემის სიშორის ძლიერ დამოკიდებულებას ამინდზე. ამ პრობლემებისადმი FSO-სისტემები მდგრადია 99,7%-ით, რომელიც ზოგიერთი სამომხმარებლო სისტემებისათვის მიუღებელი აღმოჩნდა. მაგალითად, პროვადერული ქსელებისათვის, FSO-სისტემების მდგრადობის ეს პროცენტული მაჩვენებელი მიუღებელი აღმოჩნდა, რადგან მსგავსი პროცენტული მაჩვენებელი მიუთითებდა ქსელის არამუშა მდგომარეობაში ყოფნას წელიწადში დაახლოებით 27 საათის განმავლობაში.

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

დღეისათვის პირველი პრობლემა თითქმის გადაწყვეტილია – ლაზერული დიოდები, თითოეული 100 მვტ სიმძლავრემდე, კომპლექსურად უზრუნველყოფენ მონაცემთა დამუშავების მცირე დროს და გამოსხივების უწყვეტობას დაახლოებით 150 000 სთ განმავლობაში (პრაქტიკულად 15 წელი). **FSO** – სისტემებში გამოყენება ჰპოვეს აგრეთვე **APC (Adaptive Power Control)** სქემებმა, რომლებიც მართავენ გამოსხივების სიმძლავრეს ატმოსფერული პირობების შესაბამისად (მაგალითად: კარგ ამინდში გამოსხივების სიმძლავრე მინიმალურია). ასეთი სქემები საშუალებას იძლევიან გაიზარდოს ლაზერული მოწყობილობების სიცოცხლის ხანგრძლივობა და საიმედოობა.



სურ.84.2. LaserBit Pico 100 მგბიტი/წმ ორარხიანი ოპტიკური გადაცემი ხაზი. საშუალებას იძლევა 100 მ-დე დამორებული ობიექტები დააკავშიროს ერთმანეთთან

რაც შეეხება გადაცემის სიშორის ზრდის გავლენას ამინდის პირობებზე, ეს საკითხი ჯერ-ჯერობით რჩება აქტუალური.

სინათლის ლაზერული სიგნალის ჩახშობას ახდენს სველი თოვლი, წვიმა, ნისლი და ქარი. ამასთან, ნისლი (განსაკუთრებით დაბურული) ჩამოთვლილთაგან ყველაზე ძლიერ შემოქმედებს **FSO**–სისტემების მოქმედების რადიუსზე, რადგანაც ატმოსფეროში დაკიდებული წყლის მოლეკულები ძლიერ აფერხებენ ფოტონების მოძრაობას. ამასთან, სინათლის გავრცელებას შეიძლება ხელი შეუშალოს გადამფრენმა ფრინველებმაც ან სხვა ფაქტორებმა, რომლებიც ელემენტარულად, გზას გადაუდობავენ უხილავ ლაზერულ სხივს.

თუმცა უნდა აღინიშნოს, რომ წვიმიან ამინდში **FSO**–სისტემები შედარებით უკეთ მუშაობენ, ვიდრე კავშირის რადიო-სარელეო ხაზები. ეს უკანასკნელნი გამოიყენებენ 18-64 გჰც დიაპაზონს. მაგალითად, ძლიერი წვიმისას (როცა წვიმის დონე 75 მმ/წმ-ში) **FSO** - ლაზერულ სისტემა ფარავს დაახლოებით 2 კმ-დე მანძილს, მაშინ როდესაც რადიო-სარელეო ხაზებით ასეთი მანძილის დაფარვა, ამავე პირობებში, პრაქტიკულად შეუძლებელია.

დღეისათვის **FSO** – სისტემების საიმედოობის გაზრდის მიზნით იყენებენ სხვადასხვა მეთოდებს, როგორცაა სიგნალის სიმძლავრის გაზრდა, სარეზერვო რადიოარხების გამოყენება, მრავალსხივიანი სისტემების გამოყენება და ა.შ. ასე მაგალითად, მრავალსხივიანი სისტემები საშუალებას იძლევიან რამდენჯერმე გაიზარდოს კავშირის საიმედოობა, თუნდაც იმიტომ, რომ უმრავლეს შემთხვევაში ხელშემშლელ ფაქტორებს (ფრინველს ან მტვერის ნაწილაკს) არ შეუძლია გადაუკეტოს გზა ერთდროულად ყველა სხივს.

საინტერესო შემთხვევას წარმოადგენს, როცა ინტეგრირებულია უსადენო ოპტიკა **FSO** – სისტემა და რადიოსარელეო ხაზი. რადიოსისტემები მუშაობენ მნიშვნელოვნად დიდ ტალღის სიგრძეზე, ვიდრე **FSO**–სისტემები, ამიტომ მათი კომბინირება უკეთ გადალახავს დაბურული ნისლის მქონე გარემოს. ასეთი კომბინაციით შექმნილი მოწყობილობის მდგრადობა საშუალოდ 1 კმ მანძილზე – 99,999%–ს შეადგენს (ე.ი. წელიწადში სისტემა არამუშა მდგომარეობაში იქნება მხოლოდ 5 წუთი). პრაქტიკამ აჩვენა, რომ იმ რეგიონებში, სადაც წლის განმავლობაში დიდი რაოდენობის ნალექი მოდის (მაგალითად ლონდონი, ბათუმი) **FSO** – სისტემების მრავალი ნაირსახეობა უზრუნველყოფს სტაბილურ კავშირს 2 კმ მანძილამდე.

უსადენო FSO–სისტემების აგება

უსადენო ოპტიკური კავშირის არხის ასაგებად საჭიროა მომორებული ოფისების შენობებში განთავსდეს ლაზერული მიმღებ/გადამცემი მოწყობილობები პირდაპირი ხედვის არეში. ამასთან, გარე აპარატურა აუცილებელია საფუძვლიანად დამაგრებული იყოს, რათა ვიბრაციებმა (მაგალითად,

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

გამვლელმა ტრანსპორტმა ან ძლიერმა ქარმა) არ დაარღვიოს სხვის ფოკუსირება. ოპტიკური მიმღებ/გადამცემი ყველაზე ხშირად უერთდება შიდა ბლოკს ოპტიკური კაბელის საშუალებით (უკიდურეს შემთხვევაში, შესაძლებელია სპილენძის მავთულითაც შეერთების განხორციელებაც). შიდა ბლოკი გამტარ სადენებს უერთდება სხვადასხვა ინტერფეისით - 10/100/1000 Ethernet, V.35, E1/E3, G.703/G.704, OC-12/OC-48 და სხვა.

შემდეგ საქმე დადის ხელსაწყოების შექნამდე. სატელეკომუნიკაციო ბაზარზე სხვადასხვა მახასიათებლების მქონე FSO–სისტემები არსებობს. მაგალითად, მოშორებულ ფილიალებს შორის ქსელის გაერთიანების და მაღალსიჩქარიანი კავშირის რეალიზაციის შესაძლებლობას იძლევა ხელსაწყო LaserBit, რომელსაც აწარმოებს ფირმა LaserBit Communications (სურ.84.2⁷¹). მოდელი LB-5000 საშუალებას იძლევა განვახორციელოთ მაღალსიჩქარიანი კავშირი (100 ან 150 მგბიტ/წმ) 5 კმ მანძილზე. ეს მოდელი შეიცავს და გამოიყენებს 4 ლაზერულ დიოდს. ლაზერული მოწყობილობის სიმძლავრე იცვლება 50–დან 150 ვტ–მდე. ამ მოწყობილობების კორპუსი და დეტალები დამზადებულია სპეციალური ალუმინის შენადნობისაგან, რომელიც მოწყობილობას უნარჩუნებს ხანგრძლივი ექსპლუატაციის ვადას.



სურ.84.3. LightPointe, FlightSpectra, 155 მგბიტ/წმ

თავის მხრივ კომპანია PAV Data Systems–ის მიერ წარმოებული ხელსაწყო SkyNet, SkySell საშუალებას იძლევა პირდაპირი ხედვის არეში დამყარდეს კავშირი 4 კმ მანძილამდე. SkyNet ATM-4000 გამოიყენებს სამლაზერიან გადამცემს გამო-მავალი სიხშირით 300 მჰტ. გადაცემის სიხშირე შეადგენს 155 მგბიტ/წმ.

კომპანია LightPointe მომხმარებელს სთავაზობს ხელსაწყოს FlightSpectra, რომელიც მონაცემთა გადაცემას ახორციელებს 52, 155, 622 მგბიტ/წმ და 1.25 გბაიტ/წმ სიჩქარეებით (სურ.84.3⁷²). კავშირის სიშორე 4 კმ–მდეა. მაქსიმალური სიჩქარის მისაღწევად ხელსაწყოებში გამოიყენება სპეციალური ოპტიკური გამაძლიერებელი EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier).

მაღალსიჩქარიანი უსადენო ოპტიკური კავშირის განხორციელების მიზნით გამოიყენება აგრეთვე კორპორაცია FSONA–ს პროდუქცია SONAbeam 155M (სიჩქარე – 155, 622 ი 1028 მგბიტ/წმ, კავშირის სიშორე - 10 კმ.), კომპანია AirFiber–ის პროდუქცია Hybrid FSO/Radio, რომელიც აერთიანებს ოპტიკურ და რადიო-სარელეო კავშირის სისტემებს (სიჩქარე – 1.25 გბაიტ/წმ), ფირმა MRV–ს მიერ წარმოებული პროდუქცია TereScope 1000 (გააჩნია Gigabit Ethernet ინტერფეისი, კავშირის სიშორე - 2 კმ) და სხვა.

მართალია დღეისათვის FSO–ტექნოლოგია არ განიცდის ისეთ ბუმს, როგორც უსადენო Wi-Fi–სისტემები, მაგრამ თანდათანობით ფართოვდება ბაზარზე მის მიმართ მოთხოვნილება. საინტერესოა, რომ Merill Lynch–ის მონაცემებით 2005 წელს უსადენო ოპტიკური სისტემების ბრუნვამ ბაზარზე შეადგინა 2 მილიარდი დოლარი.

შეიარაღებასა და თავდაცვის სფეროში ოპტიკური ტექნოლოგიების მწარმოებელი ორგანიზაციებიდან შეიძლება აღვნიშნოთ: Vodafone, Sprint, Verizon და სხვა. ცნობილია, რომ პირველად მსოფლიოში გიგაბიტური ოპტიკური უსადენო ქსელი გამკვებული იქნა ლონდონში 1999 წელს, სადაც გამოყენებული იქნა CableFree აპარატურა.

⁷¹ https://www.telcostock.co.uk/Pico_p/700.htm

⁷² <http://www.laseroptronics.com/products.cfm/product/27-179-0.htm>

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

საქართველოში FSO–სისტემები ახლა ინერგება. ყოველ შემთხვევაში ცნობები ამ სისტემების გამოყენების შესახებ უმნიშვნელოა.

§85. თანამგზავრული კავშირი

პირველი ტელეფონები **Inmarsat** იყო მძიმე და დიდი ზომის. მათი საშუალებით მობილური კავშირის დამყარებას სჭირდებოდა დაახლოებით 5 წუთი. დღეს ყველაფერი გამარტივდა და როგორც Iridium, ასევე Inmarsat-Extreme (სურ.85.1⁷³) სისტემები თავისუფლად თავსდება ჯიბეში, მათი საშუალებით კავშირი მყარდება სულ რამდენიმე წამში, ხოლო მობილური ტელეფონები **Globalstar** იწონიან 300-400 გრამს და ძალიან წააგავს ტრადიციულ ფიჭურ ტელეფონებს.

თანამგზავრული ტელეფონები, რომლებიც მობილურ ტელეფონებს წააგავს შეიძლება გამოყენე-



სურ.85.1. ტელეფონები თანამგზავრული კავშირისათვის: ა) Inmarsat, ბ) Iridium Extreme, გ) GlobalStar

ბული იქნას ხმელეთზე მოგზაურობისას, ხოლო შედარებით დიდი ზომის თანამგზავრული აპარატები **Inmarsat** (იგი შეიცავს ანტენურ კომპლექსს და მისი წონა დაახლოებით 3 კგ–ია) შეიძლება გამოყენებული იქნას საკუთარი იახტით ან სხვა სატრანსპორტო საშუალებით მოგზაურობისას.

თანამგზავრული სისტემები

Inmarsat — არის თანამგზავრული კავშირის ბრიტანული სისტემა, რომელიც მომხმარებელს გლობალურ მობილურ მომსახურებას სთავაზობს. ეს კომპანია 2019 წლამდე ოფიციალურად ეკუთვნოდა ლონდონის საფონდო ბირჟას, ხოლო 2019 წელს შეიძინა კომპანია „Connect Bidco“-მ.

