

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

გ. დგებუაძე

ელექტრონიკის საფუძვლები

თბილისი 2010

## გ. დგებუაძე

ელექტრონიკის საფუძვლები. სახელმძღვანელო. თბილისი, 2010.

სახელმძღვანელოში განხილულია დისკრეტული და ინტეგრალური შესრულების ნახევარგამტარული ხელსაწყოების მუშაობის ფიზიკური საფუძვლები, მოქმედების პრინციპი, მახასიათებლები, ფიზიკური და საექსპლოატაციო პარამეტრები. მოცემულია ამ ხელსაწყოთა პრაქტიკული გამოყენების მაგალითები, რადიოელექტრონულ მოწყობილობებში გამოყენებული ძირითადი ანალოგური და ციფრული ქმედების კვანძების მუშაობის საკითხები. სახელმძღვანელო შედგენილია დისციპლინის – "ელექტრონიკის საფუძვლები" სასწავლო პროგრამის მიხედვით, რომელიც ეკითხება ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციების ფაკულტეტის მეორე კურსის სტუდენტებს. იგი გამოადგება ინფორმატიკისა და მართვის სისტემების ფაკულტეტის სტუდენტებსაც.

## შესავალი

ელექტრონიკას სამართლიანად მიიჩნევენ სამეცნიერო-ტექნიკური პროგრესის კატალიზატორად, რადგან ელექტრონიკის გარეშე არ იქნებოდა ის წარმატება, რომელსაც კაცობრიობამ მიაღწია კოსმოსის ათვისების საქმეში, ატომურ ენერგეტიკასა და გამოთვლით ტექნიკაში, საწარმოო პროცესების ავტომატიზაციაში, რადიომაუწყებლობასა და ტელეხედვაში და ა.შ.

ელექტრონიკა არის მეცნიერების, ტექნიკისა და წარმოების სფერო, რომელიც მოიცავს ელექტრონული ხელსაწყოების კვლევის, დამუშავებისა და გამოყენების საკითხებს.

თანამედროვე ელექტრონიკის წარმატებები დაკავშირებულია ნახევარგამტარული ელექტრონიკის ტექნოლოგიურ მიღწევებთან, რის შედეგადაც შესაძლებელი გახდა ინტეგრალური მიკროსქემების შექმნა. ნახევარგამტარული ელექტრონიკა სათავეს 1948 წლიდან იღებს, როდესაც ამერიკული ფირმის (Bell) თანამშრომელთა ჯგუფმა შექმნა პირველი ტრანზისტორი. 11 წლის შემდეგ კი Texas Instruments ფირმის ინჟინრებმა შექმნეს პირველი მიკროსქემა, რომელიც ექვს ტრანზისტორს შეიცავდა, ხოლო 1971 წელს მსოფლიოში ცნობილმა ფირმა Intel-მა შექმნა პირველი ოთხთანრიგიანი მიკროპროცესორი (4004), რომელიც უკვე 2000-ზე მეტ ტრანზისტორს შეიცავდა. შემდეგში ელექტრონული ხელსაწყოების მინიატურიზაცია ისეთი სწრაფი ტემპით ვითარდებოდა, რომ 1982 წელს ერთი ამერიკული სამეცნიერო ჟურნალი წერდა: "უკანასკნელი 25 წლის განმავლობაში ავიამრეწველობა ისე სწრაფად რომ განვითარებულიყო, როგორც გამოთვლითი ტექნიკის საშუალებათა მრეწველობა, მაშინ ბოინგ-767 თვითმფრინავის ღირებულება ამჟამად 500 დოლარი იქნებოდა და იგი დედამიწის გარშემოფრენას 20 წუთს მოანდომებდა, რისთვისაც მას დასჭირდებოდა 5 გალონი სათბობი".

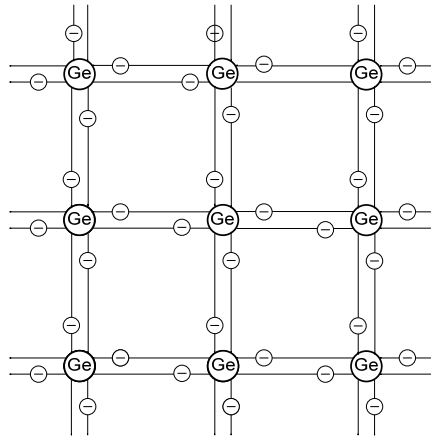
მიკროელექტრონიკის შთამბეჭდავი მიღწევები განპირობებულია არა მხოლოდ უახლესი ნახევარგამტარული ტექნოლოგიური მიღწევების გამოყენებით, არამედ ათეული წლების მანძილზე ინჟინერთა დიდი არმიის მიერ დამუშავებული სქემოტექნიკურ გადაწყვეტათა უზარმაზარი მარაგის შექმნით. თანამედროვე მაღალი ინტეგრაციის მიკროსქემებში რეალიზებულია ურთულესი სქემოტექნიკური გადაწყვეტები. მაგრამ, ამავე დროს, უნდა გვახსოვდეს, რომ მათი გაწყობა ხდება მარტივი საბაზო ელემენტების გამოყენებით, რომელთა განხილვაც წინამდებარე კურსის ძირითად მიზანს წარმოადგენს, მით უმეტეს, რომ ინტეგრალურ შესრულებასთან ერთად პრაქტიკაში გამოყენებულ ელექტრონულ მოწყობილობებს დისკრეტული სქემოტექნიკური შესრულებაც გააჩნიათ.

# 1. ნახევარგამტარული ხელსაწყოების მუშაობის ფიზიკური საფუძვლები

## 1.1 საკუთრივი ნახევარგამტარი და მისი ელექტროგამტარობა

ქიმიური ელემენტის ატომთა აქტივობა, ნებისმიერი სხვა ელემენტთან ურთიერთქმედების დროს, განისაზღვრება ატომის გარსის გარე ორბიტებზე მოძრავი ელექტრონებით, რომელთაც **სავალენტო ელექტრონები** ეწოდებათ. სავალენტო ელექტრონები მონაწილეობენ კრისტალების სტრუქტურის ფორმირების პროცესში. გარდა ამისა, სავალენტო ელექტრონები განსაზღვრავენ ნივთიერების ელექტროგამტარობასაც.

ნახევარგამტარულ ტექნიკაში გამოყენებული ოთხვალენტიანი გერმანიუმისა (Ge) და სილიციუმის (Si) კრისტალური მესერი ტეტრაედრის ფორმისაა. კრისტალური მესერის ცენტრში განთავსებული ატომი თანაბარი მაძილითაა დაშორებული კუთხეებში განლაგებული ოთხი უახლოესი ატომისაგან. თავის მხრივ, კუთხეებში განთავსებული ნებისმიერი ატომი წარმოადგენს ცენტრალურს სხვა ოთხი უახლოესი ატომის მიმართ, რომლებიც ასევე წარმოქმნიან ტეტრაედრს. ასეთი სახის კრისტალურ მესერში ატომებს შორის კავშირი მყარდება იმ ძალებით, რომლებიც აღიძვრება სავალენტო ელექტრონების წყვილ-წყვილად გაერთიანებით, რის შედეგადაც ატომის ირგვლივ წარმოიქმნება მდგრადი რვაელექტრონიანი გარსი. ატომებს შორის არსებულ ასეთ კავშირს **წყვილელექტრონული, ანუ კოვალენტური კავშირი** ეწოდება (იხ. სურ. 1.1).



სურ. 1.1. კრისტალურ მესერში გერმანიუმის ატომთა შორის ელექტრონული კავშირების სტრუქტურა

თუ ნახევარგამტარის კრისტალში კოვალენტური კავშირები დარღვეული არ არის, მაშინ ასეთ სტრუქტურას **იდეალური** ეწოდება. იდეალური სტრუქტურის მქონე ნახევარგამტარის ელექტროგამტარობა ნულის ტოლია, რადგან სავალენტო ელექტრონებს მოძრაობა შეუძლიათ ატომთა მცირე ჯგუფის გარშემო და არა კრისტალის მთელ მოცულობაში.

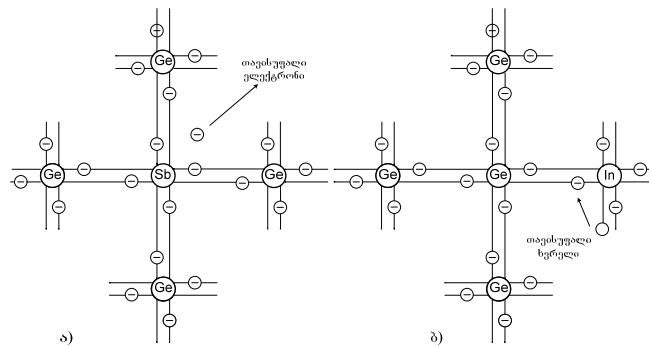
იდეალური სტრუქტურა ნახევარგამტარის კრისტალს მხოლოდ აბსოლუტური ნული ტემპერატურის ( $t = -273 \text{ }^{\circ}\text{C}$ ) დროს შეიძლება გააჩნდეს. უფრო მაღალი ტემპერატურის პირობებში კრისტალური მესერის კვანძებში განლაგებული ატომების სითბური რხევების ენერჯია (ე.წ. ფონონები) იწვევს კოვალენტური კავშირიდან ელექტრონების ნაწილის გამონთავისუფლებას და ნახევარგამტარის კრისტალი იძენს დენის გატარების უნარს. ტემპერატურის მომატებასთან ერთად იზრდება კრისტალის ელექტროგამტარობაც.

კოვალენტური კავშირების გაწყვეტისას ნახევარგამტარის სტრუქტურაში წარმოიქმნება თავისუფალი გადაადგილების უანრის მქონე ელექტრონები და ვაკანტური (ცარიელი) ადგილები იმ ენერგეტიკულ ორბიტაზე, საიდანაც ელექტრონების წასვლა მოხდა. ენერგეტიკულ ორბიტაზე წარმოქმნილ ვაკანტურ ადგილს **ხვრელს** უწოდებენ. ხვრელს გააჩნია ელემენტარული დადებითი მუხტის მქონე ნაწილაკის თვისება. მისი დადებითი მუხტი ელექტრონის მუხტის აბსოლუტური სიდიდის ტოლია (ე.ი. ხვრელის მუხტი ეტოლება  $1,6 \cdot 10^{-19}$  კ). ხვრელი (დადებითი მუხტი), ელექტრონის მსგავსად, ნახევარგამტარულ კრისტალში ქაოსურად მოძრაობს. ხვრელის გაჩენიდან გარკვეული დროის გასვლის შემდეგ (დროის ამ ინტერვალს **ხვრელის სიცოცხლის ხანგრძლივობა** ეწოდება) მას დაიკავენს ერთ-ერთი თავისუფალი ელექტრონი და აღდგება ატომის სტაბილური (ნეიტრალური) მდგომარეობა. ამ პროცესს **რეკომბინაცია** ეწოდება. მაშასადამე, ნახევარგამტარში არსებობს ორი სახის მუხტის გადამტანი: **ელექტრონი** (უარყოფითი მუხტის გადამტანი) და **ხვრელი** (დადებითი მუხტის გადამტანი). თავისუფალი ელექტრონების კრისტალში გადაადგილების სიჩქარე (ძვრადობა) მნიშვნელოვნად აღემატება ხვრელების გადაადგილების სიჩქარეს (ძვრადობას).

ქიმიურად გასუფთავებულ ერთგვაროვან ნახევარგამტარს **საკუთრივი ნახევარგამტარი** ეწოდება. სითბური ენერჯიის (ფონონების) გავლენით თავისუფალი ელექტრონები და ხვრელები საკუთრივ ნახევარგამტარში, რომელთა კონცენტრაციას შესაბამისად აღნიშნავენ  $n_i$  და  $p_i$ -ით, წყვილ-წყვილად ჩნდებიან, ე.ი.  $n_i = p_i$ . ამ პროცესს თავისუფალი მუხტის **თერმოგენერაცია** ეწოდება. დამყარებული ტემპერატურის დროს ელექტრონ-ხვრელის წყვილის კონცენტრაციები განისაზღვრება თერმოგენერაციისა და რეკომბინაციის პროცესებს შორის არსებული წონასწორობით. ნახევარგამტარის ელექტროგამტარობას, რომელიც სითბური წარმოშობის თავისუფალი ელექტრონებისა და ხვრელების წყვილითაა განპირობებული, **საკუთრივ ელექტროგამტარობას** უწოდებენ.

## 1.2. მინარევიანი ნახევარგამტარები. ნახევარგამტართა ტიპები

საკუთრივი ნახევარგამტარის ელექტროგამტარობა ძალზე მცირეა. ამიტომ ხელსაწყოთა დამზადების დროს მათ პრაქტიკულად არ იყენებენ. ამ მიზნით, როგორც წესი, მინარევიანი ნახევარგამტარები გამოიყენება, რადგან ქიმიურად გასუფთავებულ ნახევარგამტარში საჭირო თვისებების მქონე სხვა ქიმიური ელემენტის მინარევის შეტანის შემთხვევაში (10%-მდე) მკვეთრად იზრდება მისი ელექტროგამტარობა.