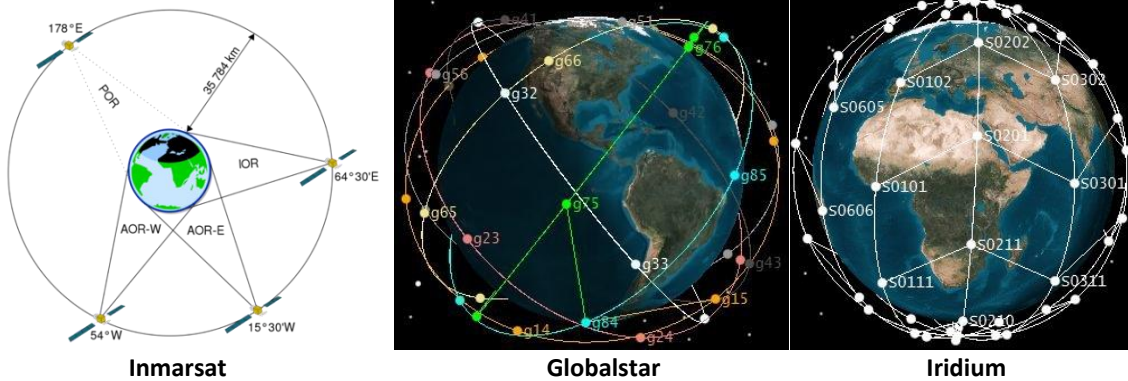
Inmarsat სისტემებში გამოიყენება 4 მაღალორბიტალური (სიმაღლე 35 875 კმ დედამიწის ზედაპირიდან. იხ. ნახ.85.1 **Inmarsat**⁷⁴) ეკვატორული თანამგზავრი, რომლებიც მბრუნავი დედამიწის თავზეა განლაგებული. ამ თანამგზავრებს **გეოსტაციონარული** ეწოდებათ, იმის გამო რომ მათი მდგომარეობა ცის თაღზე არ იცვლება. ერთ–ერთი ასეთი თანამგზავრისაკენ აუცილებლად უნდა იქნას მიმართული ტელეფონის ანტენა კავშირისას. კოსმოსში რადიოკავშირს შეფერხებას არავინ არ უქმნის, ამიტომ თანამგზავრები მაღალ ორბიტებზეც კი თავისუფლად ღებულობენ სატელეფონო სიგნალებს 1

⁷³<https://www.inmarsatgov.com/firstnet/satellite-voice/>

⁷⁴<https://www.sofrasur.eu/en/satellite-inmarsat-2/>

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

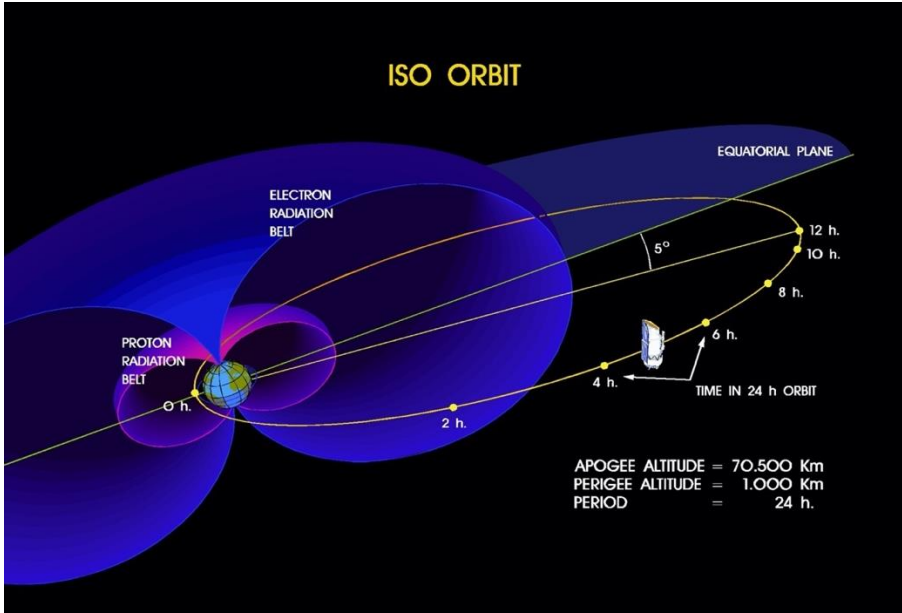
ვატი გამომავალი სიმძლავრით. თითოეული თანამგზავრი 89 სხივით უზრუნველყოფს თითქმის დედამიწის მესამედის დაფარვას.



ნახ.85.1. Inmarsat, Globalstar და Iridium თანამგზავრული სისტემების ტოპოლოგია

2019 წლის 26 ნოემბერს გაიანის კოსმოსური ცენტრიდან გაშვებული იქნა პირველი თანამგზავრი, რომლის ამოცანაც იყო გაეფართოებინა Global Xpress პირველი თაობის თანამგზავრული დაჯგუფების მოქმედების არეალი.

Iridium სისტემებში გამოიყენება 73 დაბალორბიტალური თანამგზავრი (სიმაღლე 780 კმ დედამიწის ზედაპირიდან, იხ. ნახ.85.1 **Iridium**⁷⁵), რომლებიც გარს შემოუვლიან ჩვენს პლანეტას სარტყელიდან სარტყელამდე სულ რაღაც 100 წთ–ში. **Iridium**-ის თანამგზავრები 40–ჯერ ახლოსაა აბონენტთან, ვიდრე **Inmarsat**-ის თანამგზავრები. თითქოს და გამომავალი სიმძლავრეც ასეთ ტელეფონებს უნდა ჰქონდეს მცირე, მაგრამ ამ თანამგზავრების სწრაფი გადაადგილების გამო საჭირო ხდება არამიმართული ანტენების გამოყენება. შესაბამისად, **Iridium** ტელეფონების საშუალო გამომავალი სიმძლავრე 0.5-2 ვტ–ია.



ნახ.85.2. ISO სისტემის ტრაექტორია

⁷⁵ Zhu Tang and other. A Quasi-Dynamic Inter-Satellite Link Reassignment Method for LEO Satellite Networks. International Conference on Wireless Algorithms, Systems, and Applications, 2015. <https://www.researchgate.net/publication/300633907>

Globalstar და **ICO** სისტემებში გამოიყენება თანამგზავრები, რომლებიც ეკვატორისადმი 52 და 45 გრადუსებით ბრუნავენ. **Globalstar** სისტემაში გაერთიანებულია 48 თანამგავრი. ისინი დედამიწას წრეს არტყამენ 114 წუთში (სიმაღლე 1414 კმ დედამიწის ზედაპირიდან). მეორე **ICO (The Infrared Space Observatory)** სისტემა შეიქმნა კოსმოსის ინფრაწითელ დიაპაზონში შესასწავლად (იხ.ნახ.85.2). გაშვებული იქნა 10-მდე ხელოვნური თანამგავრი, რომელმაც შექმნა ინფრაწითელი კოსმოსური ტელესკოპი. თანამგზავრი, დედამიწას წრეს არტყამდა 12 სთ–ში (სიმაღლე 10 355 კმ დედამიწის ზედაპირიდან). ამ სისტემებზე მომუშავე მობილური ტელეფონების გამომავალი სიმძლავრე არ აღემატება ფიჭური მობილური ტელეფონების სიმძლავრეს (0.5 ვტ).

თითქოს და ამ თანამგზავრებმა უნდა მოიცილას მთელი დედამიწა, მაგრამ თეთრი ლაქა მაინც არსებობს, სადაც თანამგზავრული სიგნალი არ ვრცელდება. მაგალითად, **Inmarsat** სისტემა პრინციპულად ვერ მუშაობს დედამიწის ჩრდილოეთ და სამხრეთ პოლუსებზე, აგრეთვე პოლარულ წრეზე (რადგანაც გეოსტაციონარული თანამგზავრები ამ წერტილებიდან არ ჩანს). ასევე შეიძლება ითქვას **Globalstar** სისტემის შესახებადაც, რომლებიც ჯერ–ჯერობით, ასევე, ვერ გვთავაზობს კავშირს ჩრდილოეთ და სამხრეთ პოლუსების მახლობლად. გამოდის, რომ მხოლოდ **Iridium** სისტემა გვთავაზობს რეალურად გლობალურ სისტემას, რომელიც უზრუნველყოფს პენტაგონის არმიის გლობალურ მობილურობასაც.

თანამგზავრული სისტემების მუშაობის პრინციპი

თანამგზავრული სისტემების გავლით აბონენტთა დაკავშირებას უზრუნველყოფს სპეციალური სადგურები დედამიწაზე, რომლებიც ყველა კონტიგენტზე არის გაშლილი. მათ ფუნქციებში შედის აბონენტის კონტროლი, სალაპარაკო დროის გათვალისწინება და განსაზღვრა კავშირზე გასული აბონენტის კრედიტის მოქმედისუნარიანობისა. მანამ სანამ ეს სამსახურები არკვევენ აბონენტის კრედიტთან, სალაპარაკო დროსთან დაკავშირებულ საკითხებს, აბონენტს მოუწევს ლოდინი დაახლოებით რამდენიმე ათეული წამის ოდენობით.

Iridium–სისტემებში კავშირი მობილურიდან მობილურისაკენ ხორციელდება მხოლოდ თანამგზავრის გავლით. მაგრამ ასეთი „სუფთა ზარის“ განხორციელებას შეიძლება უზრუნველყოფდეს 4 სადგურის ერთობლიობა. **Inmarsat** სისტემებში ზარი თანამგზავრული ტელეფონებიდან ანალოგიურ ტელეფონზე ხორციელდება სიგნალის ორმაგი სვლის ხარჯზე, როცა სიგნალი ჯერ მიდის თანამგზავრთან, იქედან ბრუნდება უკან დედამიწაზე, მუშავდება და კვლავ მიეწოდება თანამგზავრს, ხოლო შემდეგ გადაეცემა ადრესატის ტელეფონს. სწორედ ამიტომ, თანამგზავრიდან, თანამგზავრულ ტელეფონზე კავშირისათვის **Inmarsat** სისტემებში ზარის ღირებულება დაახლოებით 2-ჯერ ჯდება.

ის ფაქტი, რომ **Inmarsat** სისტემით სარგებლობისას საჭიროა წარმოდგენა ვიქონიით თუ რა არის განედი და გრძედი, ვიცოდეთ კომპასით სარგებლობა, არ უნდა ართულებდეს ამ სისტემით სარგებლობას თუნდაც არასრული განათლების მქონე ადამიანებისათვის. არსებობს ფერადი რუკები აზიმუტისა და მომსახურე თანამგზავრის დახრის კუთხის განსაზღვრის მიზნით. ან კიდევ შეიძლება უბრალოდ დავატრიალოთ აპარატი ან გავაქანოთ ანტენა, დავიჭიროთ უკეთესი სიგნალი და განვახორციელოთ კავშირი.

მაგრამ თუ ადამიანი მოგზაურობს ავტომანქანით ან სხვა სატრანსპორტო საშუალებით, მაშინ სატრანსპორტო საშუალებაზე შეიძლება დაყენებული იქნას ამინდის მიმართ მდგრადი უნივერსალური ანტენური კომპლექსი, რომელიც თვითონ იპოვნის შესაფერის თანამგზავრს და უზრუნველყოფს კავშირს.

მონაცემთა გადაცემა კოსმოსის გავლით

არსებითად უნდა განვასხვავოთ ტელეფონი ე.ი. აპარატი, რომლითაც ვსაუბრობთ ან გადავცემთ ციფრულ ინფორმაციას, სატელეფონო არხისაგან. სწორედ ამიტომ, **Iridium**-ი, ისევე როგორც ყველა სუფთა თანამგზავრული სატელეფონო სისტემები არც კი მოიაზრება **Inmarsat**- მონაცემთა გადაცემის სისტემების კონკურენტებად. დღეისათვის **Inmarsat-M4** და **Inmarsat-B** სისტემები უზრუნველყოფენ კავშირის სიჩქარეს მაქსიმუმ 64 კბიტ/წმ, მაშინ როდესაც **Iridium**-ით (4.8 მგბიტ/წმ) და **Globalstar**-ით (9.6 მგბიტ/წმ) ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარე თითქოს დიდია, მაგრამ რამდენადაც იაფი არ უნდა იყოს დაბალორბიტალური სისტემაში კავშირი მაღალ ორბიტალურ სისტემაში კავშირთან შედარებით, მაინც, უმჯობესია მაღალორბიტალური **Inmarsat** სისტემით სარგებლობა, რადგან მონაცემთა გადაცემისათვის დახარჯული დროც ცხადია, ასევე თანხასთან არის დაკავშირებული. ვთქვათ, ტექსტის ზომა Microsoft Word-ის ფორმატში შეადგენს 36 კბაიტს. ეს ინფორმაცია თანამგზავრული კავშირისას 4.8 კბიტ/წმ სიჩქარით გადაიცემა სულ 1 წთ-ში, ხოლო ერთი ციფრული ფოტოსურათის გადაცემას (ზომით 300 კბაიტი- 1.5 მგბაიტი) შეიძლება დასჭირდეს 1 სთ-მდე დრო.

Inmarsat სისტემებში მონაცემების სახით შეიძლება გადაცემული იქნას არა მხოლოდ ტელექსები⁷⁶ და ფაქსები, არამედ ტელეგრამები⁷⁷ საჭირო საფოსტო მისამართისათვის, სურვილისამებრ, შესაძლოა მაღალსიჩქარიანი ინტეგრირებული სერვისების, ციფრული ქსელის (**ISDN**)⁷⁸ - ტელეფონებით სარგებლობა. ციფრული სატელეფონო ქსელი **ISDN** გამოიყენება არა მხოლოდ სიტყვების გადასაცემად, არამედ გამოსახულების გადასაცემადაც.