**სურ. 12. ნახევარგამტარულ კრისტალში გერმანიუმის მინარევის ატომთა შორის ელექტრონული კავშირების სტრუქტურა:**  
**ა) დონორულმინარევიანი კრისტალური მესერი;**  
**ბ) აქცეპტორულმინარევიანი კრისტალური მესერი**

მინარევის შეტანისას, მისი ატომები ჩანაცვლებიან ფუძე ნახევარგამტარის კრისტალური მესერის კვანძებში განლაგებულ ზოგიერთ ატომს. ასეთი ჩანაცვლების შედეგად წარმოქმნილი სურათი დამოკიდებულია მინარევის ტიპზე. ასე მაგალითად, თუ გერმანიუმის კრისტალში მინარევის სახით შეტანილია ხუთვალენტიანი ელემენტი – სტიბიუმი (სურმა), მაშინ ამ უკანასკნელის ოთხი სავალენტო ელექტრონი შედის გერმანიუმის მეზობელი ატომების ოთხ ელექტრონთან კოვალენტურ კავშირში და წარმოქმნის მდგრად რვაელექტრონიან გარსს (სურ. 12, ა). სტიბიუმის მეხუთე სავალენტო ელექტრონი კოვალენტური კავშირებისათვის აღმოჩნდება "ზედმეტი". იგი შედარებით სუსტადაა დაკავშირებული ატომბირთვთან, ფონონების ზეგავლენით ადვილად სცილდება მას და გარდაიქმნება თავისუფალ ელექტრონად. თვით მინარევის ატომი გარდაიქმნება ერთეული დადებითი ნიშნის მუხტის მქონე უძრავ (ლოკალიზებულ) იონად. მინარეული წარმოშობის თავისუფალი ელექტრონები დაემატება ფუძე ნახევარგამტარში თერმოგენერაციით წარმოქმნილ თავისუფალ ელექტრონებს, რის გამოც გაიზრდება ნახევარგამტარის კრისტალის ელექტროგამტარობა. ასეთი ნახევარგამტარის ელექტროგამტარობაში ძირითად როლს თავისუფალი ელექტრონები ასრულებენ. ამიტომ მათ **მუხტის ძირითადი გადამტანები** ეწოდებათ, ხოლო თვით ნახევარგამტარს – **ელექტრონული გამტარობის ან n-ტიპის ნახევარგამტარი**. მინარევის, რომელიც n-ტიპის ნახევარგამტარს იძლევა **დონორული** (ელექტრონის გამცემი) **მინარევი** ეწოდება. n-ტიპის ნახევარგამტარში დენის გავლის

პროცესში, ელექტრონების გარდა მონაწილეობენ თერმოგენერაციის შედეგად წარმოქმნილი ხვრელები (დადებითი მუხტები). მათი კონცენტრაცია გაცილებით ნაკლებია ელექტრონების კონცენტრაციაზე და ამიტომ მათ **მუხტის არაძირითად გადამტანებს** უწოდებენ. თუ ამ სახის ნახევარგამტარში ელექტრონების კონცენტრაციას  $n_n$ -ით აღვნიშნავთ, ხოლო ხვრელების კონცენტრაციას  $p_n$ -ით, მაშინ სამართლიანია მკაცრი უტოლობა  $n_n \gg p_n$ .

სტიბიუმის გარდა დონორულ მინარევად გამოიყენება ფოსფორი, დარიშხანი და ზოგიერთი სხვა ელემენტი.

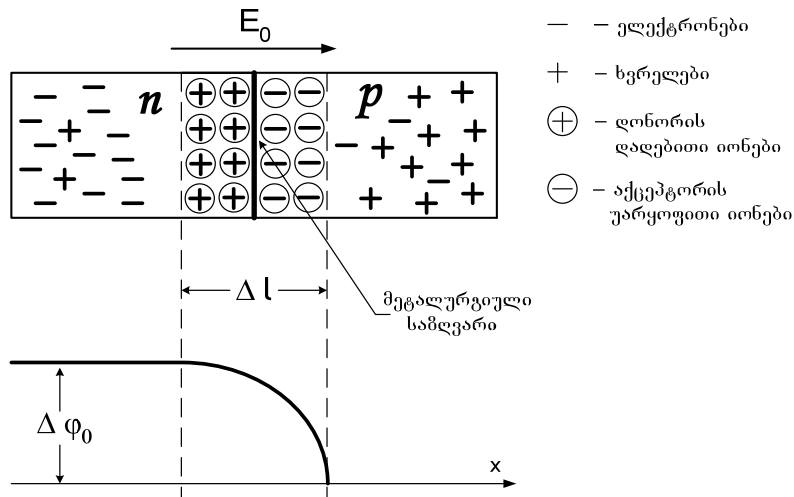
თუ გერმანიუმის ან სილიციუმის კრისტალში მინარევის სახით შევიტანთ სამვალენტო ინდიუმს (In), მაშინ მიიღება ზემოაღწერილისგან განსხვავებული სურათი (სურ.1.2. ბ). კერძოდ, ინდიუმის ატომები ჩაენაცვლებიან რა ფუძე ნახევარგამტარის კრისტალური მესერის კვანძებში განლაგებულ ატომებს, მდგრადი რვაელექტრონიანი გარსის შესაქმნელად ინდიუმის ატომს ერთი ელექტრონი დააკლდება. ინდიუმის ატომი ამ ელექტრონს ფუძე ნახევარგამტარის ატომისაგან მიიერთებს, რაც კრისტალურ მესერში ხვრელების წარმოქმნას გამოიწვევს. თვით მინარევის ატომი გარდაიქმნება ერთეული უარყოფითი მუხტის მქონე იონად. წარმოქმნილი ხვრელები დაემატება საკუთრივი გერმანიუმის კრისტალში თერმოგენერაციით შექმნილ ხვრელებს, რის გამოც გაიზრდება ნახევარგამტარის კრისტალის ელექტროგამტარობა. მაშასადამე, ასეთ ნახევარგამტარებში მუხტის ძირითად გადამტანებს ხვრელები (დადებითი მუხტები) წარმოადგენენ, რადგან მათი კონცენტრაცია გაცილებით მეტი აღმოჩნდება ელექტრონების (მუხტის არაძირითადი გადამტანების) კონცენტრაციაზე. ასეთ ნახევარგამტარს **ხვრელური გამტარობის ან p-ტიპის ნახევარგამტარს** უწოდებენ. ასეთი გამტარობის წარმოქმნელ მინარევს კი **აქცეპტორული** (ელექტრონის მიმღები) **მინარევი** ეწოდება. ხვრელების კონცენტრაციას p-ტიპის ნახევარგამტარში აღვნიშნავთ  $p_p$ -თი, ხოლო ელექტრონების კონცენტრაციას  $n_p$ -ით. მაშინ მუხტის ძირითად და არაძირითად გადამტანთა კონცენტრაციებს შორის თანაფარდობა ამ ტიპის ნახევარგამტარებში იქნება:  $p_p \gg n_p$ .

ინდიუმის გარდა აქცეპტორულ მინარევად გამოიყენება ალუმინი, გალიუმი, ბორი და ზოგიერთი სხვა ელემენტი.

დონორული მინარევის ლოკალური ენერგეტიკული დონეებიდან კოვალენტური კავშირებისთვის ზედმეტი ელექტრონების გამტარობის ზონაში, ხოლო ფუძე ნახევარგამტარის სავალენტო ზონის ელექტრონების აქცეპტორული მინარევის ენერგეტიკულ დონეებზე გადასვლისათვის საჭიროა გარკვეული ენერგია. ამ ენერგიას მინარევის **ატომის იონიზაციისთვის საჭირო ენერგია** ეწოდება. აბსოლუტური ნული ტემპერატურის დროს მინარევის ატომის იონიზაციას ადგილი არ ექნება, ხოლო ოთახის ტემპერატურის პირობებში ფონონების ენერგია სავსებით საკმარისია მინარევის, პრაქტიკულად ყველა, ატომის იონიზაციისათვის.

### 1.3. ელექტრონულ-ხვრელური (p-n) გადასასვლელი

ელექტრონულ-ხვრელური, ანუ p-n გადასასვლელი ეწოდება n- და p-ტიპის ნახევარგამტარული შრეების კომბინაციას. ასეთი კომბინაცია ნახევარგამტარის კრისტალში მიიღება შედნობის, დიფუზიის და სხვა სპეციალური ტექნოლოგიური მეთოდების გამოყენებით. ამ კომბინაციის მეტალურგიულ საზღვარზე ადგილი აქვს შემდეგ ფიზიკურ პროცესებს. იმის გამო, რომ თავისუფალი ელექტრონების კონცენტრაცია n-შრეში გაცილებით მეტია, ვიდრე p-შრეში, კონცენტრაციათა ეს სხვაობა წარმოშობს დიფუზიურ ძალას, რომელიც შეეცდება მეტალურგიული საზღვრის სხვადასხვა მხარეს ელექტრონების კონცენტრაციათა გათანაბრებას. იწყება ელექტრონების გადასვლა n-შიდან p-ში, რაც პირველ რიგში დონორული მინარევის ენერგეტიკული დონეებიდან განხორციელდება. ამის გამო, მეტალურგიული საზღვრის მახლობელ n-უბანზე დაგროვდება დონორის იონების გაუწონასწორებელი დადებითი სივრცული მუხტი (სურ. 1.3).



სურ. 1.3. p-n გადასასვლელის სტრუქტურა

ანალოგიურ პროცესებს აქვს ადგილი ხვრელების (დადებითი მუხტების) p-შიდან n-ში გადასვლის გამო, რომელიც გამოიწვევს მეტალურგიული საზღვრის მახლობელ p-უბანზე აცეპტორის გაუწონასწორებელი უარყოფითი სივრცული მუხტის დაგროვებას.

მეტალურგიული საზღვრის მახლობლად წარმოქმნილი დადებითი და უარყოფითი სივრცული მუხტების უბნები წარმოადგენენ საკუთრივ p-n გადასასვლელს, რომლის  $\Delta l$  სიგრძე მიკრონის მეათედ ნაწილებს არ აღემატება. ამ უბანს გადარიბებულ შრესაც უწოდებენ, რადგან აქ უმნიშვნელოა მუხტის მოძრაობის გადამტანების კონცენტრაცია და გააჩნია ძალზე დიდი ელექტრული წინააღობა.

p-n გადასასვლელის სივრცული მუხტი ქმნის ელექტრულ ველს, რომლის დაძაბულობის  $E_0$  ვექტორის მიმართულება 1.3 სურათზეა ნაჩვენები. p-n გადასასვლელის ელექტრული

ველი, ხელს უშლის რა დიფუზიური ძალებით გამოწვეული მუხტის გადამტანების გადასვლას ერთი უბნიდან მეორეში, წარმოქმნის პოტენციალურ ბარიერს მუხტის ძირითადი გადამტანებისათვის. ამის გამო, ერთიდაიგივე ნიშნის მუხტების კონცენტრაციების გათანაბრება მეტალურგიული საზღვრის სხვადასხვა მხარეს არ მოხდება.

p-n გადასასვლელის საკუთარი ელექტრული ველი, პირიქით, ხელს უწყობს მუხტის არაძირითადი გადამტანების გადასვლას მეტალურგიული საზღვრის ერთი მხარიდან მეორე მხარეზე. p-n გადასასვლელის ველის გავლენის არეში მოხვედრილი მუხტის არაძირითადი გადამტანების (n-უბნის ხვრელები და p-უბნის ელექტრონები) ნაკადი განაპირობებს მუხტის ძირითადი გადამტანების დიფუზიური ნაკადის საწინააღმდეგო მიმართულების დენს, რომელსაც **დრეიფის დენი** ეწოდება. თერმოდინამიკური წონასწორობის პირობებში ეს ორი დენი ერთმანეთს აკომპენსირებს. ამიტომ, გარე შეკრულ წრედში ასეთ პირობებში დენი არ გაივლის.

p-n გადასასვლელის საკუთარი ელექტრული ველის დასახასიათებლად შემოაქვთ **საკონტაქტო პოტენციალთა სხვაობის** ცნება, რომელიც 1.3 სურათზე  $\Delta\phi_0$ -თაა აღნიშნული. საკონტაქტო პოტენციალთა სხვაობა (პოტენციალური ბარიერის სიმაღლე) დამოკიდებულია n- და p-ტიპის უბნებში მუხტის ძირითად და არაძირითად გადამტანთა კონცენტრაციებს შორის თანაფართობაზე და ტემპერატურულ პოტენციალზე

$$\phi_T = kT/q, \quad (1.1)$$

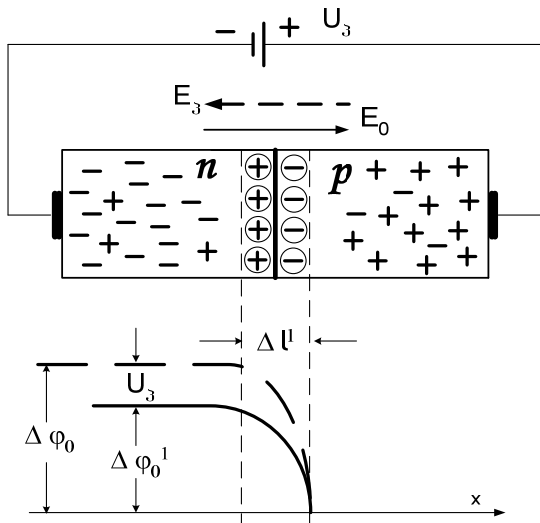
სადაც  $k=1,38 \cdot 10^{-23} \text{ჯ/კ}$  – ბოლცმანის მუდმივაა;

$q=1,6 \cdot 10^{-19} \text{კ}$  – ელემენტარული მუხტია (ელექტრონის მუხტის აბსოლუტური სიდიდე).