კავშირის კონფიდენციალობა

აბონენტის კონფიდენციალობა – ფარდობითია. თუ მაგალითად, საერთაშორისო უსაფრთხოების სისტემებისაგან ვერაფერს ვერ დავმაღავთ, სამაგიეროდ ბიზნეს-კონკურენტებისაგან რაღაც-რაღაც შეიძლება დაფარული იქნას. უსაფრთხოების თვალსაზრისით არის ორი გზა: პირველი – მთლიანად ვენდოთ აპარატურის მწარმოებელს და მეორე – მოვახდინოთ საკუთარი ინფორმაციის კოდირება დამოუკიდებლად.

ფიჭური სისტემები **GSM** და **CDMA**, თანამგზავრული სისტემები **Globalstar**, **Iridium**, **Inmarsat**, აგრეთვე რადიოტელეფონები **DECT** დეკლარირებენ სრულ კონფიდენციალობას და ეთერის გარეშე პირთა მხრიდან მოსმენის შეუძლებლობას. **Iridium** სისტემებში გათვალისწინებულია აბონენტის ადგილმდებარეობის განმსასაზღვრავი სისტემა. მაგალითად, თუკი თანმიმდევრული ზარების რიგი ხორციელდება ერთმანეთისაგან საკმაოდ მოშორებული წერტილებიდან, მიუხედავად იმისა იმყოფებიან თუ არა ისინი სტრატეგიული ადგილის მახლობლად, სისტემა რთავს განგაშს და იწყება პოტენციური ორეულის მოძებნა.

Inmarsat – სისტემის ბაზურ ვარიანტში გამოიყენება კრიპტოკოდირება, ამავე დროს თუ მომხმარებელს აქვს საიდუმლო ინფორმაცია, მან შეიძლება შეიძინოს სერიული კრიპტობლოკი, თუმცა ასეთივე კრიპტოაპარატურა უნდა ჰქონდეს ინფორმაციის მიმღებ ადრესატსაც, წინააღმდეგ შემთხვევაში

⁷⁶ ტელექსი (**Telex**) - სააბონენტო ტელეგრაფირების საერთაშორისო ქსელი. საერთაშორისო უბნებზე იყენებენ სიხშირული ტელეგრაფირების არხებსა და რადიოარხებს.

⁷⁷ ტელეგრამა (**Telle** - შორს, **Gramma** - ასო) - ტელეგრაფით გაგზავნილი ცნობა.

⁷⁸ ინტეგრირებული სერვისების ციფრული ქსელი - **ISDN (Integrated Services Digital Network)**. ეს არის საკომუნიკაციო სტანდარტების ერთობლიობა, რომელიც უზრუნველყოფს: ხმის, ვიდეოს, ციფრული მონაცემების ერთდროულ გადაცემას საერთო სარგებლობის ციფრული სატელეფონო ქსელით. სტანდარტზე მუშაობა დაიწყო 1980 წელს Bell Labs-ში.

თავი XV - უსადენო კავშირის სისტემები

ის ვერ შეძლებს დაშიფრული ინფორმაციის დეკოდირებას. მოცემულ შემთხვევაში **Inmarsat** სისტემა ქმნის ე.წ. „გამჭვირვალე არხს“, რომელსაც აღარ შიფრავს და არ ახდენს კოდირებას, რადგან უკვე კოდირებულია. თუ მომხმარებელს არ სურს გამოიყენოს სტანდარტული კრიპტოაპარატურა და ალგორითმები, მაშინ ნებისმიერი სატელეფონო ქსელიდან შეუძლია გადავიდეს მონაცემთა გადაცემის რეჟიმში და მოახდინოს ინფორმაციის კოდირება დამოუკიდებლად ცნობილი კრიპტოალგორითმების გამოყენებით.

თანამგზავრული კავშირის ღირებულება

თანამგზავრული ზარის ღირებულება დამოკიდებულია აბონენტის ადგილმდებარეობაზე. თანამგზავრიდან თანამგზავრულ ტელეფონზე დარეკვისას თანხას იხდის როგორც აბონენტი, ასევე ადრესატი. თუმცა მაგალითად, საქართველოდან **Inmarsat** ან **Iridium** სატელეფონო აპარატზე დარეკვისას თანხას იხდის მხოლოდ აბონენტი. ძალიან ბევრ ქვეყანაში ზარისათვის თანხას იხდის მხოლოდ აბონენტი და იმის და მიხედვით თუ სად რეკავს, 1 წთ სალაპარაკო დროის ღირებულება სხვადასხვაა. თანამგზავრული ტელეფონიდან დარეკვისას **Inmarsat** აპარატზე თანხა არ არის დამოკიდებული ადრესატის ადგილმდებარეობაზე და ჯდება 3\$, ხოლო **Iridium** და **Globalstar** აპარატებზე დარეკვისას მერყეობს 1\$–დან – 3\$–მდე (დამოკიდებულია იმაზე, თუ რა გზით ვრცელდება სიგნალი ადრესატამდე).

თანამგზავრული კავშირის პერსპექტივები

ახალი თანამგზავრული სისტემების მწარმოებლები აქცენტს აკეთებენ მათი სისტემების მასიურობაზე და ფიჭური სატელეფონო სისტემებისადმი თავსებადობაზე. გამოდის დუალური აპარატები, შემუშავებულია როუმინგის სპეციალური ტარიფები, შემოღებულია ზარების დიფერენცირებული გადასახადი, გამოიყენება საერთო **SIM**–ბარათები და ა.შ. მთელს მსოფლიოში ბაზური **GSM** და **CDMA** სადგურების გამართვა რატქმაუნდა რთულია, თუმცა შეიძლება ღია კოსმოსში გასვლა ამ სადგურებიდანაც თუ მოხდეს მათი ჩანაცვლება მაღალტექნოლოგიური სატელეკომუნიკაციო აპარატურებით, რომლებიც უზრუნველყოფენ კავშირს ყოველთვის და ყველგან.

კაცობრიობა, პოპოვის თუ მაკრონის პირველი რადიოდან, საკმაოდ შორს წავიდა და გადააქცია ჩვენი პლანეტა ერთ დიდ რადიოვარსკვლავად, აითვისა თითქმის ყველა სახის რადიოტალღა და მჭიდროდ მიუახლოვდა ტელეფონების სრული პერსონიფიკაციის საკითხს. დღეისათვის, ტექნიკურად შესაძლებელია მივიღოთ არა მხოლოდ პირადი (სიცოცხლის ბოლომდე) საიდენტიფიკაციო ნომერი, არამედ სატელეფონო და რადიოაპარატურების საიდენტიფიკაციო ნომრებიც.

ყველაფერი რაზეც ზემოთ ვისაუბრეთ, მხოლოდ ნაწილია თანამედროვე სატელეკომუნიკაციო სივრცის. შორს არ არის დრო, როცა ნებისმიერი მომხმარებელი არა მხოლოდ სულ რაღაც წამებში მიიღებს თავის ასეულ გიგაბაიტ ინფორმაციას, არამედ გადასცემს და მიიღებს მაღალხარისხიან სატელეფონო და სატელევიზიო სიგნალს ან გადასცემს ინფორმაციას სამყაროს ნებისმიერი წერტილიდან.

დანართები

დანართი 1. კრამერს-კრონიგის თანაფარდობა

ვთქვათ, მოცემული გვაქვს კომპლექსური $S(t)$ ფუნქცია:

$$S(t) = S_1(t) + jS_2(t),$$

როცა $|t| \rightarrow \infty$, $S(t) \rightarrow 0$, ჰილბერტის თანაფარდობა ჩაიწერება შემდეგი სახით:

$$S_1(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{S_2(\tau)}{\tau - t} d\tau, \quad S_2(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{S_1(\tau)}{\tau - t} d\tau. \quad (დ. 1.1)$$

ჩანს, რომ $S_1(t)$ და $S_2(t)$ ურთიერთდამოკიდებული ფუნქციებია. სრული $S(t)$ ფუნქცია შეიძლება აღვადგინოთ, თუ მოცემულია მხოლოდ მისი ნამდვილი ან წარმოსახვითი ნაწილი:

$$S(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{S(\tau)}{\tau - t} d\tau. \quad (დ. 1.2)$$

მაგალითად, კლასიკურ ელექტროდინამიკაში კრამერს-კრონიგის თანაფარდობით სარგებლობენ დისპერსიული თანაფარდობის ჩაწერისას:

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon'(\omega) + j\varepsilon''(\omega).$$

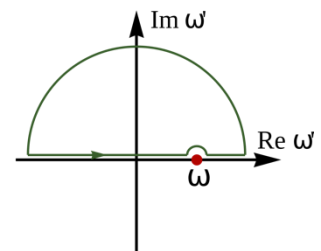
დისპერსიული თანაფარდობა ასახავს კომპლექსური დიელექტრიკული შეღწევადობის დამოკიდებულებას კომპლექსურ ω სიხშირეზე. ამ შემთხვევაში კრამერს-კრონიგის თანაფარდობის გამოყენებით, დიელექტრიკული შეღწევადობის ნამდვილი და წარმოსახვითი ნაწილები, შეიძლება წარმოდგენილი იქნას შემდეგი სახით:

$$\varepsilon'(\omega) = 1 + \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\varepsilon''(\omega')}{\omega' - \omega} d\omega', \quad \varepsilon''(\omega) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\varepsilon'(\omega') - 1}{\omega' - \omega} d\omega'. \quad (დ. 1.3)$$

დიელექტრიკული შეღწევადობის ნამდვილი და წარმოსახვითი ნაწილები განსაზღვრავენ შესაბამისად, გარდატეხის მაჩვენებელს და შთანთქმის კოეფიციენტს. ისინი აღწერენ გარემოს ოპტიკურ მდგომარეობას. გარდატეხის მაჩვენებლის ნამდვილი და წარმოსახვითი ნაწილები არ არის ურთიერთდამოკიდებული ფუნქციები, შესაბამისად შესაძლებელია ერთ-ერთი მათგანის, მაგალითად $\varepsilon'(\omega)$ -ის სპექტრით შევავსოთ მეორე $\varepsilon''(\omega)$ სპექტრი, ისე, რომ ამ უკანასკნელის უშუალო გაზომვის საჭიროება არ იყოს.

კრამერს-კრონიგის (მათემატიკაში ჰილბერტის გარდაქმნის) გეომეტრიული ინტეგრატაცია შემდგომში მდგომარეობს. კომპლექსური ცვლადის $\varepsilon(\omega)$ ფუნქციას აქვს ნამდვილი და წარმოსახვითი ნაწილები. კომპლექსურ სიბრტყეში $\text{Re}\omega'$ ნამდვილი ღერძის ოდნავ ქვემოთ და ოდნავ ზემოთ შევავსოთ ინტეგრალური სხვაობა (იხ. ნახაზი):

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\varepsilon(\omega')}{\omega' - j\omega} d\omega' + \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\varepsilon(\omega')}{\omega' + j\omega} d\omega' \right] = \oint_{-\infty}^{+\infty} \frac{\varepsilon(\omega')}{\omega'} d\omega' = 2\pi j\varepsilon(0). \quad (დ. 1.4)$$



დანართები

მაშასადამე, კომპლექსური ω სიხშირის შემთხვევაში $\varepsilon(\omega)$ - ანალიზურად მოთავსებულია ზედა ნახევარსიბრტყეში, შესაბამისად, შეფარდება: $\frac{\varepsilon(\omega')}{\omega' - j\omega}$ ასევე მოთავსებულია ზედა ნახევარსიბრტყეში. ნებისმიერი ჩაკეტილი ინტეგრალი ამ ნახევარსიბრტყეში ნულის ტოლია:

$$\oint_{-\infty}^{+\infty} \frac{\varepsilon(\omega')}{\omega' - j\omega} d\omega' = 0.$$

კრამერს-კრონიგის თანაფარდობა საშუალებას იძლევა, შემცირდეს ექსპერიმენტულად მისაღები ინფორმაციის მოცულობა. რიგი ექსპერიმენტული მონაცემები შეიძლება ჩანაცვლდეს ანალიზური შეფასებებით.

კრამერს-კრონიგის თანაფარდობის სამართლიანობა არაერთხელ შემოწმდა ექსპერიმენტულად სხვადასხვა აგრეგატული მდგომარეობის გარემოსათვის, სხვადასხვა ტემპერატურაზე.

დანართები

დანართი 2. ლოგარითული ერთეულები

სიმძლავრის (ძაბვის ან დენის ძალის) ორი მნიშვნელობის შეფარდებიდან აღებული ლოგარითმი 10-ის ფუძით არის ბელების რაოდენობა, რომელიც დიდი სიდიდეა, ამიტომ პრაქტიკაში სარგებლო 10-ჯერ უფრო მცირე სიდიდით დეციბელით: 1 ბ=10 დბ.

$$G = \log_{10} \left(\frac{P}{P_{\text{ეჭ}}} \right) \text{ბ}, \quad (\text{დ. 2.1})$$

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{P_{\text{ეჭ}}} \right) \text{დბ}, \quad (\text{დ. 2.2})$$

P და $P_{\text{ეჭ}}$ აქვთ ერთი და იგივე განზომილება.