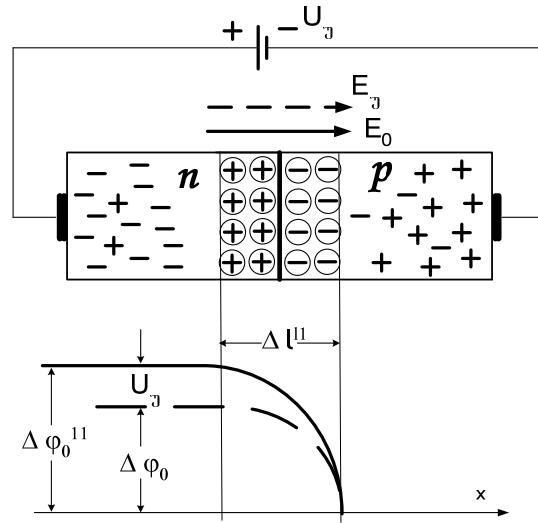
ოთახის ტემპერატურის დროს ( $T=300^\circ\text{K}$ )  $\phi_T \approx 26 \text{მვ}$ . ამ შემთხვევაში გერმანიუმის p-n გადასასვლელის საკონტაქტო პოტენციალთა სხვაობა  $\Delta\phi_0 \approx 0,35 \text{ვ}$ , ხოლო სილიციუმის p-n გადასასვლელის საკონტაქტო პოტენციალთა სხვაობა  $\Delta\phi_0 \approx 0,62 \text{ვ}$ .

p-n გადასასვლელის თერმოდინამიკური წონასწორობა დაირღვევა და გარე შეკრულ წრედში გაივლის დენი, თუ მას ძაბვის წყაროსთან მივაერთებთ. შევაერთოთ p-უბნის საკონტაქტო გამოყვანი მუდმივი ძაბვის წყაროს "+"-თან, ხოლო n-უბნის საკონტაქტო გამოყვანი – "-"-თან. მაშინ, გარეშე ძაბვის წყარო p-n გადასასვლელზე შექმნის ელექტრულ ველს, რომლის დაძაბულობის  $E_3$  ვექტორს ექნება  $E_0$ -ის საწინააღმდეგო მიმართულება. ამის გამო, p-n გადასასვლელის პოტენციალური ბარიერის სიმაღლე შემცირდება  $\Delta\phi' = \Delta\phi_0 - U_3$  სიდიდემდე (იხ. სურ. 1.4). პოტენციალური ბარიერის შემცირების შედეგად გაიზრდება მუხტის ძირითადი გადამტანების დიფუზიური ნაკადი (მუხტის არაძირითადი გადამტანების ნაკადი არ იცვლება) და გარე შეკრულ წრედში გაივლის დენი, რომლის სიდიდე სწრაფად იწევს ზრდას  $U_3$  ძაბვის მცირედი გაზრდის შემთხვევაშიც კი. p-n გადასასვლელზე მიერთებულ ასეთი პოლარობის ძაბვას **პირდაპირი**

ძაბვა ეწოდება, ხოლო წრედში გამავალ დენს – პირდაპირი დენი. p-n გადასასვლელის ასეთ ჩართვას კი პირდაპირი, ანუ გამტარი მიმართულებით ჩართვას ვუწოდებთ.



სურ. 14. p-n გადასასვლელის პირდაპირი ჩართვა



სურ. 15. p-n გადასასვლელის უკუჩართვა

თუ შევცვლით p-n გადასასვლელზე მიერთებული მუდმივი ძაბვის წყაროს ძაბვის პოლარობას (ე.ი. "+"-ს მივაერთებთ n-თან, წყაროს "-"-ს კი – p-თან), მაშინ გარეშე ძაბვის წყარო, შემცირების ნაცვლად, გაზრდის p-n გადასასვლელის პოტენციალური ბარიერის სიმაღლეს  $\Delta\phi = \Delta\phi_0 + U_უ$  სიდიდემდე (იხ. სურ. 15). ამით კვლავ დაირღვევა თერმოდინამიკური წონასწორობა მუხტის ძირითადი გადამტანების დიფუზიური ნაკადის პრაქტიკულად ნულამდე შემცირების გამო ( $U_უ$  ძაბვის ერთეულ ვოლტამდე გაზრდისას). ამ შემთხვევაში, p-n გადასასვლელზე იარსებებს მხოლოდ მუხტის არაძირითადი გადამტანების ნაკადი და გარე შეკრულ წრედში გაივლის ამ ნაკადით განპირობებული დრეიფის დენი. აღნიშნულ დენს აქვს პირდაპირი დენის საწინააღმდეგო მიმართულება, რის გამოც მას უკუდენს უწოდებენ. უკუდენი გაცილებით მცირე სიდიდისაა, ვიდრე პირდაპირი დენი, რადგან p-n სტრუქტურაში მუხტის არაძირითადი გადამტანების კონცენტრაცია გაცილებით ნაკლებია ( $10^3 \div 10^5$ -ჯერ) მუხტის ძირითადი გადამტანების კონცენტრაციაზე. p-n გადასასვლელზე მიერთებული ასეთი პოლარობის ძაბვას უკუძაბვა ეწოდება, ხოლო p-n გადასასვლელის ასეთ ჩართვას უკუ, ანუ არაგამტარი მიმართულებით ჩართვა ეწოდება.

ამრიგად, p-n გადასასვლელი მგრძობიარეა მიერთებული ძაბვის პოლარობის მიმართ და დენს პრაქტიკულად ერთი მიმართულებით ატარებს. ამის გამო, იგი წარმოადგენს ცვლადი ძაბვის გასამართავად გამოყენებული ნახევარგამტარული ხელსაწყოების – დიოდების ძირითად მუშა ნაწილს. გარდა ამისა, p-n გადასასვლელი წარმოადგენს მრავალგადასასვლელიანი ხელსაწყოების – ტრანზისტორების და ტირისტორების საფუძველს.

#### 1.4. p-n გადასასვლელის სახეები და მათი ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

p-n გადასასვლელები შეიძლება განსხვავდებოდნენ ერთმანეთისაგან ორი ძირითადი ნიშნის მიხედვით:

- n- და p-ტიპის შრეებში მუხტის ძირითადი გადამტანების კონცენტრაციებს შორის თანაფარდობებით;
- n- და p-ტიპის შრეებს შორის მეტალურგიული საზღვრის სიმკვეთრით.

პირველი ნიშნის მიხედვით ერთმანეთისგან უნდა განვასხვაოთ სიმეტრიული და არასიმეტრიული p-n გადასასვლელები. სიმეტრიული გადასასვლელის ორივე შრეში მუხტის ძირითადი გადამტანების კონცენტრაციები ერთნაირია, ხოლო არასიმეტრიული გადასასვლელის შრეებში – მკვეთრედ განსხვავებული ( $10^2 \div 10^3$ -ჯერ). ნახევარგამტარულ ხელსაწყოებში ძირითადად არასიმეტრიული p-n გადასასვლელია გამოყენებული.

მეორე ნიშნის მიხედვით, p-n გადასასვლელი შეიძლება იყოს საფეხურებრივი ან მდორე. საფეხურებრივია ისეთი გადასასვლელი, რომლის n- და p-ტიპის შრეებს შორისაც არსებობს იდეალური მეტალურგიული საზღვარი. კერძოდ, საზღვრის ერთ მხარეს არსებობს მხოლოდ ელექტრონები, ხოლო საზღვრის მეორე მხარეს – მხოლოდ ხვრელები. მდორე p-n გადასასვლელის მეტალურგიული საზღვარზე კი ერთი ნიშნის მუხტის კონცენტრაცია თანდათან მცირდება, ხოლო მეორე ნიშნის მუხტის კონცენტრაცია თანდათან იზრდება. ყველა რეალური p-n გადასასვლელი მიეკუთვნება მდორე გადასასვლელთა ჯგუფს, თუმცა ანალიზის სიმარტივის გამო, შესაძლებლობის ფარგლებში, მათ განიხილავენ როგორც საფეხურებრივს.

p-n გადასასვლელების ელექტრულ თვისებებს აფასებენ მისი ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის მიხედვით, რომელიც ამყარებს კავშირს გადასასვლელზე მოქმედ ძაბვასა და მასში გამავალ დენს შორის. მისი ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი ანალიზურად შემდეგი გამოსახულებით აღიწერება

$$I = I_0(e^{U/\phi_T} - 1), \quad (12)$$

სადაც  $I$  – p-n გადასასვლელის დენია;

$U$  – გადასასვლელზე მოქმედი ძაბვაა. პირდაპირი ჩართვის დროს ძაბვა აიღება დადებითი ნიშნით, ხოლო უკუ ჩართვის დროს – უარყოფითი ნიშნით;

$I_0$  – გაჯერების უკუდენია;  $n=1 \dots 2$  – შესწორების კოეფიციენტი. იგი ითვალისწინებს ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის იდეალურისგან (თეორიულისგან) გადახრას.

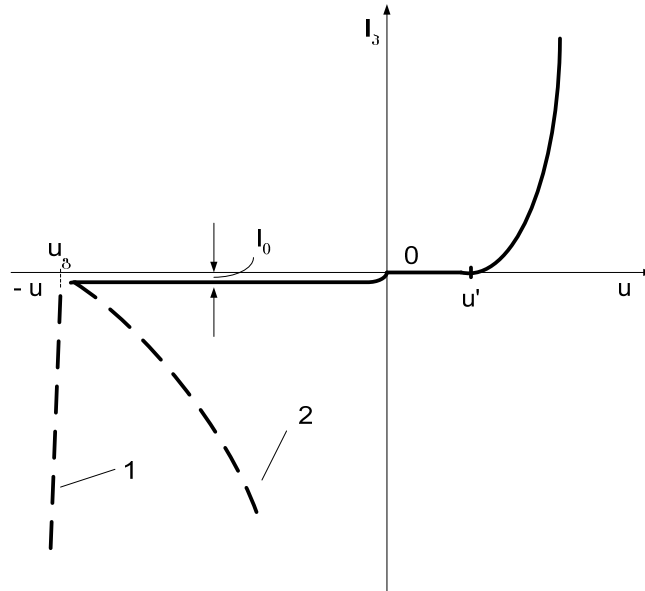
ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის გრაფიკული სახე 1.6 სურათზეა წარმოდგენილი. კოორდინატთა სისტემის პირველ მეოთხედში აგებულია ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტო

$$I_s \approx I_0 e^{U/\phi_T} . \quad (13)$$

მესამე მეოთხედში აგებულია ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის უკუშტო

$$I_y = I_0 (e^{-U/\phi_T} - 1) \approx I_0 . \quad (14)$$

ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის განხილვისას ყურადღება უნდა გამახვილდეს ორ ფაქტზე:



სურ. 1.6. p-n გადასასვლელის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

- პირდაპირი დენი გაზრდას იწყებს პირდაპირი ძაბვის არა ნულოვანი მნიშვნელობიდან, არამედ მას შემდეგ, რაც პირდაპირი ძაბვა გაუტოლდება გადასასვლელის გამღები ძაბვის მნიშვნელობას ( $U'$ ), რომელიც გერმანიუმის p-n გადასასვლელისთვის (0,2 . . . 0,4) ვ-ის ფარგლებშია, ხოლო სილიციუმის გადასასვლელისათვის – (0,6 . . . 0,8) ვ-ის ფარგლებში;
- p-n გადასასვლელის უკუდენი რჩება უმნიშვნელოდ მცირე სიდიდის, ვიდრე აბსოლუტური სიდიდის ზრდის პროცესში უკუძაბვა არ მიაღწევს კრიტიკულ ზღვარს ( $U_p$ ), რის შემდეგაც ადგილი აქვს p-n გადასასვლელის გარღვევას და უკუდენის სწრაფ ზრდას. ცხადია, გარღვევის შემდეგ p-n გადასასვლელი ჰკარგავს დენის ერთი მიმართულებით გატარების თვისებას. გერმანიუმის p-n გადასასვლელი უფრო მცირე ძაბვის დროს ირღვევა, ვიდრე სილიციუმის p-n გადასასვლელი.

ერთმანეთისაგან უნდა განვასხვაოთ p-n გადასასვლელის გარღვევის ორი სახე: ელექტრული და სითბური. ელექტრული გარღვევა დაკავშირებულია p-n გადასასვლელზე ელექტრული ველის დაძაბულობის გაზრდის პროცესთან, რის შედეგადაც ადგილი აქვს გვირახული ან ზეაგური ხასიათის გარღვევებს.

გვირაბული ხასიათის გარღვევას საფუძვლად უდევს ე.წ. გვირაბული ეფექტი. კერძოდ, ძალზე მცირე სიგანისა და დიდი ელექტრული დაძაბულობის მქონე p-n გადასასვლელზე მუხტის გადამტანები გაძვრებიან თავისებურ გვირაბში და პოტენციალური ბარიერის დაძლევის გარეშე აღმოჩნდებიან მეტალურგიული საზღვრის მეორე მხარეზე ენერჯის შეუცვლელად.

ზვავური ხასიათის გარღვევის საფუძველს წარმოადგენს p-n გადასასვლელის ძლიერ ელექტრულ ველში დიდი სისწრაფით მოძრავი მუხტის გადამტანებით გამოწვეული ატომების დარტყმითი იონიზაცია და ამ პროცესთან დაკავშირებული მუხტის მოძრავი გადამტანების რაოდენობის სწრაფი ზრდა. ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელზე ზვავური ელექტრული გარღვევის შესაბამის უბანს აქვს 1-წყვეტილი წირის სახე (სურ. 1.6).

სითბური გარღვევის მიზეზი შეიძლება გახდეს უკუდენით გამოწვეული p-n გადასასვლელის თვითგაცხელება. გადასასვლელის ტემპერატურის მომატება გამოიწვევს უკუდენის ზრდას, რაც თავის მხრივ კიდევ უფრო გაზრდის p-n გადასასვლელის ტემპერატურას და ა.შ. სითბური გარღვევის შესაბამის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის უბანს აქვს 2-წყვეტილი წირის სახე (სურ. 1.6).

სითბურ გარღვევას, როგორც წესი, ადგილი აქვს იმ შემთხვევაში, როდესაც უკუდენი აღწევს საკმაოდ დიდ მნიშვნელობას, მაგალითად, ზვავური ან გვირაბული გარღვევის დროს. სითბური გარღვევის დროს ნახევარგამტარული კრისტალის სტრუქტურა მთლიანად იშლება და იგი უვარგისი ხდება.

### 1.5. p-n გადასასვლელის ტევადობა

p-n გადასასვლელის p- და n-ტიპის შრეები შეიძლება განხილულ იქნას როგორც კონდენსატორის შემონაფენები, ხოლო მოძრავი მუხტებისაგან გადარიბებული საკუთრივ p-n გადასასვლელი – როგორც დიელექტრიკი. აქედან გამომდინარე, შეიძლება შემოღებული იქნეს **ბარიერული ტევადობის** ცნება.

ბარიერული ტევადობა შეიძლება დაიყოს ორ მდგენლად:

- ბარიერული ტევადობა, რომელიც ასახავს მუხტების გადანაწილებას უშუალოდ გადასასვლელზე;
- დიფუზიური ტევადობა, რომელიც ასახავს მუხტის მოძრავი გადამტანების გადანაწილებას ნახევარგამტარულ შრეებში (ბაზებში).

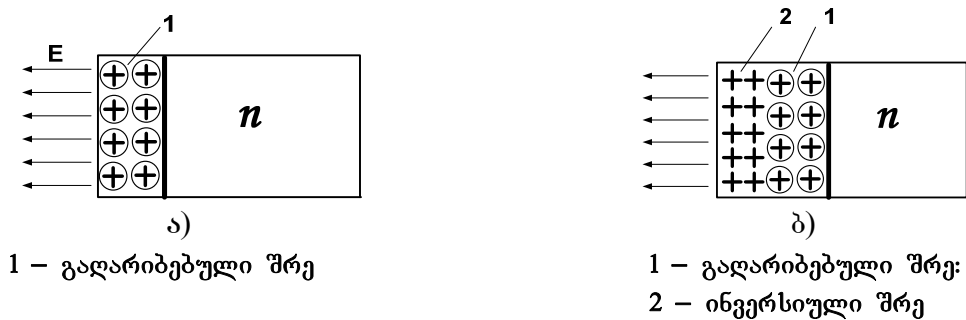
ბარიერული ტევადობის ასეთი დაყოფა რამდენადმე პირობითია, მაგრამ მოხერხებულია იმ თვალსაზრისით, რომ ეს ტევადობები გადასასვლელზე მოქმედი ძაბვის სხვადასხვა პოლარობის დროს ერთნაირი სიდიდის არ არის. პირდაპირი ძაბვის მოქმედების დროს მთავარ როლს ასრულებს შრეებში (ბაზებში) წარმოქმნილი ჭარბი მუხტები, ე.ი. დიფუზიური ტევადობა. უკუძაბვის შემთხვევაში ბაზებში ჭარბი მუხტები

უმნიშვნელო სიდიდისაა და მთავარ როლს ბარიერული ტევადობა ასრულებს. ორივე ტევადობა არაწრფივია. დიფუზიური ტევადობა პირდაპირ დენზეა დამოკიდებული, ხოლო ბარიერული ტევადობა – უკუაბრუნებულად.

## 1.6. ველის ეფექტი

ერთი ჯგუფის ნახევარგამტრულ ხელსაწყოთა მუშაობას საფუძვლად უდევს ელექტრული ველის ეფექტის ფიზიკური მოვლენა. ველის ეფექტს უწოდებენ ნახევარგამტარის ზედაპირქვეშა შრეში მუხტის გადამტანთა კონცენტრაციისა და, მაშასადამე, ხვედრითი წინააღობის ცვლილებას ელექტრული ველის ზემოქმედებისას. ელექტრული ველის მიმართულებისა და დაძაბულობის სიდიდის მიხედვით ნახევარგამტარის ზედაპირქვეშა შრეში შექმნება არსებობდეს სამი სხვადასხვა რეჟიმი: მუხტის გადამტანებისაგან გაღარბების რეჟიმი, მუხტის გადამტანების ნიშნის შეცვლის (ინვერსიის) რეჟიმი და მუხტის გადამტანებით გამდიდრების რეჟიმი.

განვიხილოთ ველის ეფექტი  $n$ -ტიპის ნახევარგამტარის მაგალითზე.



სურ. 1.7. ველის ეფექტი  $n$ -ტიპის ნახევარგამტარში

ვთქვათ,  $n$ -ტიპის ნახევარგამტარზე მოქმედებს ზედაპირისადმი მართობული და 1.7 სურათზე ნაჩვენები მიმართულების ელექტრული ველი. ასეთი მიმართულების ელექტრული ველი აიძულებს ზედაპირის მახლობელი შრის ელექტრონებს გადაინაცვლონ სიღრმისეული შრეებისაკენ. ელექტრონების ასეთი გადაადგილების შემდეგ, ნახევარგამტარის ზედაპირის უახლოეს შრეში აღმოჩნდება დონორული მინარევის დადებითი უძრავი იონების გაუწონასწორებელი მოცულობითი მუხტი. ეს შრე გაღარბებულია მოძრავი მუხტებისაგან და გააჩნია გაზრდილი ხვედრითი წინააღობა. ამავე დროს, ელექტრონული ველი ნახევარგამტარის ზედაპირისკენ მიიზიდავს მუხტის არაძირითად გადამტანებს – ხვრელებს. მაგრამ, სანამ ელექტრული ველის დაძაბულობა შედარებით მცირე სიდიდისაა, ამ მუხტის კონცენტრაცია უმნიშვნელოა და ნახევარგამტარის ზედაპირის მახლობლად აღმოჩნდება განსაზღვრული სისქის მუხტის გადამტანებისაგან გაღარბებული შრე – 1 (სურ. 1.7, ა).

ელექტრული ველის დაძაბულობის გაზრდისას მუხტის ძირითად გადამტანთა სულ უფრო მეტი რაოდენობა გადაადგილდება სიღრმისეულ შრეებში და ამის გამო იზრდება გაღარიბებული შრის სისქე. ამავე დროს, ზედაპირისაკენ მიიზიდება მუხტის არაძირითად გადამტანთა სულ უფრო მეტი რაოდენობა. როდესაც მუხტის არაძირითადი გადამტანების (ხვრელების) კონცენტრაცია გადააჭარბებს მუხტის ძირითადი გადამტანების (ელექტრონების) კონცენტრაციას, შეიცვლება ზედაპირის მახლობელი შრის გამტარობის ტიპი, ანუ მოხდება მისი გამტარობის ინვერსია. მუხტის არაძირითადი გადამტანების დაგროვებით შექმნილ შრეს (შრე – 2, სურ. 1.7, ბ) **ინვერსულ შრეს** უწოდებენ. ასეთი შრის სისქე (1 . . . 2) ნანომეტრს არ აღემატება.

თუ შევცვლით n-ტიპის ნახევარგამტარზე მოქმედი ელექტრული ველის მიმართულებას, მაშინ ზედაპირის მახლობელ შრეში ნახევარგამტარის სიღრმიდან შეიზიდებიან მუხტის ძირითადი გადამტანები (ელექტრონები) და აღნიშნული შრე გამდიდრდება მუხტის ძირითადი გადამტანებით. გამდიდრებული შრისათვის დამახასიათებელია გაზრდილი ელექტრული გამტარობა.

### 1.7. ელექტრული გადასასვლელი ლითონისა და ნახევარგამტარის კონტაქტის დროს

ლითონისა და ნახევარგამტარის კონტაქტის დროს, ორი სხვადასხვა ტიპის ნახევარგამტარის კონტაქტის ანალოგიურად, ადგილი აქვს საკონტაქტო სიბრტყეში მუხტების გადანაწილების პროცესს. მუხტების გადანაწილების შედეგად გაჩნდება ელექტრული ველი და საკონტაქტო პოტენციალთა სხვაობა (პოტენციალური ბარიერი)

$$\Delta\phi_k = (A_{\text{ლ}} - A_{\text{ნ}}) / q, \quad (1.5)$$

სადაც,  $A_{\text{ლ}}$  – ლითონის ზედაპირიდან ელექტრონის გამოსვლის მუშაობაა;

$A_{\text{ნ}}$  – ნახევარგამტარის ზედაპირიდან ელექტრონის გამოსვლის მუშაობაა;

$q$  – ელექტრონის მუხტია.

ნახევარგამტარის ტიპისა და ელექტრონების გამოსვლის მუშაობათა შორის თანაფარდობის მიხედვით, საკონტაქტო არეში შესაძლებელია გაჩნდეს მუხტის გადამტანებით გამდიდრებული ან გაღარიბებული შრე. როდესაც  $A_{\text{ლ}} < A_{\text{ნ}}$ , ელექტრონები ლითონიდან ნახევარგამტარში გადავლენ. იმ შემთხვევაში კი, როდესაც  $A_{\text{ნ}} < A_{\text{ლ}}$ , ელექტრონები გადავლენ ნახევარგამტარიდან ლითონში.

როდესაც კონტაქტი მყარდება p-ტიპის ნახევარგამტარსა და ლითონს შორის და  $A_{\text{ლ}} < A_{\text{ნ}}$ , მაშინ საკონტაქტო სიბრტყის მახლობელ p-ნახევარგამტარის შრეში ელექტრონების გადასვლის გამო იზრდება მუხტების რეკომბინაციის ინტენსივობა. ამიტომ, აქ შემცირდება მუხტის ძირითადი გადამტანების (ხვრელების) კონცენტრაცია და წარმოიქმნება

აქცეპტორის უძრავი იონების უარყოფითი სივრცული მუხტი. გაჩნდება ელექტრული ველი, რომელიც შეაფერხებს მეტალურგიულ საზღვარზე ელექტრონების გადასვლის პროცესს.

მსგავსი სურათი მიიღება n-ტიპის ნახევარგამტარისა და ლითონის კონტაქტის დროს, როდესაც  $A_6 < A_{\text{ლ}}$ . ამ შემთხვევაში, ელექტრონების გადასვლა მოხდება ნახევარგამტარიდან ლითონში. ამიტომ, მეტალურგიული საზღვრის მახლობელ n-ნახევარგამტარის შრეში დაგროვდება დონორის დადებითი იონების მოცულობითი მუხტი, რომლის მიერ შექმნილი ელექტრული ველი შეაფერხებს ნახევარგამტარიდან ლითონში ელექტრონების გადასვლას.

ამრიგად, ლითონ-ნახევარგამტარის ორივე სახის კონტაქტის დროს საკონტაქტო არეში წარმოიქმნება მოძრავი მუხტებისგან გაღარიბებული შრე, რომელსაც p-n გადასასვლელის მსგავსად, გააჩნია დიდი სიდიდის ხვედრითი წინაღობა. აქ არსებული ელექტრული ველი მუხტის გადამტანების მიმართ წარმოქმნის პოტენციალურ ბარიერს, რომელსაც შოტკის ბარიერსაც უწოდებენ. პოტენციალური ბარიერის არსებობის გამო, ლითონისა და ნახევარგამტარის ზემოგანხილულ ორივე სახის კონტაქტს გააჩნია დენის ერთი მიმართულებით გატარების, ანუ ვენტილური თვისება. შოტკის ბარიერი წარმოადგენს ორელექტროდიანი ნახევარგამტარული ხელსაწყოს – დიოდის მუშა ნაწილს. ამ სახის დიოდს შოტკის დიოდი ეწოდება.