თუ $P = P_{\text{ეჭ}}$, მაშინ $G = 0$

თუ $P > P_{\text{ეჭ}}$, მაშინ $G > 0$

თუ $P < P_{\text{ეჭ}}$, მაშინ $G < 0$

$$P = 10^{\frac{G}{10}} P_{\text{ეჭ}}. \quad (\text{დ. 2.3})$$

ზოგჯერ G -ს ლოგარითმის ქვეშ განიხილავენ ორი სიდიდის კვადრატების შეფარდებას. მაგალითად თუ ჩავთვლით, რომ $P \sim u^2$, $P_{\text{ეჭ}} \sim u_{\text{ეჭ}}^2$, მაშინ:

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{u^2}{u_{\text{ეჭ}}^2} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{u}{u_{\text{ეჭ}}} \right). \quad (\text{დ. 2.4})$$

$$u = 10^{\frac{G}{20}} u_{\text{ეჭ}}$$

სარგებლობენ ლოგარითმულ მასშტაბში გამოსახული სხვადასხვა ერთეულებით, მაგალითად:

1. **დბვტ (dBW) - დეციბელვატი**, რომელიც მიუთითებს ლოგარითმს სიმძლავრეთა შეფარდებიდან, როცა ეტალონური სიმძლავრე 1 ვტ-ის ტოლია, ე.ი., $P_{\text{ეჭ}} = 1$ ვტ:

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{1} \right) \text{დბ},$$

2. **დბმვტ (dBm) - დეციბელმილივატი**. ამ შემთხვევაში ეტალონური ერთეული არის 1 მვტ. $P_{\text{ეჭ}} = 1$ მვტ

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{10^{-3}} \right) \text{დბმვტ}$$

3. **დბვ (dBV) - დეციბელვოლტი**. ეტალონური ძაბვა 1 ვ-ის ტოლია:

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{U}{1 \text{ ვ}} \right) \text{დბვ},$$

4. **დბმვ (dBmV) - დეციბელმილივატი**. ეტალონური ძაბვა 1 მვ-ის ტოლია:

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{U}{1 \text{ მვ}} \right) \text{დბმვ},$$

მაგალითად, ვთქვათ $P = 1000$ ვტ, ხოლო $P_{\text{ეჭ}} = 1$ მვტ, მაშინ:

დანართები

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{10^3}{10^{-3}} \right) = 60 \text{ დბ} = 30 \text{ დბმვტ}$$

ლოგარითმულ ერთეულებში სიდიდეების წარმოდგენა მიზნად ისახავს ფიზიკური სიდიდეები დიდი ცვლილებები წარმოდგენილი იქნას კომპაქტურ ლოგარითმულ მასშტაბში. მაგალითად, ბგერის წნევა რომელიც 120 დბ-ს შეესაბამება მიუთითებს, რომ წნევა ტრილიონჯერ აღემატება სმენადობის ზღვარს. ზოგადად, ბგერითი ტალღა გამოსახული დეციბელებში განსაზღვრავს ხმაურის დონეს. საორიენტაციოდ, ქვემოთ მოყვანილია ცხრილი.

ხმაურის დონის და შესაბამისი ობიექტი

რიგი	ხმაური, დეციბელი (დბ)	ობიექტი
1	0-20	სამარე
2	20-40	საძინებელი
3	40-60	სამუშაო ოთახი, მისაღები ოთახი
4	60-80	ქუჩა, სუპერმარკეტი
5	80-100	ქარხანა, ფაბრიკა
6	100-120	იმპულსური ხმაური, ატომური ბომბის აფეთქების მსგავსი

დანართები

დანართი 3. კავშირი ოთხპოლუსას Y , H და Z პარამეტრებს შორის

$Y \Leftrightarrow H$ კავშირები	$Y \Leftrightarrow Z$ კავშირები	$H \Leftrightarrow Z$ კავშირები
$\dot{Y}_{11} = \frac{1}{\dot{H}_{11}}$ $\dot{H}_{11} = \frac{1}{\dot{Y}_{11}}$	$\dot{Y}_{11} = \frac{\dot{Z}_{21}}{\dot{Z}_{11}\dot{Z}_{22} - \dot{Z}_{12}\dot{Z}_{21}}$ $\dot{Z}_{11} = \frac{\dot{Y}_{22}}{\dot{Y}_{11}\dot{Y}_{22} - \dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}$	$\dot{H}_{11} = \frac{\dot{Z}_{22}}{\dot{Z}_{11}\dot{Z}_{22} - \dot{Z}_{12}\dot{Z}_{21}}$ $\dot{Z}_{11} = \frac{\dot{H}_{11}\dot{H}_{22} - \dot{H}_{12}\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{22}}$
$\dot{Y}_{12} = -\frac{\dot{H}_{12}}{\dot{H}_{11}}$ $\dot{H}_{12} = -\frac{\dot{Y}_{12}}{\dot{Y}_{11}}$	$\dot{Y}_{12} = -\frac{\dot{Z}_{12}}{\dot{Z}_{11}\dot{Z}_{22} - \dot{Z}_{12}\dot{Z}_{21}}$ $\dot{Z}_{12} = -\frac{\dot{Y}_{12}}{\dot{Y}_{11}\dot{Y}_{22} - \dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}$	$\dot{H}_{12} = -\frac{\dot{Z}_{12}}{\dot{Z}_{11}\dot{Z}_{22} - \dot{Z}_{12}\dot{Z}_{21}}$ $\dot{Z}_{12} = \frac{\dot{H}_{12}}{\dot{H}_{22}}$
$\dot{Y}_{21} = \frac{\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{11}}$ $\dot{H}_{21} = \frac{\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{11}}$	$\dot{Y}_{21} = -\frac{\dot{Z}_{21}}{\dot{Z}_{11}\dot{Z}_{22} - \dot{Z}_{12}\dot{Z}_{21}}$ $\dot{Z}_{21} = -\frac{\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{11}\dot{Y}_{22} - \dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}$	$\dot{H}_{21} = -\frac{\dot{Z}_{21}}{\dot{Z}_{22}}$ $\dot{Z}_{21} = -\frac{\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{22}}$
$\dot{Y}_{22} = \frac{\dot{H}_{22}\dot{H}_{11} - \dot{H}_{12}\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{11}}$ $\dot{H}_{22} = \frac{\dot{Y}_{22}\dot{Y}_{11} - \dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{11}}$	$\dot{Y}_{22} = \frac{\dot{Z}_{22}}{\dot{Z}_{11}\dot{Z}_{22} - \dot{Z}_{12}\dot{Z}_{21}}$ $\dot{Z}_{22} = \frac{\dot{Y}_{22}}{\dot{Y}_{11}\dot{Y}_{22} - \dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}$	$\dot{H}_{21} = \frac{1}{\dot{Z}_{22}}$ $\dot{Z}_{22} = \frac{1}{\dot{H}_{22}}$

დანართები

დანართი 4. ათობითი სისტემიდან ორობითში გადაყვანის მეთოდი

ათობითი სისტემიდან ორობით სისტემაში რიცხვის გადაყვანის შემდეგი მარტივი წესი არსებობს. რიცხვს ვყოფთ 2-ზე, ვწერთ მთელ ნაწილს და ნაშთს, რომელიც იქნება 0 ან 1. მიღებულ მთელს ვყოფთ 2-ზე, ვწერთ მთელ ნაწილს და ნაშთს. ასე ვიქცევით მანამდე, სანამ არ მივიღებთ მთელს 0-ს და ნაშთს 1. მიღებული ნაშთები ჩაწერილი უკუ თანმიმდევრობით გვადლევს ამ რიცხვს ორობით სისტემაში.

მაგალითად, რიცხვი 125_{10} , გადავიყვანოთ ორობით სისტემაში.

$125_{10} \rightarrow ?_2$	
$125:2 = 62$	ნაშთი 1
$62:2 = 31$	ნაშთი 0
$31:2 = 15$	ნაშთი 1
$15:2 = 7$	ნაშთი 1
$7:2 = 3$	ნაშთი 1
$3:2 = 1$	ნაშთი 1
$1:2 = 0$	ნაშთი 1
$125_{10} \rightarrow 1111101_2$	

მართლაც:

$$1111101_2 \rightarrow 1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 =$$

$$= 64 + 32 + 16 + 8 + 4 + 0 + 1 = 125_{10}$$

თუ ათობით სისტემაში მოცემულია რაციონალური რიცხვი (არა მთელი), მაშინ ორობით სისტემაში გადაყვანისას გამოვყოფთ რიცხვის მთელ ნაწილს და რაციონალურ ნაწილს. მთელ ნაწილზე ვასრულებთ ზემოთ აღწერილ ოპერაციას, ხოლო რაციონალურზე კი ვიქცევით პირიქით.

რაციონალურ ნაწილს ვამრავლებთ 2-ზე, თუ მიღებული შედეგი კვლავ რაციონალურია და ნაკლებია 1-ზე, მაშინ ორობითი სისტემის გრაფაში ვწერთ „მთელი 0“-ს. შემდეგ მიღებულ შედეგს კვლავ ვამრავლებთ 2 და კვლავ ვწერთ „მთელი 0“-ს, თუ შედეგად კვლავ მივიღებთ 1-ზე ნაკლებ რაციონალურ რიცხვს. ასე ვიქცევით მანამდე, სანამ 2-ზე გადამრავლებით შედეგი არ გაუტოლდება 1-ს ან იქნება 1-ზე მეტი. როგორც კი შედეგი მიიღება 1-ზე მეტი, ორობით გრაფაში ვწერთ „მთელი 1“-ს, ხოლო ნაშთის სახით მიღებულ რაციონალურ ნაწილზე ვასრულებთ იგივე ოპერაციას. საბოლოოდ, მიღებული მთელი ნაწილები ჩაწეროთ პირდაპირი თანმიმდევრობით და მივიღებთ რიცხვს ორობით სისტემაში, რომელიც შეიძლება იყოს სასრული ან უსასრულო პერიოდული ათწილადის სახით ჩაწერილი ბინარული რიცხვი.

მაგალითი 1	
$(0.125)_{10} \rightarrow ?_2$	
$0.125 \times 2 = 0.250$	მთელი 0
$0.25 \times 2 = 0.5$	მთელი 0
$0.5 \times 2 = 1.0$	მთელი 1
$(0.125)_{10} \rightarrow 0.001_2$	

მაგალითი 2	
$(0.2)_{10} \rightarrow ?_2$	
$0.2 \times 2 = 0.4$	მთელი 0
$0.4 \times 2 = 0.8$	მთელი 0
$0.8 \times 2 = 1.6$	მთელი 1
$0.6 \times 2 = 1.2$	მთელი 1
$0.2 \times 2 = 0.4$	მთელი 0
$(0.2)_{10} \rightarrow 0.(0011)_2$	

დანართები

შესაბამისად:

$$(125.125)_{10} \rightarrow 1111101.001_2,$$

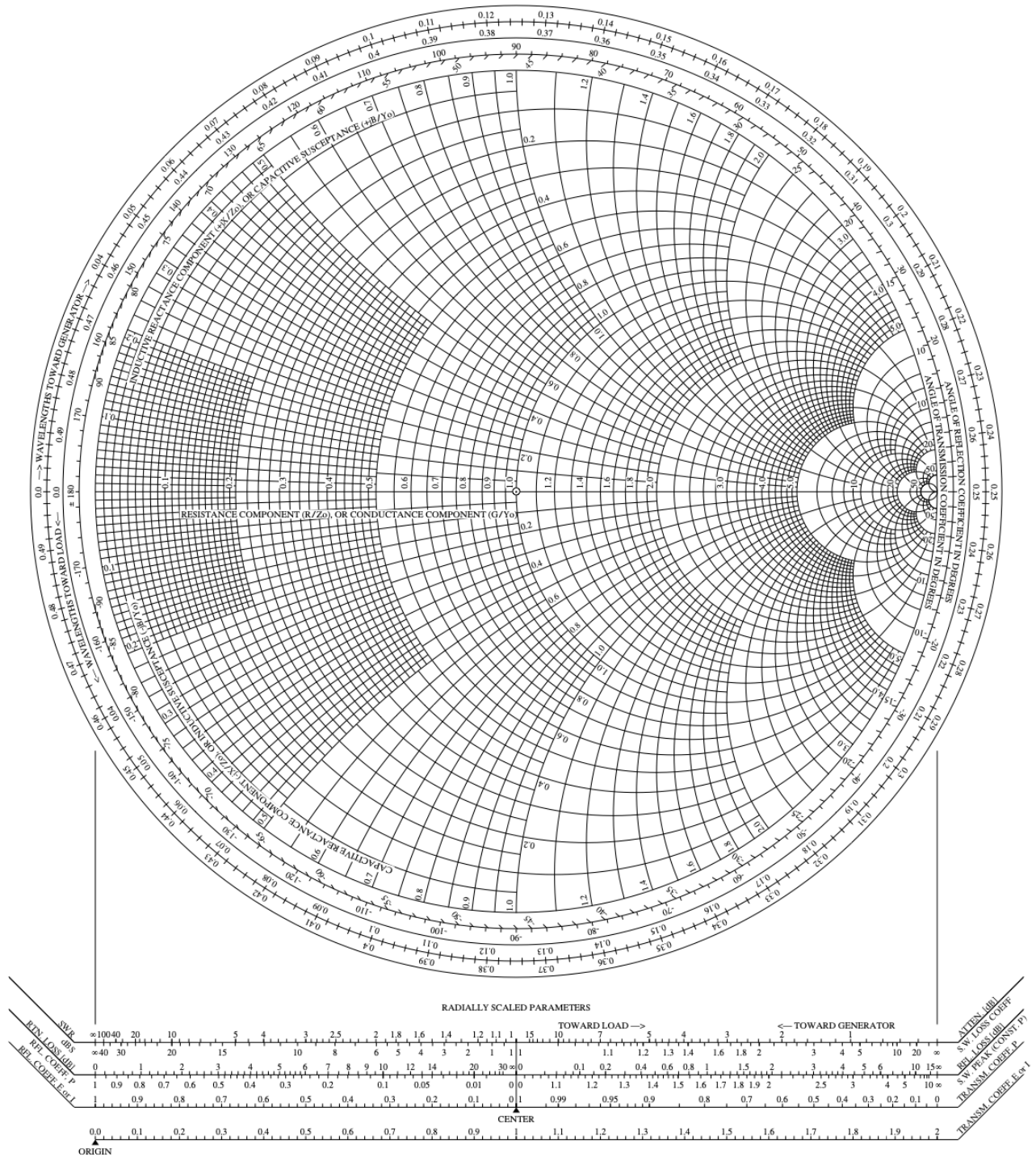
$$(125.2)_{10} \rightarrow 1111101.0011_2.$$