ვენტილური თვისების მქონე ლითონ-ნახევარგამტარის კონტაქტის გარდა, დიდი პრაქტიკული გამოყენება აქვს სიმეტრიული გამტარობის მქონე ლითონ-ნახევარგამტარის კონტაქტს, რომელსაც ომური კონტაქტი ეწოდება. ომური კონტაქტი წარმოადგენს ნებისმიერი ნახევარგამტარული ხელსაწყოს განუყოფელ ნაწილს, რადგან მხოლოდ ასეთი კონტაქტი უნდა განხორციელდეს ნახევარგამტარული უბნების (n, p) გარეშე წრედთან მიმართებულ ლითონის ელექტროდებთან (საკონტაქტო გამომყვანებთან).

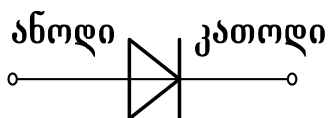
p-ტიპის ნახევარგამტარსა და ლითონს შორის ომური კონტაქტი მიიღება, თუ  $A_6 > A_{\text{ლ}}$ . ასეთივე კონტაქტი n-ტიპის ნახევარგამტარსა და ლითონს შორის კი მიიღება, როდესაც  $A_6 < A_{\text{ლ}}$ . ზემოაღნიშნული ორივე სახის კონტაქტის შემთხვევაში ლითონისა და ნახევარგამტარის მეტალურგიულ საზღვართან წარმოიქმნება არა გაღარიბებული, არამედ მუხტის გადამტანებით გამდიდრებული შრე. ამ შრეს გააჩნია გაზრდილი ელექტროგამტარობა, რომელიც არ არის დამოკიდებული მიერთებული ძაბვის პოლარობაზე.

## 2. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები

### 2.1 ნახევარგამტარული დიოდები

ნახევარგამტარული დიოდის მუშა ორგანოს წარმოადგენს p-n გადასასვლელიანი ნახევარგამტარის კრისტალი, რომელიც მოთავსებულია ჰერმეტიკულად დახურულ კორპუსში და კრისტალის p- და n-უბნებს მირჩილული აქვთ მათთან ომურ კონტაქტში მყოფი ლითონის ელექტროდები. p-უბნის საკონტაქტო გამოყვანს (ელექტროდს) ეწოდება **ანოდი**, ხოლო n-უბნის საკონტაქტო გამოყვანს – **კათოდი**. დიოდთა აბსოლუტური უმრავლესობის მუშაობა დაფუძნებულია p-n გადასასვლელის მიერ დენის ერთი მიმართულებით გატარების თვისებაზე. ანალოგიური თვისება აქვს შოტკის ბარიერიან დიოდებსაც (შოტკის დიოდები). ნახევარგამტარული დიოდების ზოგადი გრაფიკული აღნიშვნა 2.1 სურათზეა მოცემული.

არსებობს ნახევარგამტარული დიოდების მრავალი ნაირსახეობა. მათ კლასიფიკაციას ახდენენ სხვადასხვა ნიშნის მიხედვით. კერძოდ: გამოყენებული ნახევარგამტარული მასალის, გარდასაქმნელი ცვლადი ძაბვის სისშირული დიაპაზონის, ფუნქციური დანიშნულებისა და სხვა ნიშნების მიხედვით.



**სურ. 2.1. დიოდის  
ზოგადი გრაფიკული  
აღნიშვნა**

გამოყენებული ნახევარგამტარული მასალის მიხედვით არსებობს: გერმანიუმის, სილიციუმისა და გალიუმ-არსენიდის დიოდები.

გარდასაქმნელი ცვლადი ძაბვის სისშირული დიაპაზონის მიხედვით, რომელშიც დიოდებს შეუძლიათ ნორმალური ფუნქციონირება, არსებობს: დაბალი სისშირის, მაღალი სისშირისა და უნივერსალური დიოდები.

დაბალსისშირულ დიაპაზონში მომუშავე დიოდები ფუნქციური დანიშნულების მიხედვით შეიძლება დაიყოს შემდეგ ჯგუფებად: გამმართველი დიოდები, მასტაბილიზებელი დიოდები (სტაბილიტრონები და სტაბისტორები), იმპულსური დიოდები, ვარიკაპები.

მაღალსისშირულ დიაპაზონში მომუშავე დიოდებიდან უნდა გამოიყოს დეტექტორული და პარამეტრული დიოდები.

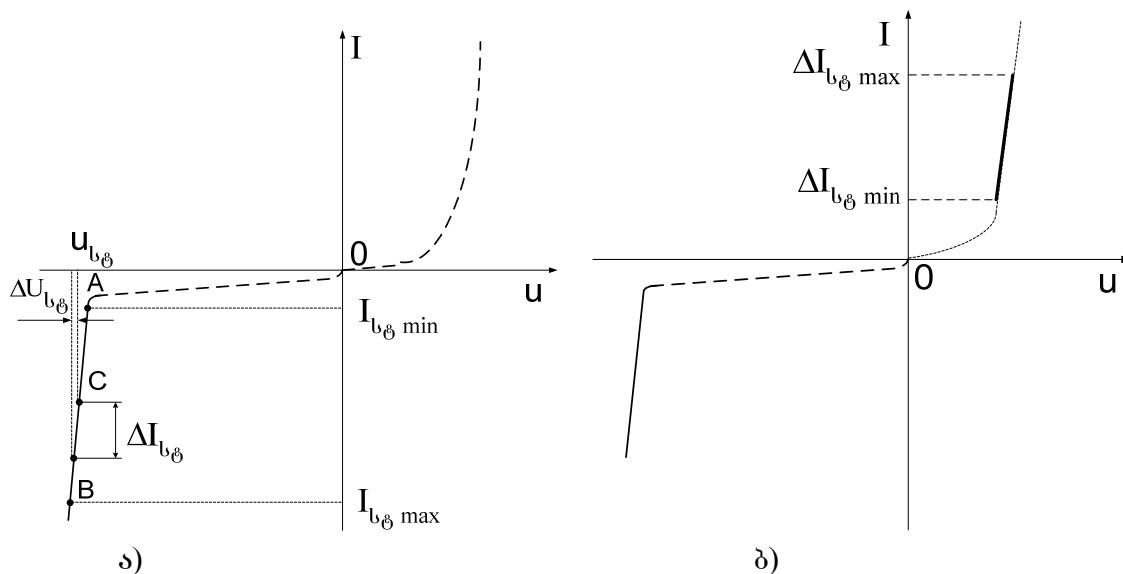
ცალკე უნდა იქნეს განხილული განსხვავებული ფიზიკურ პროცესებზე მომუშავე გვირაბული დიოდები, ფოტოდიოდები და შუქდიოდები. აგრეთვე მრავალშრიანი დიოდები – დინისტორები.

მოტანილი კლასიფიკაციის მიხედვით დიოდებს აქვთ განსხვავებული გრაფიკული აღნიშვნები. ეს აღნიშვნები მოცემულია 2.2 სურათზე. გრაფიკული აღნიშვნის გარდა, ამა თუ იმ ტიპის დიოდების აღსანიშნავად გამოიყენება ასოით-ციფრული კოდი.



## 2.1.2. მასტაბილიზებული დიოდები

დიოდს, რომელშიც ძაბვის სტაბილიზაციისთვის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის უკუშტოს ზეგური ელექტრული გარღვევის შესაბამისი AB უბანია (სურ. 2.3, ა) გამოყენებული, სტაბილიტრონი ეწოდება.



სურ. 2.3. სტაბილიტრონისა (ა) და სტაბისტორის (ბ) მახასიათებლები

ზეგური ელექტრული გარღვევის მთავარი ნიშანთვისებაა ის, რომ დენის საკმაოდ დიდ ფარგლებში ( $I_{სტ\ min} \dots I_{სტ\ max}$ ) ცვლილების დროს (ვიდრე ამ სახის გარღვევა არ გადაიზრდება სითბურ გარღვევაში) ძაბვის ვარდნა p-n გადასასვლელზე იცვლება ძალზე მცირე სიდიდით. ეს ფაქტი შეიძლება გამოყენებული იქნეს სტაბილიტრონის პარალელურად ჩართულ დატვირთვის წრედზე უცვლელი სიდიდის ძაბვის შესანარჩუნებლად, შესასვლელი ძაბვის სიდიდის ან დატვირთვაში გამავალი დენის ცვლილების დროს.

სტაბილიტრონის ძირითადი საკლასიფიკაციო პარამეტრებია:

- მუშა წერტილის (C წერტილი, სურ. 2.3, ა) შესაბამისი სტაბილიზაციის ძაბვა –  $U_{სტ}$ ;
- დიფერენციალური წინაღობა მუშა წერტილში  $r_{დიფ} = \Delta U_{სტ} / \Delta I_{სტ}$ ;
- სტაბილიზაციის ძაბვის ტემპერატურული კოეფიციენტი – სტაბილიზაციის ძაბვის ფარდობითი ცვლილების შეფარდება გარემოს ტემპერატურის აბსოლუტურ ცვლილებასთან.

დიოდს, რომელშიც ძაბვის სტაბილიზაციისთვის გამოყენებულია ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტო სტაბისტორი ეწოდება. სტაბისტორის სტაბილიზაციის ძაბვა ვოლტის მეთოდი ნაწილებით განისაზღვრება.

როგორც სტაბილიტრონისთვის, ისე სტაბისტრონისათვის აუცილებელია, რომ გამავალი დენისა და გამოყოფილი სიმძლავრის მაქსიმალური მნიშვნელობა არ სჭარბობდეს ხელსაწყოს პასპორტში მითითებულ სიდიდეს.

### 2.1.3. მაღალსიხშირული დიოდები

მაღალსიხშირულ დიოდებს იყენებენ მაღალი და ზემოდალი სიხშირის (რამდენიმე ასეულ მეგაჰერცამდე) ცვლადი დენის გასამართავად, აგრეთვე ელექტრული სიგნალების მოდულაციისა და დეტექტირებისათვის. ასეთი დიოდების ძირითადი პარამეტრებია:

- ძაბვის ვარდნა დიოდზე (მუდმივი პირდაპირი დენის გავლის დროს);
- უკუდენის სიდიდე (უკუძაბვის მოცემული სიდიდის დროს);
- დიფერენციალური წინაღობა;
- მუშა სიხშირის დიაპაზონი.

### 2.1.4. იმპულსური დიოდები

იმპულსური დიოდები მუშაობენ გასაღებისებურ რეჟიმში (ღია – ჩაკეტილი). ასეთ დიოდებს უხდებათ ძალზე მცირე ხანგრძლივობის დენის იმპულსის გატარება. ამიტომ, დიდი მნიშვნელობა ენიჭება დიოდის ჩაკეტილიდან ღია მგომარეობაში (გაღება) და ღიადან ჩაკეტილ მდგომარეობაში (ჩაკეტვა) გადასვლის ინერციული პროცესის ხანგრძლივობას. აქედან გამომდინარე, იმპულსური დიოდების შესაფასებლად გამოიყენება შემდეგი პარამეტრები:

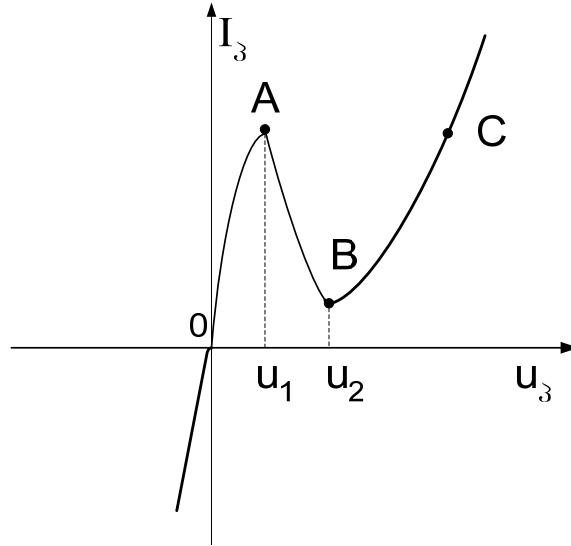
- დიოდის პირდაპირი წინაღობის დამყარების დრო – დროის შუალედი, რომელიც გაივლის იმპულსური დენის ჩართვის მომენტიდან, ვიდრე პირდაპირი ძაბვის ვარდნა დიოდზე არ შემცირდება ნომინალურ სიდიდემდე;
- დიოდის უკუწინაღობის აღდგენის დრო – დროის შუალედი, რომელიც გაივლის პირდაპირი დენის ნულთან გატოლების მომენტიდან, ვიდრე უკუდენი არ შემცირდება ნომინალურ სიდიდემდე.