ელექტრონულ გამომთვლელ მანქანებში რიცხვების შეკრება ხდება ორობით სისტემაში. ანუ ჯერ ხდება ათობითი სისტემიდან რიცხვების გადაყვანა ორობითში, ხოლო შემდეგ მოქმედებების შესრულება. სწორედ, ამიტომ $a = 0.1 + 0.2$ მოქმედების შესრულების შემდეგ $print(a)$ ბრძანების პასუხია:

$$print(a) = 0.30000000004 .$$

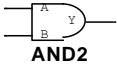
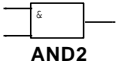

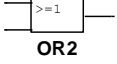

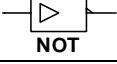
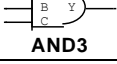

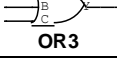
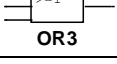
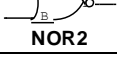
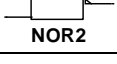
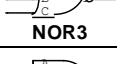
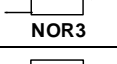
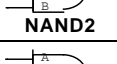
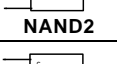

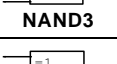
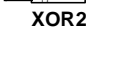
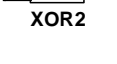

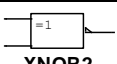
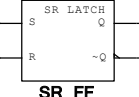
The Complete Smith Chart

Black Magic Design



დანართები

დანართი 6. ლოგიკური სქემების პირობითი აღნიშვნები

პირობითი აღნიშვნები სისტემა ANSI Y32.2 (IEEE Std 315-1975)	პირობითი აღნიშვნები სისტემა IEC 60617	დანიშნულება
 AND2	 AND2	2 შესასვლელიანი ლოგიკური AND სქემა
 OR2	 OR2	2 შესასვლელიანი ლოგიკური OR სქემა
 NOT	 NOT	ლოგიკური სქემა NOT, ინვენტორი
 AND3	 AND3	3 შესასვლელიანი ლოგიკური AND სქემა
 OR3	 OR3	3 შესასვლელიანი ლოგიკური OR სქემა
 NOR2	 NOR2	2 შესასვლელიანი ლოგიკური NOT-OR სქემა
 NOR3	 NOR3	2 შესასვლელიანი ლოგიკური NOT-OR სქემა
 NAND2	 NAND2	2 შესასვლელიანი ლოგიკური NOT-AND სქემა
 NAND3	 NAND3	3 შესასვლელიანი ლოგიკური NOT-AND სქემა
 XOR2	 XOR2	2 შესასვლელიანი ლოგიკური ელემენტი XOR, რომელსაც აქვს მაღალი დონის გამოსავალი - „1“, როცა კენტი რაოდენობის შესავალი სიგნალი არის მაღალი დონის. ლუწი სიგნალები გამოსავალზე ქმნის დაბალი დონის სიგნალს - „0“.
 XNOR2	 XNOR2	2 შესასვლელიანი ლოგიკური ელემენტი XNOR, რომელსაც აქვს მაღალი დონის გამოსავალი - „1“, როცა ლუწი რაოდენობის შესავალი სიგნალი არის მაღალი დონის. კენტი სიგნალები გამოსავალზე ქმნის დაბალი დონის სიგნალს - „0“.
 SR_FF		RS-ტრიგერის პირობითი აღნიშვნა, ინგლისურად მას Latch (ჩართვა-გამორთვა) ტერმინით მოიხსენებენ.

დანართი 7. ჯოულ-ლენცის კანონი დიფერენციალური ფორმით

ჩავწეროთ ჯოულ-ლენცის კანონი ინტეგრალური ფორმით:

$$dQ = I^2 R dt ,$$

dQ - სითბოს რაოდენობაა გამოყოფილი dt დროში.

$$Q = \int_{t_1}^{t_2} I^2 R dt ,$$

Q – სრული სითბოს რაოდენობაა.

$$Q = I^2 R t .$$

სიმძლავრე არის დროის ერთეულში გამოყოფილი სითბოს რაოდენობა:

$$P = I^2 R . \tag{დ.7.1}$$

ჩავწეროთ ომის კანონი დიფერენციალური ფორმით:

$$I = \frac{u}{R} = \frac{E\ell}{\rho \frac{\ell}{S}} = \frac{S}{\rho} E , \tag{დ.7.2}$$

$$J = \frac{I}{S} = \frac{1}{\rho} E = \sigma E , \tag{დ.7.3}$$

სადაც $u = E\ell$ - გამოსახავს კავშირს ძაბვასა და ელექტრული ველის დაძაბულობას შორის, $R = \rho \frac{\ell}{S}$ - აქტიური წინაღობაა, $\gamma = \frac{1}{\rho}$ - კუთრი გამტარობაა. (დ.7.2) გავითვალისწინოთ (დ.7.1)-ში და მხედველობაში მივიღოთ წინაღობის გამოსათვლელი ფორმულა, მივიღებთ:

$$P = \frac{S\ell}{\rho} E^2 = \gamma E^2 V .$$

გავყოთ განტოლების ორივე მხარე V მოცულობაზე, მივიღებთ სიმძლავრეს მოცულობის ერთეულზე:

$$w = \frac{P}{V} = \gamma E^2 . \tag{დ.7.4}$$

დანართი 8. ელემენტარული ვიბრატორის გამოსხივება ახლო, შორეულ და შუალედურ ზონაში

მივიდოთ ელემენტარული ვიბრატორის ველის გამოსახულებები ზოგად შემთხვევაში. ელექტრული ველის დაძაბულობის ვექტორი ზოგად შემთხვევაში შეიძლება წარმოავიდგინოთ შემდეგი სახით:

$$\vec{E} = -grad\varphi - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}, \quad (დ. 8.1)$$

სადაც φ და \vec{A} - შესაბამისად ველის სკალარული და ვექტორული პოტენციალებია. ისინი განისაზღვრებიან მაქსველის განტოლებათა სისტემიდან სკალარული და ვექტორული ველის ტალღული განტოლებებიდან:

$$\Delta\varphi - \varepsilon\mu \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} = -\frac{\rho}{\varepsilon}, \quad (დ. 8.2)$$

$$\Delta\vec{A} - \varepsilon\mu \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} = -\mu\vec{j}. \quad (დ. 8.3)$$

სკალარ და ვექტორ პოტენციალები აკმაყოფილებს უწყვეტობის განტოლებას:

$$div\vec{A} + \varepsilon\mu \frac{\partial \varphi}{\partial t} = 0. \quad (დ. 8.4)$$

(დ.8.2) და (დ.8.3) განსაზღვრავს ტალღურ პროცესს სივრცეში. მათი ამონახსნებია:

$$\varphi = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \int_V \frac{\rho\left(t - \frac{r}{v}\right)}{r} dV, \quad (დ. 8.5)$$

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi\varepsilon} \int_V \frac{\vec{j}\left(t - \frac{r}{v}\right)}{r} dV, \quad (დ. 8.6)$$

dV - შეესაბამება ვიბრატორის ელემენტის მოცულობას, რომელშიდაც განაწილებულია მუხტისა და დენის სიმკვრივე, $v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}}$ - ტალღის გავრცელების სიჩქარეა გარემოში, $\tau = t - \frac{r}{v}$ - დაგვიანების დროა, რომელიც გვიჩვენებს, რომ ვიბრატორიდან (წყაროდან) დაკვირვების A წერტილამდე წყაროს სჭირდება სასრული დრო. იმ შემთხვევაში, როცა ვიხილავთ წვრილ გამტარს, მოცულობითი ინტეგრალი შეიძლება შევცვალოთ წირითი ინტეგრალით:

$$dV \equiv Sdl,$$

$$\rho S = \frac{q}{V} S = \frac{q}{Sl} S = \frac{q}{l} = \sigma$$

$$\vec{j} S = \vec{i}$$

σ - მუხტის წირითი სიმკვრეა, \vec{i} - მყისი დენის ძალა. გვაქვს:

$$\varphi = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \int_l \frac{\sigma\left(t - \frac{r}{v}\right)}{r} dl, \quad (დ. 8.7)$$

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi\epsilon_l} \int_l \frac{\vec{i}(t - \frac{r}{v})}{r} dl, \quad (\text{დ. 8.8})$$

რადგან წრფივ ანტენაში აღიძვრება ჰარმონიული რხევები, ამიტომ:

$$\sigma\left(t - \frac{r}{v}\right) = \sigma_0 e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.9})$$

$$\vec{i}\left(t - \frac{r}{v}\right) = \vec{I}_0 e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.10})$$

ω - გამოსხივების კუთხური სიხშირეა, ხოლო $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ - ტალღური რიცხვია. ჰარმონიული რხევების შემთხვევაში:

$$\frac{\partial \varphi}{\partial t} = j\omega\varphi, \quad \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = j\omega\vec{A}. \quad (\text{დ. 8.11})$$

(დ.8.11) გავითვალისწინოთ (დ.8.4)-ში, მივიღებთ კავშირს სკალარ და ვექტორ პოტენციალებს შორის:

$$\varphi = j \frac{\text{div}\vec{A}}{\epsilon\mu\omega}. \quad (\text{დ. 8.12})$$

(დ.8.12) გავითვალისწინოთ (დ.8.1)-ში:

$$\vec{E} = -j \frac{\text{grad div}\vec{A}}{\epsilon\mu\omega} - j\omega\vec{A}. \quad (\text{დ. 8.13})$$

ანალოგიურად, გამოვსახოთ მაგნიტური ველის დაძაბულობა ვექტორ და სკალარ პოტენციალების საშუალებით. გავითვალისწინოთ, რომ:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \text{rot}\vec{A}. \quad (\text{დ. 8.14})$$

ამრიგად, თუ ვიცით ვექტორ პოტენციალი, ვპოულობთ ელექტრული და მაგნიტური ველის დაძაბულობებს. ელემენტარულ ვიბრატორში l - დენის ძალა ვიბრატორის მთელი ღერძის გასწვრივ უცვლელია, ამიტომ ის შეიძლება გავითვალისწინოთ საინტეგრაციო ნიშნის გარეთ. გარდა ამისა, იმ პირობის გათვალისწინებით, რომ $l \ll r$, საინტეგრაციო ნიშნის გარეთ შეიძლება ყველა იმ წევრის გატანა, რომელიც ამ პირობას აკმაყოფილებს., მაშინ (დ.8.8) ვექტორ -პოტენციალისათვის მივიღებთ:

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi r} \vec{l} e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}. \quad (\text{დ. 8.15})$$

ჩავწეროთ ველის კომპონენტები დეკარტეს მართკუთხა კოორდინატთა სისტემაში. რადგან ვიბრატორის ღერძი მიმართულია Z ღერძის გასწვრივ, \vec{A} -ს არანულოვანი აქვს მხოლოდ Z მდგენელი:

$$\vec{A}(A_x = 0, A_y = 0, A_z = A)$$

$$E_x = -j \frac{1}{\epsilon\mu\omega} \text{grad}_x \text{div}\vec{A} - j\omega A_x = -j \frac{1}{\epsilon\mu\omega} \frac{\partial^2 A}{\partial x \partial z}, \quad (\text{დ. 8.16})$$

$$E_y = -j \frac{1}{\epsilon\mu\omega} \text{grad}_y \text{div}\vec{A} - j\omega A_y = -j \frac{1}{\epsilon\mu\omega} \frac{\partial^2 A}{\partial y \partial z}, \quad (\text{დ. 8.17})$$

$$E_z = -j \frac{1}{\varepsilon\mu\omega} \text{grad}_z \text{div} \vec{A} - j\omega A_z = -j \frac{1}{\varepsilon\mu\omega} \frac{\partial^2 A}{\partial y \partial z} - j\omega A_z. \quad (\text{დ. 8.18})$$

(დ.8.14)-ის საშუალებით მივიღებთ მაგნიტური ველის კომპონენტებს:

$$H_x = \frac{\text{rot}_x \vec{A}}{\mu} = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y}, \quad (\text{დ. 8.19})$$

$$H_y = \frac{\text{rot}_y \vec{A}}{\mu} = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x}, \quad (\text{დ. 8.20})$$

$$H_z = \frac{\text{rot}_z \vec{A}}{\mu} = 0, \quad (\text{დ. 8.21})$$

ჩავსვათ \vec{A} - ის გამოსახულება (დ.8.15) , (დ.8.16)-(დ.8.21)-ში და გავითვალისწინოთ, რომ:

$$r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}, \quad k = \frac{\omega}{v} = \omega \sqrt{\varepsilon\mu},$$

მივიღებთ:

$$E_x = \frac{I}{4\pi\varepsilon r^2} \frac{xz}{\omega} l \left(-j \frac{3}{r^3} + \frac{3k}{r^2} + j \frac{k^2}{r} \right) e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.22})$$

$$E_y = \frac{I}{4\pi\varepsilon r^2} \frac{yz}{\omega} l \left(-j \frac{3}{r^3} + \frac{3k}{r^2} + j \frac{k^2}{r} \right) e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.23})$$

$$E_z = \frac{I}{4\pi\varepsilon r^2} \frac{1}{\omega} l \left(-j \frac{3z^2 - r^2}{r^3} + \frac{3k(3z^2 - r^2)}{r^2} + j \frac{k^2(z^2 - r^2)}{r} \right) e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.24})$$

ანალოგიურად:

$$H_x = -\frac{I}{4\pi\varepsilon r} \frac{y}{l} \left(\frac{1}{r^2} + j \frac{k}{r} \right) e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.25})$$

$$H_y = \frac{I}{4\pi\varepsilon r} \frac{x}{l} \left(\frac{1}{r^2} + j \frac{k}{r} \right) e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.26})$$

$$H_z = 0. \quad (\text{დ. 8.27})$$

(დ.8.22)-(დ.8.24) ასახავს ელექტრული ველის დაძაბულობის ვექტორის კომპონენტებს დეკარტეს კოორდინატთა სისტემაში, ხოლო (დ.8.25) – (დ.8.27) კი მაგნიტური ველის კომპონენტებს. ყველა სიდიდე გამოსახულია SI სისტემაში.

გამოვსახოთ ველის კომპონენტები სფერულ კოორდინატთა სისტემაში. ნაცვლად (E_x, E_y, E_z) , და (H_x, H_y, H_z) მდგენელებისა, სფერულ კოორდინატთა სისტემაში გვაქვს: $(E_r, E_\theta, E_\varphi)$ და $(H_r, H_\theta, H_\varphi)$. დავუშვათ E_R მდგენელი არის ანტენის ღერძისადმი მართობული, მაშინ გვაქვს:

$$E_R = E_x \cos \varphi + E_y \sin \varphi, \quad (\text{დ. 8.28})$$

$$E_r = E_R \sin \theta + E_z \cos \theta, \quad (\text{დ. 8.29})$$

$$E_\theta = E_R \cos \theta + E_z \sin \theta. \quad (\text{დ. 8.30})$$

$$\cos \theta = \frac{z}{r}, \quad \sin \theta = \frac{R}{r}, \quad \cos \varphi = \frac{x}{R}, \quad \sin \varphi = \frac{y}{R}. \quad (\text{დ. 8.31})$$

ჩავსვათ E_x, E_y, E_z გამოსახულებები (დ.8.28)-(დ.8.30)-ში, მივიღებთ:

$$E_r = \frac{I}{2\pi\epsilon} \frac{l}{\omega} \cos \theta \left(-j \frac{1}{r^3} + \frac{k}{r^2} \right) e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.32})$$

$$E_\theta = \frac{I}{2\pi\epsilon} \frac{l}{\omega} \sin \theta \left(-j \frac{1}{r^3} + \frac{k}{r^2} + j \frac{k^2}{r} \right) e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.33})$$

$$H_\varphi = \frac{I}{4\pi\epsilon} l \sin \theta \left(\frac{1}{r^2} + j \frac{k}{r} \right) e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.34})$$

$$E_\varphi = H_r = H_\theta = 0. \quad (\text{დ. 8.35})$$

ამრიგად, მხოლოდ სამი არანულოვანი კომპონენტი გვაქვს სფერულ კოორდინატთა სისტემაში.

ახლო ზონა

$$r \ll \lambda, \quad kr \ll 1,$$

(დ.8.32)-(დ.8.35)-დან ვღებულობთ:

$$E_r = -j \frac{I}{2\pi\epsilon} \frac{l}{\omega} \frac{1}{r^3} \cos \theta e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.36})$$

$$E_\theta = -j \frac{I}{2\pi\epsilon} \frac{l}{\omega} \frac{1}{r^3} \sin \theta e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.37})$$

$$H_\varphi = \frac{I}{4\pi\epsilon} l \frac{1}{r^2} \sin \theta e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.38})$$

შორეული ზონა (ტალღური ზონა, იგივე ფრაუნჰოფერის ზონა)

$$r \gg \lambda, \quad kr \gg 1,$$

$$E_\theta = j \frac{I}{4\pi} l \omega \mu \frac{1}{r} \sin \theta e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.39})$$

$$H_\varphi = j \frac{I}{4\pi} l \omega \frac{1}{r} \sin \theta e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}, \quad (\text{დ. 8.40})$$

$$E_r = E_\varphi = H_r = H_\theta = 0. \quad (\text{დ. 8.41})$$

მიმართულების დიაგრამის აგებისას ვსარგებლობთ (დ.8.39) ტოლობით. გავითვალისწინოთ, რომ თავისუფალ სივრცეში ტალღის გავრცელების სიჩქარე თითქმის სინათლის სიჩქარის ტოლია:

$$v = c,$$

$$\omega \mu = kc\mu = \frac{2\pi}{\lambda} c\mu = \frac{2\pi}{\lambda} 3 \cdot 10^8 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} = \frac{240\pi^2}{\lambda},$$

(დ.8.39) მიიღებს სახეს:

$$E_\theta = j \frac{60\pi I l}{r} \sin \theta e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{r})}. \quad (\text{დ. 8.42})$$

დანართი 9. შემოკლებული აღნიშვნები

- აზ** - აკრძალული ზონა
აიმ - ამპლიტუდა-იმპულსურ მოდულაცია
ასმ - ამპლიტუდა-სინშირული მახასიათებელი
გამ - განივ-იმპულსურ მოდულაცია
გზ - გამტარებლობის ზონა
გკ - გაძლიერების კოეფიციენტი
დედ - დონორული ენერგეტიკული დონე
ემძ - ელექტრო მამოძრავებელი ძალა
მდ - მიმართულების დიაგრამა
მს - მზიდი სიგნალი
მქკ - მარგი ქმედების კოეფიციენტი
რს - რადიოსიგნალი
სზ - სავალენტო ზონის
ფსმ - ფაზა-სინშირული მახასიათებელი
შს - შეტყობინების სიგნალი
ADC (Analog-Digital Converter) - ანალოგურ-ციფრული გარდაქმნა
AM (Amplitude Modulation) ამპლიტუდა-მოდულირებული
AMPS (Advanced Mobile Phone Service) - მობილური კავშირის გაფართოებული სამსახური
AND - თანხვედრის სქემა
ASK (Amplitude Shift Keying) - ამპლიტუდური მანიპულაცია
ATM (Asynchronous Transfer Mode) - გადაცემის ასინქრონული რეჟიმი
BNI (Base Station Network Interface) - ბაზური სადგურის ქსელური ინტერფეისი
CCD (Charge Couple Device) – მუხტით მართვადი სენსორები
CTCSS (Continuous Tone-Coded Squelch System) - ტონალური ხმაურხმშობი სისტემა
DAC (Digital-Analog Converter) - ციფრულ-ანალოგური გარდაქმნა
DCS (Digital-Coded Squelch) - ციფრული ხმაურხმშობი სისტემა
DTMF (Dual-Tone Multi-Frequency) - კოდური ხმაურხმშობი სისტემა
DWDM (Dense wavelength-division multiplexing) - ტალღის სიგრძის დაყოფით მულტიპლექსირება
EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) – GSM მონაცემთა გადაცემის სიჩქარის გაუმჯობესება
FDD (Frequency Division Duplexing) - დუპლექსურ-სინშირული დაყოფა
FM (Frequency Modulation) სინშირე-მოდულირებული
FSK (Frequency Shift Keying) - სინშირული მანიპულაცია
FSO (Free Optic Space) - უსადენო ოპტიკური კავშირი
GPRS (General Packet Radio Service) – საერთო სარგებლობის პაკეტური რადიოკავშირი
GSM (Global System for Mobile Communications) - მობილური კომუნიკაციის გლობალური სისტემა
HF (High Frequency) - მაღალი სინშირე
IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers) - ინჟინერთა ინსტიტუტი ელექტრობასა და ელექტრონიკაში
IrDA (The Infrared Data Association) - ინფრაწითელი მონაცემების ასოციაცია
IS-54 (Interium Standard) - შუალედური სტანდარტი
ISDN (Integrated Services Digital Network) - ინტეგრირებული სერვისების ციფრული ქსელი
LAN (Local Area network) - ლოკალური ქსელი
LCD (Liquid Crystal Display) - თხევად კრისტალური ეკრანი
LMDS (Local Multipoint Distribution Service) - ლოკალური მრავალპუნქტიანი სადისტრიბუციო სერვისი
MAC (Media Access Control) - საკომუნიკაციო საშუალებების წვდომის სტანდარტი
MF (Middle Frequency) - საშუალო სინშირე
MMDS (Multichannel Multipoint Distribution Service) - მრავალარხიანი მრავალწერტილიანი გავრცელების სამსახური
NMT-450 და **NMT-900** (Nordic Mobile Telephone) - ჩრდილოეთის ქვეყნების მობილური ტელეფონები
NOT - უარყოფის სქემა
NTT (Nippon Telephone an Telegraph Sysytem) – სატელეფონო და სატელეგრაფო იაპონური სისტემა
OLED (an Organic Light Emitting Diode) - ორგანული შუქდიოდები

OR - მემკრები სქემა
PAM (Puls Aplitude Modulation) - ამპლიტუდა-იმპულსური მოდულაცია
 pass filter - გამშვები ფილტრი
PCMCA (Personal Computer Memory Card International Association) - პერსონალური კომპიუტერის მეხსიერების ბარათების საერთაშორისო ასოციაცია
PCS (Personal Comunication System) - პერსონალური საკომუნიკაციო სისტემა
PDC (Personal Digital Cellular) - პერსონალური ციფრული ფიჭური ქსელი
PDU (Protocol data unit) - პროტოკოლის მონაცემთა ერთეული
PHY - ფიზიკური დონე (აპარატურული დონე)
PM (Phase Modulation)- ფაზა-მოდულირებული
POCSAG (Post Office Code Standardization Advisory Group) - ბრიტანეთის საფოსტო განყოფილების სტანდარტი
PSK (Phase Shift Keying) - ფაზური მანიპულაცია
PTFM (Pulse Time Frequency Modulation) - დროით-იმპულსურ სიხშირული მოდულაციას
PTM (Pulse Time Modulation) - დროით-იმპულსური მოდულაცია
PTPM (Pulse Time Phase Modulation) - დროით-იმპულსურ ფაზური მოდულაცია
PTT (Push-To-Talk) - დააჭირე, რომ ილაპარაკო
PWM (Pulse Wide Modulation) - განივ-იმპულსური მოდულაცია
QAM (Quadrature Amplitude Modulation) - კვადრატული ამპლიტუდური მოდულაცია
QDEF (The Quantum Dot Enhancement Film) - კვანტური წერტილების გამაუმჯობესებელი ფირი
QoS (Quality of service) - მომსახურების ხარისხის მხარდაჭერა
QPSK-კვადრატული ფაზის მანიპულაცია
RAM (Random Access Memory) - ოპერატიული მეხსიერება
Reject filter - გადამღობი ფილტრი
Repiters - რეტრანსლიატორი
RS (Reset-Set) – ტრიგერი
SNI (Subscriber Network Interface) - აბონენტის ქსელური ინტერფეისი
TACS (Total Access Communication Sysytem) - ფართო წვდომის საკომუნიკაციო სისტემა
TDD (Time Division Duplexing) - დუპლექსურ–დროითი დაყოფა
TDM (Time-division multiplexing) - მულტიპლექსირება დროითი დაყოფით
TETRA (TErrestrial Trunking RAdio) - რადიო-სარელეო ციფრული რადიოკავშირის ევროპული სტანდარტი
WAP (Wireless Access Point) - უსადენო წვდომის წერტილი
WLAN (Wireless Computer Area Network) - უსადენო კომპიუტერული ქსელი
WWW (World Wide Wireless Web) - გლობალური უსადენო ქსელი
XRTT (One Times Radio Transmission Technology) - რადიოგადაცემის ერთიანი ტექნოლოგია