### 2.1.5. გვირაბული დიოდები

გვირაბული დიოდის p-n გადასაველზე ადგილი აქვს გვირაბულ ეფექტს, რის გამოც მისი ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტო "N"-ასოს ფორმისაა (სურ. 2.4.).

გარდა ამისა, გვირახული დიოდი დენს კარგად ატარებს უკუძაბვის მოქმედების შემთხვევაშიც.

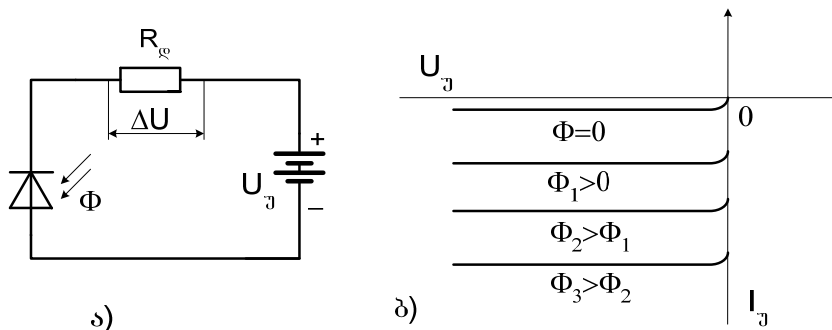
ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირ შტოზე უარყოფითი დიფერენციალური წინაღობის მქონე უბნის (AB) არსებობის გამო გვირახული დიოდი გამოიყენება მაძლიერებელ სქემებში, სინუსოიდური და რელაქსაციური რხევების გენერატორების სქემებსა და გადამრთველ სქემებში.



სურ. 24. გვირახული დიოდის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

### 2.1.6. ფოტოდიოდები

ფოტოდიოდს გამმართველი დიოდის ანალოგიური კონსტრუქცია გააჩნია. განსხვავება მხოლოდ იმაში მდგომარეობს, რომ მას კორპუსზე გაკეთებული აქვს გამჭვირვალე ფანჯარა p-n გადასასვლელსა და მის მომიჯნავე უბანზე სინათლის ნაკადის შესაღწევად.



სურ. 25. ა) ფოტოდიოდის ჩართვის სქემა; ბ) ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

ფოტოდირი ფოტომგრძობიარე ხელსაწყოს წარმოდგენს. თუ ფოტოდირი სიბნელეშია მოთავსებული ( $\Phi=0$ ) და მასზე უკუძაბვა მოქმედებს (სურ. 2.5, ა), მაშინ ფოტოდირიში გაივლის ანალოგიური პარამეტრების მქონე გამმართველი დირდის გაჯერების უკუდენის ტოლი სიდირდის დენი. ფოტოდირდის სინათლის ნაკადით დასხივების დროს p-და n-ტიპის უბნებში გაჩნდება მუხტის გადამტანთა დამატებითი რაოდენობა (სიბნელის რეჟიმთან შედარებით), რაც გამოიწვევს უკუდენის გაზრდას (სურ. 2.5, ბ). რაც უფრო დირია სინათლის ნაკადი, მით მეტი სიდირდის დენი გაივლის ფოტოდირდსა და მის მიდევრობით ჩართულ  $R_{\text{დ}}$  რეზისტორში.  $R_{\text{დ}}$  რეზისტორზე მიიღება  $\Delta U$  ძაბვის ვარდნა, რომელიც დასხივებული ნაკადის ცვლილების პროპორციული იქნება. მაშასადამე, ფოტოდირი სინათლის ნაკადის ენერგიას გარდაქმნის ელექტრულ ენერგიად.

ფოტოდირდის ძირითადი პარამეტრებია:

- ინტეგრალური დენური გრძობიერება  $S_{\text{ინ}} = I_{\text{ფ}}/\Phi$  – ფოტოდენის შეფარდება სინათლის ნაკადთან, ძაბვის ნომინალური მნიშვნელობის დროს;
- სწრაფქმედება – განისაზღვრება იმ სიხშირის სიდირით, რომლის დროსაც ინტეგრალური გრძობიერება მცირდება  $\sqrt{2}$ -ჯერ.

ფოტოდირდებს იყენებენ ობიექტების განათებულობის გამზომ-მაკონტროლებელ ხელსაწყოებში, აგრეთვე სხვადასხვა დანიშნულების რელეურ სქემებსა და მოწყობილობებში.

## 2.1.7. შუქდიოდები

შუქდიოდი ახდენს ელექტრული ენერგიის გარდაქმნას ოპტიკური გამოსხივების ენერგიად. ასეთ დირიში პირდაპირი დენის გავლისას, p-n გადასასვლელის მომიჯნავე უბანზე მუხტის გადამტანების (ელექტრონები და ხვრელები) ინტენსიური რეკომბინაციის გამონთავისუფლებული ენერგია გამოსხივდება სინათლის ქვანტების სახით. შუქდიოდებს ამზადებენ ისეთი მასალისაგან (გალიუმის არსენიდი, სილიციუმის კარბიდი, გალიუმის ფოსფიდი), რომელთაგანაც გამოსხივებული სინათლის ტალღის სიგრძე ხილული გამოსხივების უბანში იმყოფება. გარდა ამისა, ასეთი დირდის კორპუსზე გაკეთებულია გამჭვირვალე ფანჯარა, სინათლის p-n გადასასვლელიდან გარემოში გამოსხივების უზრუნველსაყოფად.

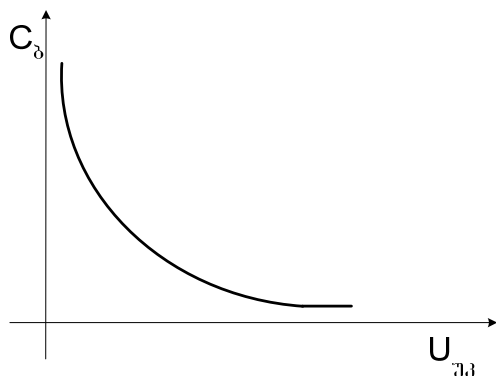
შუქდიოდების ძირითადი საკლასიფიკაციო პარამეტრებია:

- ნათების სიკაშკაშე (პირდაპირი დენის მოცემული სიდირდის დროს);
- ნათების ფერი (გამოსხივების სპექტრული შემადგენლობა);
- ხელსაწყოს პასპორტში ასევე მითითებულია პირდაპირი დენის მინიმალური მნიშვნელობა, რის შემდგეაც შუქდიოდი იწყებს ნათებას.

შუქდიოდი მზადდება ერთეული ელემენტის ან ჯგუფური (მატრიცის) სახით და გამოიყენება: ინფორმაციის ასოთი, ციფრული და სხვა სიმბოლოებით წარმოდგენისათვის.

## 2.1.8. ვარიკაპი

ვარიკაპი ეს ისეთი დიოდი, რომელშიც პრაქტიკული მიზნებისთვის გამოყენებულია უკუდაბვით წანაცვლებული p-n გადასასვლელის ბარიერული ტევადობა. ეს ტევადობა უკუ-დაბვის სიდიდეზეა დამოკიდებული და აისახება ვოლტ-ფარადული მახასიათებლით (სურ. 2.6).



სურ. 2.6. ვარიკაპის ვოლტ-ფარადული მახასიათებელი

ვარიკაპის ძირითადი პარამეტრებია:

- ნომინალური ტევადობა (ჩვეულებრივ  $U_{0კ} = -4$  ვ-ის დროს);
- მინიმალური ტევადობა ( $U_{0კ}$  დაბვის მაქსიმალური მნიშვნელობის დროს);
- მაქსიმალური ტევადობა ( $U_{0კ}$  დაბვის მინიმალური მნიშვნელობის დროს);
- გადაფარვის კოეფიციენტი – მაქსიმალური და მინიმალური ტევადობები ფარდობა.

## 2.1.9. შოტკის დიოდი

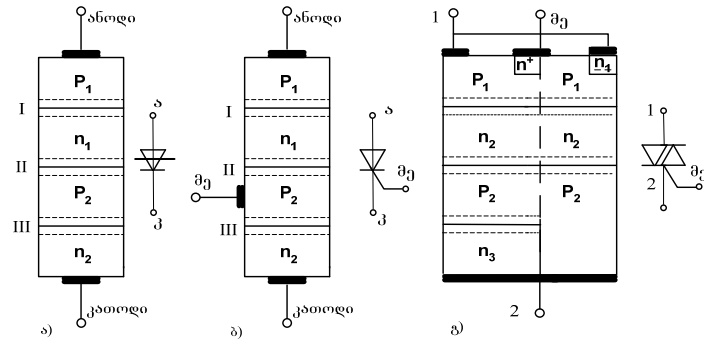
p-n გადასასვლელიანი დიოდებისაგან განსხვავებით, შოტკის დიოდის ელექტრულ გადასასვლელს არ გააჩნია დიფუზიური ტევადობა, რაც მკვეთრად ზრდის, გასაღებისებურ რეჟიმში მუშაობისას, ერთი მდგომარეობიდან მეორეში (ღია – ჩაკეტილი) გადართვის სიჩქარეს. ასეთი გადართვების ხანგრძლივობა მხოლოდ ბარიერული ტევადობითაა განპირობებული და არ აღემატება ნანოწამის მეთოდ ნაწილებს. ამიტომ შოტკის დიოდების მუშა სიხშირე აღწევს (3 . . . 15) გიგაჰერცამდე. შოტკის დიოდების დადებითი თვისებაა ისიც, რომ პირდაპირი დაბვის ვარდნა მასზე 0,2 ვ-ით ნაკლებია, ვიდრე p-n გადასასვლელიან დიოდზე და არ აღემატება 0,4 ვ-ს. უკუდენის სიდიდე მიკროამპერის მეთოდ ნაწილს არ აღემატება.

შოტკის დიოდებს შეუძლიათ შეასრულონ ზემოაღნიშნული სიხშირის იმპულსური დიოდების ფუნქცია.

### 2.1.10. მრავალშრიანი ნახევარგამტარული სტრუქტურები

ნახევარგამტარულ ხელსაწყოთა გარკვეულ ჯგუფს გააჩნია ოთხ- და ხუთშრიანი სტრუქტურები. 2.7 სურათზე წარმოდგენილ ოთხშრიან და სამ p-n გასასვლელიან p-n-p-n სტრუქტურის მქონე ხელსაწყოს ტირისტორი ეწოდება. თუ საკონტაქტო გამოყენებები

გაკეთებული აქვს ოთხშრიანი სტრუქტურის მხოლოდ განაპირა  $p_1$  და  $n_2$  შრეებს (სურ. 2.7, ა), მაშინ მას დიოდური ტირისტორი, ანდა **დინისტორი** ეწოდება, ხოლო ხელსაწყოს, რომელსაც დამატებითი მესამე საკონტაქტო გამოყვანი აქვს გაკეთებული ოთხშრიანი სტრუქტურის ერთერთი შიგა შრიდან, (უფრო ხშირად  $p_2$ -დან) ტრიოდული ტირისტორი, ანუ **ტრინისტორი** ეწოდება (სურ. 2.7, ბ). ამ უკანასკნელს მართვად ტირისტორსაც უწოდებენ.



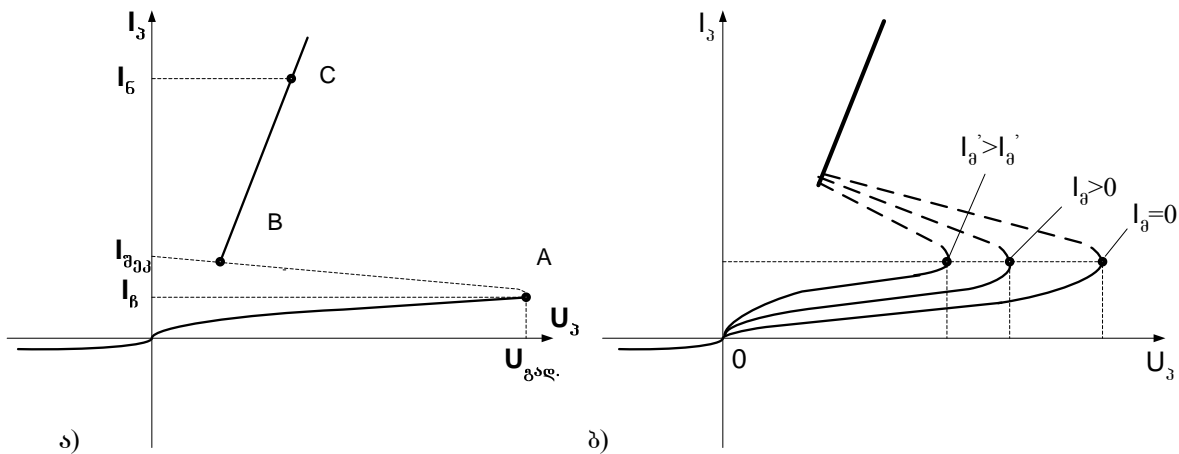
**სურ. 2.7. მრავალშრიანი ნახევარგამტარული ხელსაწყოების სტრუქტურები და გრაფიკული აღნიშვნები**

ფართოდაა გამოყენებული ხუთშრიანი ნახევარგამტარული სტრუქტურაც ( $n_1-p_1-n_2-p_2-n_3$ ), რომელიც ერთი კორპუსის შიგნით შემხვედრ-პარალელურად ჩართული ორი ტირისტორის რეალიზაციის საშუალებას იძლევა (სურ. 2.7, გ). ამ გზით მიიღება სიმეტრიული ტირისტორი, ანუ **ტრიაკი** და სიმეტრიული დინისტორი – **დიაკი** (დიაკს, ტრიაკისაგან განსხვავებით მართვის ელექტროდი არ აქვს).