გამოყენებული ლიტერატურა

- [1] ბებიაშვილი შ. რადიოტექნიკის საფუძვლები. თბილისი, 1981
- [2] ბებიაშვილი შ. რადიოტექნიკის ლაბორატორიული სამუშაოები. თბილისის სახ. უნივერსიტეტი, თბილისი, 1968.
- [3] გურგენიძე რ. ჟურნალი “ისტორიანი”, 2013 წლის სექტემბერი, #9/33
- [4] უღრელიძე ნ., შავგულიძე ს. ციფრული კავშირის სისტემების შემუშავება რადიოარხებისათვის. კავკასიის უნივერსიტეტის გამომცემლობა, თბილისი, 2020.
- [5] დგებუაძე გ. სრულად მართვადი ძალური ნახევარგამტარული გასაღები. დამხმარე სახელმძღვანელო. საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი, 2007.
- [6] ფაღავა ა. ბიოსიგნალების დამუშავების საფუძვლები. საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი. 2011.
- [7] ღომიძე ნ., ღომიძე ხ. ლექციების კურსი „რადიოფიზიკაში“, 2016 (ხელნაწერი).
- [8] ღომიძე ნ. ლექციების კურსი „უკაბელო კავშირის სისტემები“, 2013 (ხელნაწერი).
- [9] Boylestad R., Nashelsky I. Electronic devices and circuit theory. Seventh Edition.
- [10] Digital Video Broadcasting (DVB); Interaction channel for Local Multi-point Distribution Systems (LMDS). European Standard (Telecommunications series). <http://www.etsi.org>
- [11] Digital Video Broadcasting (DVB); Interaction channel through the Global System for Mobile communications (GSM). European Standard (Telecommunications series). <http://www.etsi.org>
- [12] Digital Video Broadcasting (DVB); Microwave Multipoint Distribution Systems (MMDS) below 10 GHz. European Standard (Telecommunications series). <http://www.etsi.org>
- [13] Eggimann W.H. Higher Order Evaluation of Electromagnetic Diffraction by Circular Disks, I.R.E. Trans. Micro. Theor. Tech. 9, 408 (1961).
- [14] Gradshteyn I.S., Ryzhik I.M. Table of Integrals, Series, and Products. Alan Jeffrey, Editor University of Newcastle upon Tyne, England. Academic Press is an imprint of Elsevier. ISBN-13: 978-0-12-373637-6
- [15] HICKMAN I. PRACTICAL RADIO-FREQUENCY HANDBOOK. FOURTH EDITION. BSC (HONS), CENG, MIET, MIEEE
- [16] McDonald K.T. Radiation in the Near Zone of a Hertzian Dipole (April 22, 2004).
- [17] NI Multisim. User Manual. National Electronics. Electronic work Groups. 2008
- [18] Proakis J.G. Digital Communications, 5th ed., New York: McGraw–Hill, 2008.
- [19] Radio Astronomy Contributing to American Competitiveness. Compiled by the staff of the National Radio Astronomy Observatory (NRAO). The NRAO is operated by Associated Universities, 2006
- [20] RF & Communication Trainer GRF-1300. User manual and text book. GW Instek part No. 82RF-13000MA1.
- [21] Беляев Ю.В. Кислов В.Я. Кислов В.В. Радиотехника и Электроника 2000 Т.45 №8. С954.
- [22] Гершензон Е.М., Полянина Г.Д., Соина Н. В. Радиотехника. Москва, «Просвещение», 1986.
- [23] Гололобов Д.В. Теория колебаний и волн. конспект лекций для студентов, 2008.
- [24] Манаев Е. И. Основы радиотехники. 1986.
- [25] Опаленов Ю.В. Потапов А.А. Радиотехника и Электроника. 2000.
- [26] www.britannica.com/
- [27] www.nasa.gov
- [28] www.en.wikipedia.org
- [29] www.wolfram.com
- [30] www.sss-mag.com/pdf/smithchart.pdf

გამოყენებული პროგრამული პაკეტები და სიმულატორები

- MS VISIO
- GRAPHICS CALCULATOR, COPYRIGHT © 2005–2021 APPLE INC.
- WOLFRAM MATHEMATICA 12.0
- CIRCUIT SIMULATOR MULTISIM 14.0. NATIONAL ELECTRONICS
- MATHCAD 15.0

სადიებელი

A

AC, - 46 -
Adaptive Power Control, - 308 -
AM, - 17 -, - 18 -, - 86 -, - 229 -, - 245 -
ASCII, - 229 -
Asynchronous Transfer Mode, - 302 -

B

Base Station Network Interface, - 302 -
Bluetooth, - 300 -, - 301 -

C

CDMA, - 280 -, - 313 -
Connect Bidco, - 310 -
Continuous Tone-Coded Squelch System, - 285 -

D

DC, - 46 -
DCS - Digital-Coded Squelch, - 286 -
Demand Assignment Multiple Access, - 304 -
Digital-Coded Squelch, - 285 -
DTMF- Dual-Tone Multi-Frequency, - 287 -

F

F1 ფენა, - 245 -
FDMA, - 279 -
Flip flop, - 235 -
Frequency Division Duplexing, - 305 -
FSO- Free Space Optics, - 305 -
FSO-სისტემები, - 308 -

G

Globalstar, - 310 -, - 311 -, - 312 -, - 313 -, - 314 -
GSM, - 280 -, - 284 -, - 292 -, - 293 -, - 313 -, - 314 -, - 329 -

I

ICO, - 312 -
IEEE 802.11, - 301 -
IEEE 802.16.1, - 302 -
IEEE 802.16.2, - 302 -
IEEE 802.16.3, - 302 -
Infrared Space Observatory, - 312 -
Inmarsat, - 310 -
Iridium, - 310 -, - 311 -, - 312 -, - 313 -, - 314 -

L

LaserBit, - 309 -

Latch, - 235 -
LMDS, - 299 -

M

MAC-ლონე, - 304 -
Media Access Control, - 303 -
MMDS, - 297 -

P

Pass Filter, - 277 -
Post Office Code Standardization Advisory Group, - 292 -, - 330 -
-
Protocol data unit, - 303 -
PSK, - 225 -

Q

QAM, - 222 -, - 223 -, - 224 -, - 225 -, - 301 -, - 330 -
QPSK, - 228 -
Quality of service, - 303 -
Q-მეტრი, - 51 -

R

Reject Filter, - 277 -
RS ტრიგერი, - 233 -

S

Shift-რეგისტრი, - 238 -
Sprint, - 309 -
Subscriber Network Interface, - 302 -

T

TDMA, - 279 -
Time Division Multiple Access, - 304 -

V

Verizon, - 309 -
Vodafone, - 309 -

W

Wireless Access Point, - 300 -
World Wide Wireless Web, - 293 -

ა

ავტოკორელაციური ფუნქცია, - 33 -
ალბათობის სიმკვრივე, - 34 -, - 37 -, - 38 -, - 227 -
ალექსანდრ პოპოვი, - 11 -
ამოძახილი, - 42 -

ამპლიტუდა-სიხშირული მახასიათებელი, - 26 -, - 57 -, - 67
-, - 80 -, - 81 -, - 82 -, - 83 -, - 85 -
ამპლიტუდური მანიპულაცია, - 18 -, - 222 -
ამპლიტუდური სპექტრი, - 26 -
ანალოგურ-ციფრული გარდაქმნა, - 222 -
ანოდური მახასიათებლები, - 103 -
ანტენა, - 18 -
ანტენის ეფექტური ფართობი, - 259 -
ანტენის მიერ გამოსხივებული სიმძლავრე, - 257 -
ანტენური კომპონენტები, - 276 -, - 277 -
აპერიოდული, - 16 -, - 151 -
არადიფუზური, - 126 -
არაერთგვაროვანი გარემო, - 244 -
არარეგულირებადი სარქველი, - 140 -
არასტაციონარული, - 22 -
არაწრფივი დამახინჯება, - 147 -, - 148 -
არეკვლის კოეფიციენტი, - 190 -
არტურ ელვინ კენელი, - 244 -
ასიმეტრიული ანტენა, - 260 -
ასიმეტრიული ვიბრატორი, - 260 -, - 261 -, - 270 -
ასინქრონული ტრიგერი, - 235 -

ბ

ბარიერის (ჯებირის) ტევადობა, - 120 -
ბიპოლარული ტრანზისტორი, - 125 -

გ

გაბნევის ეფექტური განიკვეთი, - 249 -
გადამცემი ანტენა, - 257 -
გადამცემი ხაზები, - 178 -
გადაცემის კომპლექსური კოეფიციენტი, - 56 -
გავრცელებულ პარამეტრებიანი წრედები, - 41 -
გამაძლიერებელი, - 106 -, - 123 -, - 133 -, - 145 -, - 146 -, -
147 -, - 150 -, - 151 -, - 153 -, - 155 -, - 157 -, - 159 -, - 160 -, -
161 -, - 162 -, - 165 -, - 171 -, - 173 -, - 174 -, - 176 -, - 230 -, -
233 -, - 277 -, - 309 -
გამზომი ხაზი, - 182 -
გამმართველები, - 136 -, - 137 -, - 165 -, - 239 -
გამოსახულების გამლა, - 199 -
გამოსვლის მუშაობა, - 99 -, - 101 -
გამოსხივების წინაღობა, - 258 -
გამშვები ფილტრები, - 63 -
გამწმენდი ფილტრები, - 141 -, - 142 -
განის დიოდი, - 123 -
გარღვევის ძაბვა, - 124 -
გატარების ზოლის სიგანე, - 223 -
გაუსის კანონი, - 36 -
გაძლიერების დინამიკური კოეფიციენტი, - 134 -, - 135 -
გაწმენდის კოეფიციენტი, - 141 -, - 142 -
გეოსტაციონარული თანამგზავრები, - 310 -
გვირაბული დიოდი, - 123 -
გიბსის ეფექტი, - 33 -
გულელმო მარკონი, - 12 -

დ

დაბალი სიხშირის ფილტრები, - 63 -, - 64 -, - 65 -, - 66 -, -
68 -
დადებითი უკუკავშირი, - 147 -
დატვირთვის წრფე, - 107 -
დაფარვის ზონა, - 249 -
დახრილობა, - 63 -, - 104 -, - 105 -, - 106 -, - 107 -
დევიდ ჰიუზი, - 11 -
დელტა-კორელირებადი, - 36 -
დემოდულატორი, - 18 -
დემოდულაცია, - 18 -
დენის ძალის ეფექტური მნიშვნელობა, - 50 -
დეტერმინირებული, - 21 -
დეტერმინირებული სიგნალები, - 21 -, - 27 -
დეტექტორი, - 19 -
დიაკი, - 124 -
დინამიკი, - 19 -
დინამიკური მახასიათებელი, - 106 -
დინამიკური რეჟიმი, - 103 -
დინამიკური წონასწორობა, - 101 -
დინოტრონული ეფექტი, - 110 -
დინოტრონული ვარდნა, - 110 -
დიოდური ბოგირი, - 139 -, - 141 -
დირაკის ნ ფუნქცია, - 27 -
დირექტორი, - 213 -, - 275 -
დისკრეტული სიგნალი, - 22 -
დისპერსია, - 35 -, - 36 -, - 37 -
დისპეტჩერული სისტემები, - 288 -
დიფუზური, - 120 -, - 126 -
დიფუნდირება, - 118 -
დუპლექსორი (Duplexer), - 277 -
დუპლექსორი, - 280 -

ე

ეგზოსფერო, - 244 -
ელუარდ ბრანლი, - 11 -, - 12 -
ეკვივალენტური კონტური, - 73 -
ეკვივალენტური სქემები, - 165 -, - 168 -, - 171 -, - 172 -, - 173 -
-
ელექტროვაკუუმური, - 97 -, - 99 -, - 172 -, - 173 -
ელექტრომაგნიტური ლინზა, - 209 -
ელექტრო-მამოდრავებელი ძალა, - 52 -
ელექტრონის ხვედრითი მუხტი, - 111 -
ელექტრონული პროექტორი, - 206 -
ელექტრონ-ხვრელის გენერაცია, - 114 -
ელექტრული გამტარებლობა, - 43 -, - 113 -
ელექტრული მილაკები, - 41 -, - 147 -, - 165 -
ელექტრული მოდული, - 21 -
ელექტრული სარქველები, - 136 -
ემიტერი, - 100 -, - 125 -, - 126 -, - 127 -, - 128 -, - 133 -, - 134 -,
- 136 -, - 151 -, - 152 -, - 157 -, - 170 -, - 171 -, - 177 -
ენერგეტიკული დონე, - 114 -, - 115 -, - 116 -, - 117 -, - 329 -
ენერგეტიკული მახასიათებლები, - 27 -
ენერგეტიკული სპექტრი, - 22 -, - 33 -
ერგოდული, - 36 -, - 37 -, - 39 -, - 40 -
ექო-რეპიტორებს, - 283 -

3

ვარგისობა, - 50 -
ვარიკაზი, - 123 -
ვექტორული დიაგრამა, - 73 -, - 75 -, - 76 -, - 90 -, - 254 -
ვიდეოსიგნალები, - 31 -
ვიდეოსიგნალი, - 15 -, - 16 -, - 18 -, - 198 -, - 202 -, - 203 -, -
206 -
ვიდიკონი, - 202 -
ვინის ბოგირი, - 156 -
ვიწროზოლოვანი პროცესები, - 40 -
ვიწროზოლოვანი შემთხვევითი პროცესი, - 40 -

ზ

ზემოქმედება, - 42 -
ზენერის დიოდები, - 143 -
ზენერის ძაბვა, - 143 -
ზოლური ფილტრები, - 63 -, - 67 -
ზონური დიაგრამა, - 115 -
ზღვრული სიხშირე, - 148 -, - 153 -, - 176 -

თ

თავმოყრილ პარამეტრებიანი წრელები, - 41 -
თანავარსკვლავედის დიაგრამა, - 223 -
თანამგზავრული კავშირი, - 310 -
თანხვედრის სქემა - AND, - 230 -
თეთრი ხმაური, - 31 -, - 36 -, - 37 -
თერმოსფერო, - 244 -
თომას ალვა ედისონი, - 11 -
თომას ედისონი, - 14 -
თხევადკრისტალური მონოტორები, - 210 -