ტირისტორიებს, გამმართველი დიოდების მსგავსად, დენის ერთი მიმართულებით გატარების თვისება (ვენტილური თვისება) გააჩნიათ. მაგრამ დიოდებისაგან განსხვავებით ჩაკეტილ (დენის არაგამტარ) მდგომარეობაში ტირისტორი რჩება პირდაპირი ძაბვის საკმაოდ დიდი სიდიდის დროსაც. თუ სილიციუმის დიოდების გამღები პირდაპირი ძაბვის სიდიდე ვოლტის მეათედი ნაწილებით განისაზღვრება, ტირისტორის გამღები პირდაპირი ძაბვა ასეულობით ვოლტს აღწევს. ამის გამო, ტირისტორების ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირ შტოს "S"-ასოს მსგავსი ფორმა აქვს (სურ. 2.8).

ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირ შტოზე არსებობს ჩაკეტილი მდგომარეობის შესაბამისი OA უბანი და ღია მდგომარეობის შესაბამისი CB უბანი (სურ. 2.8, ა). დინისტორის ჩაკეტილი მდგომარეობიდან ღია მდგომარეობაში გადასვლისთვის საჭიროა  $U_3$  ძაბვამ მიაღწიოს ოთხშრიანი სტრუქტურის II – ცენტრალური p-n გადასასვლელის ელექტრული გარღვევისთვის საჭირო სიდიდეს.  $U_3$  ძაბვის ამ მნიშვნელობას დინისტორის ღია მდგომარეობაში გადართის, ანდა **დინისტორის ჩართვის ძაბვა** ეწოდება. ღია მდგომარეობაში გადართვის შემდეგ ძაბვის ვარდნა დინისტორზე 1,5 . . . 2 ვ-მდე

მცირდება, ხოლო დინისტორში გამავალი დენის სიდიდე ხელსაწყოს მიმდევრობით ჩართული წინაღობის სიდიდეზე იქნება დამოკიდებული.



სურ. 2.8. ტრინისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლები:

ა) დინისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი;

ბ) მართვადი ტრინისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი.

დინისტორის ჩაკეტილ მდგომარეობაში დასაბრუნებლად საჭიროა შემცირდეს მასში გამავალი დენი ისე, რომ იგი ნაკლები გახდეს ღია მდგომარეობაში შეკავების –  $I_{შეკ}$  (სურ. 2.8, ა) დენზე. ამისათვის უნდა გაიზარდოს დინისტორის მიმდევრობით ჩართული წინაღობა ან დინისტორს მიუერთდეს უკუძაბვა.

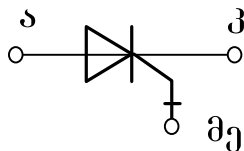
ტრინისტორის (მართვადი ტრინისტორის) ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტო წარმოდგენილია 2.8, ბ სურათზე. დინისტორისაგან განსხვავებით, ტრინისტორის ღია მდგომარეობაში გადართვა შესაძლებელია განხორციელდეს პირდაპირი ძაბვის სხვადასხვა სიდიდის დროს. გადართვის ძაბვის სიდიდე დამოკიდებულია მართვის ელექტროდში გამავალი დენის სიდიდეზე. მართვის ელექტროდში გამავალი დენის სიდიდის გაზრდისას მნიშვნელოვნად მცირდება ხელსაწყოს ღია მდგომარეობაში გადართვისათვის საჭირო ძაბვის სიდიდე. მართვის ელექტროდში გამავალი დენის განსაზღვრული სიდიდის დროს კი ტრინისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირ შტოს ექნება გამმართველი დიოდის პირდაპირი შტოს ანალოგიური სახე. მართვის დენის ამ მნიშვნელობას **გასწორების დენს** უწოდებენ. ამრიგად, თუ დინისტორის ღია მდგომარეობაში გადართვა მხოლოდ პირდაპირი ანოდური ძაბვით არის შესაძლებელი, ტრინისტორის ანალოგიური გადართვა შესაძლებელია, როგორც პირდაპირი ანოდური ძაბვით, ისე მართვის ელექტროდის დენითაც. ტრინისტორის ღია მდგომარეობაში გადართვას, როგორც წესი, მხოლოდ მართვის ელექტროდით ახდენენ. ამის გამო, ტრინისტორის პირდაპირი ძაბვის დასაშვები მნიშვნელობა (ჩაკეტილი მდგომარეობის დასაშვები ძაბვა) მართვის დენის ნულოვანი მნიშვნელობის შესაბამისი გადართვის ძაბვის 80%-ს არ აღემატება, ხოლო

მართვის დენი შეირჩევა ანოდის პირდაპირი ძაბვის შესაძლო მინიმალური მნიშვნელობის მიხედვით.

მნიშვნელოვანია ის ფაქტი, რომ მართვადი ტრინისტორის საიმედო გადებისთვის საკმარისია მართვის ელექტროდში ხანმოკლე (რამდენიმე ათეული მიკროწამი) იმპულსური ხასიათის დენის გატარება, რაც მნიშვნელოვნად ამცირებს ტრინისტორის მართვისათვის საჭირო სიმძლავრეს.

ტრინისტორი ნახევრადმართვადი ხელსაწყოა, რადგან მართვის ელექტროდს შეუძლია შეასრულოს მხოლოდ ჩაკეტილიდან ღია მდგომარეობაში გადართვის ოპერაცია. ამიტომ მას **ერთოპერაციულ ტრინისტორსაც** უწოდებენ. დინისტორის მსგავსად, ერთოპერაციული ტრინისტორის ჩაკეტვა შესაძლებელია მხოლოდ ანოდის მხრიდან, უკუძაბვის ხანმოკლე მიერთებით.

ნახევარგამტარული ელექტრონიკის ტექნოლოგიური მიღწევების შედეგად შესაძლებელი გახდა მართვის ელექტროდით გამორთვადი ტრინისტორის შექმნა. ასეთ ტრინისტორს **ოროპერაციული ტრინისტორი** ეწოდება, რადგან მართვის ელექტროდს შეუძლია შეასრულოს ტრინისტორის როგორც გადების, ისე ჩაკეტვის ოპერაცია. ასეთი ტრინისტორის ღია მდგომარეობიდან ჩაკეტილ მდგომარეობაში გადასართავად საკმარისია მართვის ელექტროდში გაიაროს ანოდური დენის (17 . . . 20)%-ის ტოლი ამპლიტუდის მქონე დენის ხანმოკლე უარყოფითმა იმპულსმა. ოროპერაციული ტრინისტორის გრაფიკული აღნიშვნა ნაჩვენებია 2.9 სურათზე.



**სურ. 2.9. ოროპერაციული ტრინისტორის გრაფიკული აღნიშვნა**

ხუთშრიანი, სიმეტრიული სტრუქტურის მქონე ხელსაწყოები: დიაკი და ტრიაკი იმით განსხვავდებიან დინისტორისა და ტრინისტორისაგან, რომ მათ შეუძლიათ დენის გატარება ორივე პოლარობის ძაბვის დროს. როგორც დიაკის, ისე ტრიაკის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის უკუშტო, რომელიც კოორდინატთა სისტემის მესამე

მეოთხედშია მოთავსებული, I მეოთხედში მოთავსებული პირდაპირი შტოს (სურ. 2.8) ანალოგიურია. ამავე დროს, ტრიაკის გადართვა დენგამტარ მდგომარეობაში ხდება ერთიდაიგივე მართვის ელექტროდით, ძირითად ელექტროდებს შორის მოქმედი ძაბვის ორივე პოლარობის დროს.

ტრინისტორების ძირითადი საკლასიფიკაციო პარამეტრებია:

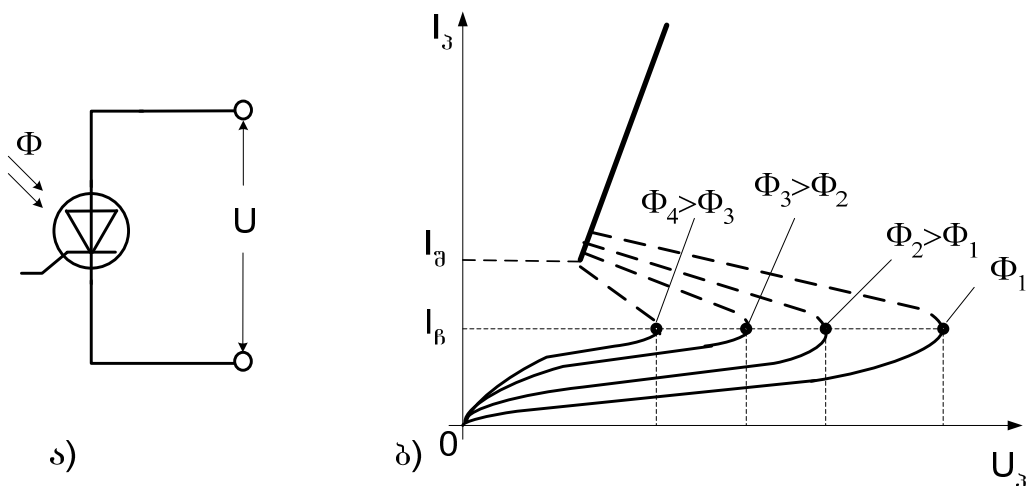
- დინისტორის ღია მდგომარეობაში გადართვის ძაბვა;
- უკუძაბვის დასაშვები მაქსიმალური მნიშვნელობა –  $U_{b\max}$ ;
- პირდაპირი ძაბვის დასაშვები მნიშვნელობა (ჩაკეტილი მდგომარეობის დროს);
- ძაბვის ვარდნა ღია მდგომარეობის დროს;
- ღია მდგომარეობაში გადართვის დრო;

- გამორთვის დრო;
- გამღები მართვის დენის მინიმალური და მაქსიმალური მნიშვნელობა.

ტირისტორებს დიდი პრაქტიკული გამოყენება აქვთ. მცირე სიმძლავრის ტირისტორებს იყენებენ საინფორმაციო ელექტრონიკის იმპულსურ სქემებში სამუშაოდ. მძლავრი ერთოპერაციული, ოროპერაციული და სიმეტრიული ტირისტორები წარმოადგენენ ელექტრული ენერჯის გარდამქმნელი ძალური მოწყობილობების საბაზო ელემენტებს.

### 2.1.11. ფოტოტირისტორი

ფოტოტირისტორი, ფოტოდოდის მსგავსად, ოპტიკური გამოსხივების მიმღებ ხელსაწყოს წარმოადგენს. მის შუქმგრძობიარე ნაწილში შექმნილია ოთხშრიანი p-n-p-n სტრუქტურა. ამ სტრუქტურის რომელიმე შიგა შრის ან ანოდური შრის სინათლის ნაკადით ( $\Phi$ ) დასხივების დროს ადგილი აქვს მუხტის დამატებითი გადამტანების გენერაციას. ეს მუხტები ამცირებენ რა ცენტრალური (კოლექტორული) p-n გადასასვლელის პოტენციალური ბარიერის სიმაღლეს, ტირისტორის ღია მდგომარეობაში გადასვლა ხდება შედარებით დაბალი ანოდური ძაბვის დროს. მაშასადამე, ფოტოტირისტორის მართვის ოპტიკური სიგნალი და ერთოპერაციული ტირისტორის მართვის ელექტრული სიგნალი ერთნაირ ზემოქმედებას ახდენს მათი ჩაკეტილი მდგომარეობიდან ღია მდგომარეობაში გადართვის პროცესზე. 2.10 სურათზე წარმოდგენილია ფოტოტირისტორის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა და ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირ შტოთა ოჯახის ტიპური სახე სინათლის  $\Phi$  ნაკადის სხვადასხვა მნიშვნელობის დროს.