ი

იდენტიფიკაცია, - 227 -, - 284 -, - 285 -, - 287 -, - 289 -, - 291 -
იმერსიული, - 210 -
იმპედანსი, - 53 -, - 55 -, - 58 -, - 60 -, - 61 -, - 158 -
იმპულსის ხანგრძლივობა, - 28 -, - 94 -, - 95 -
იმპულსური დიოდები, - 124 -
ინდუქციური ელემენტი, - 44 -
ინდუქციურობის კოეფიციენტი, - 44 -, - 51 -, - 68 -, - 147 -, - 155 -, -
156 -
ინვეტორი, - 230 -
ინტეგრალური ტექნიკა, - 239 -
ინფორმაციული სიგნალები, - 21 -
ინფორმაციული შესასვლელები, - 234 -
იონოსფერო, - 246 -
ირიბუმეტობიანი კათოდი, - 101 -

კ

კავშირის კოეფიციენტი, - 69 -, - 70 -, - 71 -, - 81 -, - 82 -, - 84
-, - 167 -
კავშირის სიხშირე, - 83 -
კავშირის წინაღობა, - 69 -, - 70 -, - 72 -, - 77 -, - 170 -
კარლოს ფერდინანდ ბრაუნს, - 14 -
კენელი-ჰევისაიდის ფენა, - 245 -

კენოტრონი, - 102 -
კვადრატული კომპონენტები, - 225 -
კვაზი სტაციონარული, - 42 -
კვანტური ხმაური, - 149 -
კილურა მდგენელი, - 88 -
კინესკოპი, - 210 -
კირჰოფის მეორე კანონი, - 47 -, - 52 -
კლაპის გენერატორი, - 159 -
კლარენს ზენერი, - 143 -
კოდი, - 223 -
კოდური Squelch-სისტემები, - 287 -
კოვალენტური კავშირი, - 114 -
კოლექტორი, - 125 -, - 126 -, - 127 -, - 128 -, - 133 -, - 134 -, -
135 -, - 136 -, - 151 -, - 152 -, - 153 -, - 169 -, - 171 -, - 177 -
კოლპიცას გენერატორი, - 159 -
კომბინერი (Combiner), - 278 -
კომპლექსური ამპლიტუდა, - 53 -, - 56 -, - 233 -
კომპტონის ეფექტი, - 251 -
კონტროლიორები, - 289 -
კონტურის აშლა, - 81 -
კონტურის მახასიათებელი წინაღობა, - 50 -
კოჰერენი, - 12 -
კრამერს-კრონიგის თანაფარდობა, - 40 -, - 315 -, - 316 -
კრისტალურ მესერი, - 113 -
კრიტიკული, - 79 -, - 80 -, - 81 -, - 82 -, - 84 -
კროს-დიაპაზონიანი დუპლექსი, - 283 -

ლ

ლანდელ დე მურუ, - 11 -
ლაპლასის ფუნქცია, - 39 -
ლოგარითმული დეკრემენტი, - 50 -
ლოგარითმული მასშტაბი, - 32 -
ლორენცის ძალა, - 99 -

მ

მაგნეტრონი, - 111 -
მაგნიტოსფერო, - 244 -
მაიკლ ფარადეი, - 11 -
მამოდულირებელი სიგნალი, - 87 -
მანჭველები, - 100 -
მართუთხა იმპულსი, - 28 -
მართუთხა საფეხურეობრივი იმპულსი, - 28 -
მაღალი სიხშირის ფილტრები, - 63 -, - 68 -
მდგრადი მდგომარეობა (ტრანზისტორის), - 233 -
მდგრადი ტალღები, - 182 -, - 183 -, - 186 -, - 190 -, - 191 -, -
192 -, - 194 -, - 197 -
მდგრადი ტალღის კოეფიციენტი, - 190 -
მეორადი ემისია, - 110 -, - 204 -
მეორე კერძო რეზონანსი, - 77 -, - 78 -
მზიდი სიგნალი, - 18 -
მიკროზოლოვანი ხაზი, - 68 -
მიკროპროცესორები, - 241 -
მიმართულების დიაგრამა, - 258 -
მიმართული ანტენები, - 264 -
მიმდევრობითი რხევითი კონტური, - 58 -, - 59 -, - 60 -
მიმღები ანტენა, - 257 -
მკვდარი ზონა, - 249 -

მმართველი ელექტროდი, - 103 -
მობილური (მოძრავი) ანტენები, - 264 -
მოდულატორი, - 18 -
მოდულაცია, - 17 -, - 18 -, - 86 -, - 87 -, - 90 -, - 94 -, - 95 -, - 96
-, - 216 -, - 220 -, - 221 -, - 222 -, - 223 -, - 224 -, - 225 -, - 226
-, - 229 -, - 279 -, - 292 -, - 297 -, - 300 -, - 329 -, - 330 -
მოდულაციის კოეფიციენტი, - 87 -, - 88 -, - 89 -, - 91 -, - 94 -
მოზაიკური ეკრანები, - 212 -
მონოპოლი, - 264 -
მრავალკვანძოვანი ფილტრები, - 142 -
მრავალტონიანი, - 90 -
მსრბოლი ტალღა, - 181 -
მუდმივ პარამეტრებიანი წრელები, - 41 -
მულტიმეგრები (Multicoupler), - 278 -

ნ

ნახევარგამტარული დიოდები, - 41 -, - 122 -, - 137 -
ნაჯერობის დენი, - 102 -
ნაჯერობის რეჟიმი, - 125 -, - 127 -
ნემატური სტრუქტურები, - 213 -
ნიკოლა ტესლა, - 11 -
ნონუსი, - 187 -
ნორმა, - 23 -
ნორმალური შემთხვევითი პროცესი, - 39 -
ნორმირებული დიაგრამა, - 258 -

ო

ოლივერ ჰევისაიდი, - 244 -
ოპერაციული გამაძლიერებელი, - 159 -
ორთოგონალური ფუნქცია, - 23 -
ორმაგი ელექტრონული კავშირი, - 114 -

პ

პარაზიტული მოდულაცია, - 90 -
პარაზიტული წინაღობა, - 146 -
პარალელური რხევითი კონტური, - 60 -
პარამეტრული გამაძლიერებელი, - 161 -
პარსერვალის თეორემა, - 30 -
პეიჯერული სისტემები, - 292 -
პენტოდი, - 109 -
პერიოდი, - 21 -
პირდაპირი დენი, - 119 -, - 121 -, - 133 -
პირველი კერძო რეზონანსი, - 77 -, - 78 -
პირველი სტატისტიკური მომენტი, - 35 -
პლანარული, - 117 -
პორტატული ანტენები, - 264 -
პროტოკოლი, - 303 -
პუასონის ხმაური, - 149 -
პულსაციის კოეფიციენტი, - 138 -

რ

რადიოსიგნალი, - 18 -
რადიოტალღების სპექტრი, - 242 -
რადიოტექნიკური წრელები, - 41 -, - 42 -, - 63 -

რეაქტიული წინაღობა, - 53 -, - 54 -, - 73 -, - 78 -, - 80 -, - 82 -,
- 189 -, - 195 -, - 197 -
რეგისტრი, - 237 -
რეგულირებადი სარქველი, - 140 -
რეგულირების კუთხე, - 140 -
რეზისტორული ელემენტი, - 42 -, - 43 -, - 44 -
რეჟექტული ფილტრები, - 63 -
რეტრანსლიატორები (Repiters), - 281 -
რეფლექტორი, - 261 -
რეფრაქცია, - 244 -
რთული რეზონანსი, - 77 -, - 82 -, - 83 -
როუმინგი, - 291 -, - 293 -, - 314 -

ს

საბაზო სადგურის ანტენები, - 264 -
სავლე ტრანზისტორი, - 10 -, - 125 -, - 129 -, - 130 -, - 131 -,
- 132 -, - 133 -, - 158 -, - 172 -, - 173 -, - 177 -, - 221 -
საიმედოობა, - 100 -
საკუთარი გამტარებლობა, - 114 -
სამკუთხა იმპულსი, - 28 -
სამოდულაციო სიგნალი, - 87 -
სიგნალის ეფექტური ხანგრძლივობა, - 31 -, - 32 -
სიგნალის სპექტრი, - 22 -
სითბური ხმაური, - 20 -, - 21 -, - 149 -, - 150 -, - 161 -
სიმენსი, - 43 -
სიმპლექსური, - 280 -
სინქრონული ტრიგერი, - 235 -
სიხსირული მანიპულაცია, - 221 -
სიხშირული დამახინჯება, - 146 -
სიხშირული მანიპულაცია, - 18 -, - 222 -, - 223 -
სკანირებადი ანტენები, - 273 -
სმექტიკური კრისტალები, - 213 -
სმიტის დიაგრამა, - 194 -, - 322 -
სპექტრის ეფექტური სიგანე, - 31 -
სპექტრის სიგანე, - 16 -, - 22 -, - 30 -, - 32 -, - 37 -, - 91 -, - 92 -,
- 149 -
სპექტროგრამა, - 15 -
სპინ-ორბიტალური, - 97 -
სპორადული, - 245 -
სრული რეზონანსი, - 77 -, - 78 -, - 79 -, - 80 -, - 81 -, - 82 -, -
83 -
სრული წინაღობა, - 53 -, - 60 -, - 78 -, - 182 -, - 193 -, - 194 -
სტაბილიზაციის კოეფიციენტი, - 144 -
სტატისტიკური რეჟიმი, - 103 -
სტაციონარული, - 22 -
სტაციონარული შემთხვევითი სიგნალები, - 36 -
სუბტონი, - 285 -
სუფთა ნახევარგამტარი, - 114 -

ტ

ტალღური არხი, - 275 -
ტალღური წინაღობა, - 181 -
ტევალური ელემენტი, - 45 -, - 46 -
ტელეხედავა, - 198 -
ტეტროდი, - 109 -
ტექნიკური დონე (ტრიგერის), - 241 -
ტირისტორი, - 124 -, - 132 -

ტონალური Squelch-სისტემები, - 285 -
ტრანზისტორი, - 41 -, - 126 -, - 128 -, - 129 -, - 132 -, - 133 -, -
136 -, - 145 -, - 147 -, - 154 -, - 165 -, - 171 -, - 221 -, - 233 -
ტრანზისტორის გამოსავლის დინამიური
მახასიათებელი, - 135 -
ტრანზისტორის გარდამავალი მახასიათებელი, - 132 -
ტრანჯი, - 289 -
ტრაპეციული იმპულსი, - 28 -
ტრიგერი, - 232 -
ტრიოდი, - 101 -, - 103 -, - 104 -, - 105 -, - 106 -, - 107 -, - 108 -,
- 110 -, - 155 -, - 172 -, - 173 -
ტრიოდული ტირისტორები, - 133 -
ტროპოსფერო, - 10 -, - 244 -

უ

უარყოფითი უკუკავშირი, - 147 -
უარყოფის სქემა - NOT, - 230 -
უილიამ დ. ლოფლინი, - 51 -
უკუდენი, - 119 -
უნიპოლარული ტრანზისტორი, - 125 -

ფ

ფაზა-მოდულირებული სიგნალი, - 93 -
ფაზა-სინშირული მახასიათებელი, - 57 -
ფაზური მანიპულაცია, - 18 -, - 222 -, - 223 -, - 224 -, - 225 -, -
330 -
ფაზური სპექტრი, - 26 -, - 29 -
ფაზური ფილტრები, - 63 -
ფარდობითი აშლა, - 58 -, - 61 -
ფიზიკური დონე, - 304 -
ფიტოლიტოგრაფია, - 117 -
ფოტოელექტრული ემისია, - 100 -
ფურიეს განზოგადებული კოეფიციენტები, - 23 -
ფურიეს კოეფიციენტები, - 24 -

შ

შეთანხმებული დატვირთვა, - 182 -
შემთხვევითი სიგნალები, - 34 -
შემკრები სქემა - OR, - 230 -
შესატანი წინაღობა, - 72 -, - 77 -, - 78 -
შეტანილი წინაღობა, - 73 -
შეტყობინების სიგნალი, - 15 -, - 18 -, - 19 -, - 86 -, - 90 -, - 93
-, - 216 -
შიგა დიფერენციალური განტოლება, - 106 -
შიგა წინაღობა, - 60 -, - 104 -, - 105 -, - 132 -, - 136 -, - 230 -
შოკლი, - 121 -, - 124 -

შოტკის დიოდი, - 123 -

ჩ

ჩამკეტი ძაბვა, - 104 -, - 121 -
ჩამოკვეთის რეჟიმი, - 125 -, - 127 -
ჩანდრა ბომე, - 11 -
ჩარჩული ანტენა, - 274 -

ც

ცის ტალღები, - 249 -
ციფრულ-ანალოგური გარდაქმნა, - 222 -
ციფრული Squelch-სისტემები, - 286 -

ძ

ძაბვის სტაბილიზატორები, - 142 -
ძირითადი ჰარმონიკა, - 25 -

წ

წრიული დიაგრამა, - 194 -
წრფივი კოდირება, - 221 -
წრფივი ოთხპოლუსა, - 56 -, - 58 -, - 76 -, - 168 -

ჭ

ჭკვიანი (Smart) ანტენები, - 265 -

ხ

ხელშემშლელი სიგნალი, - 20 -
ხმაურმხშობები, - 284 -

ჯ

ჯეიმს კლარკ მაქსველი, - 12 -
ჯეფრი დამი, - 239 -

ჰ

ჰაინრიხ რუდოლფ ჰერცი, - 12 -
ჰარმონიკების კოეფიციენტები, - 148 -
ჰევისაიდის ფუნქცია, - 27 -
ჰერცის ვიბრატორი, - 260 -
ჰილბერტის გარდაქმნა, - 40 -
ჰისტოლოგორსის მარყუქი, - 274 -