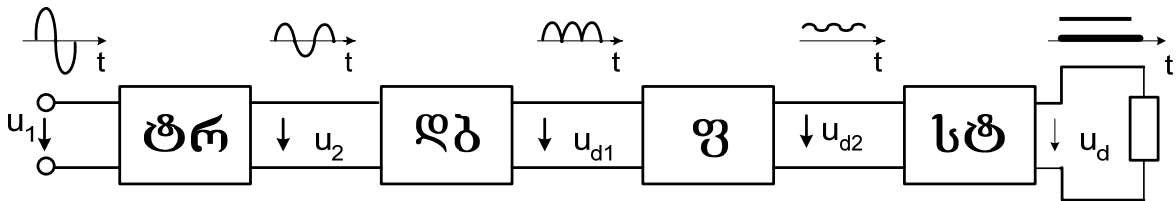


სურ. 2.10. ფოტოტირისტორის გრაფიკული აღნიშვნა (ა) და ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტოები (ბ)

## 2.2 ნახევარგამტარული დიოდების და ტირისტორების გამოყენება

### 2.2.1. ერთფაზა გამმართველები დიოდების გამოყენებით

ერთფაზა გამმართველი ახდენს ცვლადი ძაბვის გარდაქმნას მუდმივ ძაბვად და გამოყენება რადიოელექტრონულ და სხვა მუდმივ დენზე მომუშავე მოწყობილობათა სამრეწველო ცვლადი დენის ქსელიდან კვებისათვის. ერთფაზა გამმართველის სტრუქტურული სქემა ნაჩვენებია 2.11 სურათზე.



სურ. 2.11. ერთფაზა გარდაქმნელის სტრუქტურული სქემა

გამმართველს მიეწოდება მკვებავი ქსელის  $u_1$  ცვლადი ძაბვა ( $u_1=220$ ვ), რომელიც ტრანსფორმატორის (ტრ) საშუალებით შეიცვლება საჭირო  $u_2$  სიდიდემდე (დატვირთვის მერ მოთხოვნილი მუდმივი ძაბვის სიდიდიდან გამომდინარე).  $u_2$  ცვლადი ძაბვა მიეწოდება დიოდურ ბლოკს (დბ), რომელიც ამ ძაბვას გარდაქმნის პულსირებული ხასიათის ერთი მიმართულების  $u_{d1}$  ძაბვად.  $u_{d1}$  ძაბვა შეიცავს როგორც მუდმივ, ისე ცვლად შემდგენებს. გამართული ძაბვის ცვლადი შემდგენი ცუდ ზეგავლენას ახდენს მუდმივ დენზე მომუშავე ელექტრული ენერჯის მომხმარებლების მუშაობის რეჟიმზე და ამის გამო საჭირო ხდება მისი შეზღუდვა დასაშვებ დონემდე. ამ ფუნქციის შესრულება აკისრია ფილტრს (ფ). მუდმივ დენზე მომუშავე დატვირთვის მუშაობის რეჟიმზე ცუდი გავლენის მოხდენა შეუძლია აგრეთვე გამართული ძაბვის არასტაბილობას, რაც განაპირობებს სტაბილიზატორის (სტ) ბლოკის გამოყენების საჭიროებას. ამ უკანასკნელს ევალება სტაბილური ძაბვის შენარჩუნება დატვირთვაზე მკვებავი ცვლადი დენის ქსელის ძაბვის ან დატვირთვის დენის განსაზღვრულ ფარგლებში ცვლილების დროს.

გამმართველის სტრუქტურულ სქემაში შემავალი ბლოკებიდან პრინციპულად აუცილებელს მხოლოდ დიოდური (ვენტილური) ბლოკი წარმოადგენს. დანარჩენი სხვა ბლოკების გამოყენება, მუდმივი დენი მომხმარებლების კონკრეტული მოთხოვნებიდან გამომდინარე, ზოგ შემთხვევაში, შეიძლება არ იყოს აუცილებელი.

დიოდურ ბლოკში შეიძლება გამოყენებულ იქნეს ერთი ან განსაზღვრული სქემის მიხედვით ერთმანეთთან მიერთებული რამდენიმე დიოდი. ცვლადი ძაბვის გამართვის უმარტივეს სქემას წარმოადგენს ერთდიოდური სქემა, რომელსაც ერთფაზა ცვლადი ძაბვის

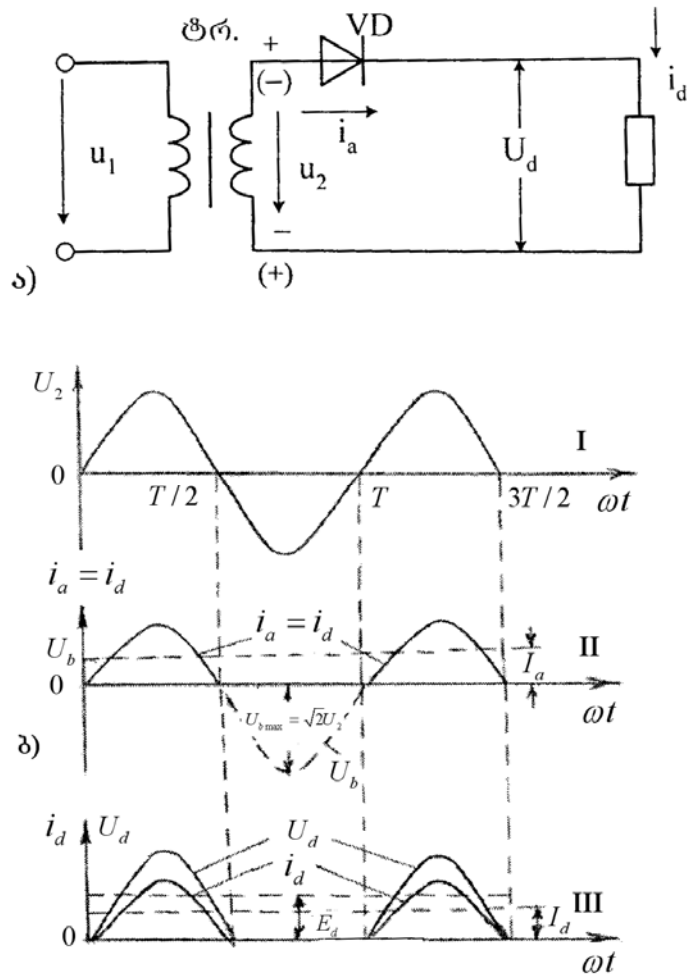
გამართვის ნახევარპერიოდის სქემა ეწოდება. 2.12 სურათზე მოცემულია ასეთი გამართვის პრინციპული სქემა, რომელიშიც გამოყენებულია დიოდური ბლოკი და ტრანსფორმატორი. აქვე მოცემულია გამართვის მუშაობის ამსახველი დაბეჭდვისა და დენების დიაგრამები.

$u_2$  ცვლადი დაბვის პირველ ნახევარპერიოდში, ე.ი.  $0 - T/2$  დროის ინტერვალში, VD დიოდზე მოქმედებს პირდაპირი დაბვა. ამიტომ იგი არის ღია მდგომარეობაში და  $R_{დ}$  დატვირთვის წინაღობაში  $u_2$  დაბვის მოქმედებით გაივლის დენი  $i_d = i_a \cdot T/2 - T$  დროის ინტერვალში დიოდზე უკუდაბვა მოქმედებს. ამიტომ მასში დენი პრაქტიკულად აღარ გადის და მაშასადამე დენი ვეღარ გაივლის  $R_{დ}$  დატვირთვის წინაღობაშიც.  $u_2$  ცვლადი დაბვის ერთი სრული (T) პერიოდის შემდეგ ელექტრული პროცესები იწვევს განმეორებას.

როგორც 2.12, ბ სურათიდან ჩანს, VD დიოდში და მის მიმდევრობით ჩართულ  $R_{დ}$  რეზისტორში დენი გადის  $u_2$  ცვლადი დაბვის მხოლოდ ნახევარი პერიოდის განმავლობაში. ამიტომ გამართული დენისა ( $i_d$ ) და გამართული დაბვის ( $u_d$ ) დიაგრამები გამოისახება ნახევარსინუსოიდებით, ე.ი. გამართული დაბვა და დენი პულსირებული ხასიათისაა. ამის გამო, გამართულ დაბვასა და დენს გააჩნია როგორც მუდმივი, ისე ცვლადი შემდგენი. მუდმივი შემდგენი ეტოლება ნახევარსინუსოიდით გამოსახული გამართული დაბვისა და დენის საშუალო მნიშვნელობას T პერიოდის მანძილზე, ხოლო ცვლადი შემდგენი განისაზღვრება სხვადასხვა სიხშირის ჰარმონიკული სპექტრით.

ცვლადი დაბვის გამართვლების ძირითადი საანგარიშო სიდიდეებია:

- გამართული დაბვისა და დენის საშუალო მნიშვნელობა (მუდმივი შემდგენი) –  $E_d, I_d$ ;
- დიოდში (ვენტილში) გამავალი პირდაპირი დენის საშუალო მნიშვნელობა –  $I_a$ ;



სურ. 2.12. ერთფაზა ნახევარპერიოდის გამართვის პრინციპული სქემა (ა) და დაბეჭდვისა და დენების დიაგრამები (ბ)

- დიოდზე (ვენტილზე) მოქმედი უკუძაბვის მაქსიმალური მნიშვნელობა –  $U_m$ ;
- გამართული ძაბვის ძირითადი (პირველი) ჰარმონიკის ამპლიტუდა –  $U_{d(1)m}$ ;
- გამართული ძაბვის პულსაციის კოეფიციენტი –  $\gamma = U_{d(1)m}/E_d$ . ნახევარპერიოდის განმარტველის გარდა, პულსაციის კოეფიციენტისათვის სამართლიანია მიხსლოვებითი ტოლობა  $\gamma = 2/(m^2 - 1)$ , სადაც  $m$  პულსაციების რიცხვია  $T$  პერიოდის მანძილზე;
- ტრანსფორმატორის პირველადი და მეორეული გრაგნილების ძაბვებისა და დენების მოქმედი (ეფექტური) მნიშვნელობები:  $U_1, I_1, U_2$  და  $I_2$ ;

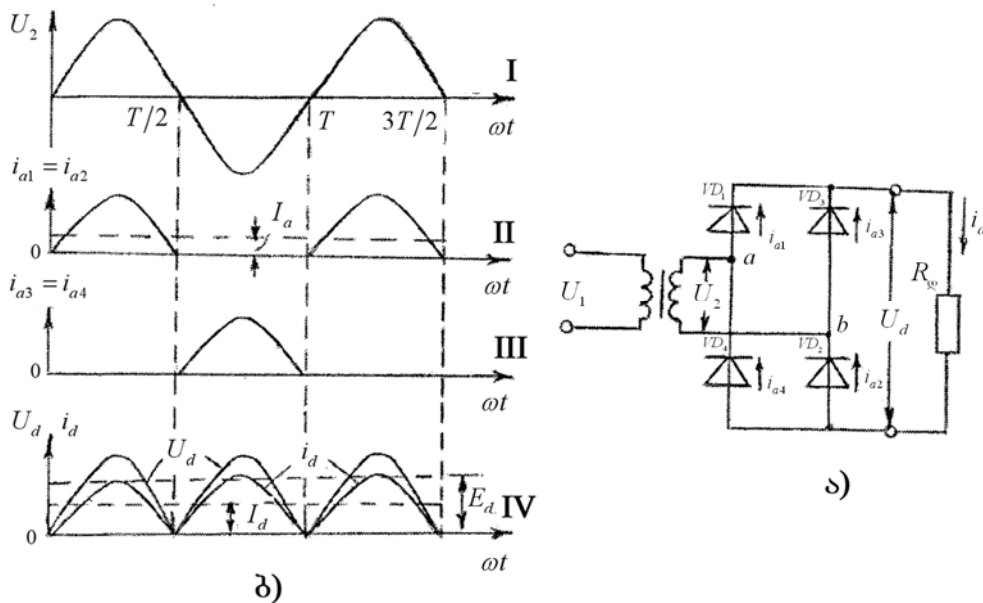
ერთფაზა ნახევარპერიოდის გამართვის სქემისათვის სამართლიანია ტოლობები:

$$E_d = \sqrt{2} U_2 / \pi \approx 0,45 U_2; I_d = 0,45 U_2 / R_d; I_a = I_d;$$

$$U_m = \sqrt{2} U_2; U_2 \approx 2,22 E_d; I_2 = 1,57 I_d; \gamma \approx 1,57. \quad (2.1)$$

გამართველში გამოყენებული დიოდის საპასპორტო მონაცემები შესაბამისობაში უნდა იყოს გამართველის საანგარიშო სიდიდეებთან. კერძოდ, აუცილებელია შემდეგი პირობების დაცვა:

- გამოყენებული დიოდის პირდაპირი დენის დასაშვები მნიშვნელობა არ უნდა იყოს დენის საანგარიშო სიდიდეზე ( $I_a$ ) ნაკლები;
- დიოდის უკუძაბვის მაქსიმალურად დასაშვები მნიშვნელობა ( $U_{b \max}$ ) არ უნდა იყოს ნაკლები უკუძაბვის მაქსიმალური მნიშვნელობის საანგარიშო ( $U_m$ ) სიდიდეზე.



სურ. 2.13 ერთფაზა ცვლადი ძაბვის გამართველის ბოგური სქემა (ა), ძაბვების და დენების დიაგრამები

ნახევარპერიოდიანი გამმართვლის დადებითი თვისებაა სქემის სიმარტივე. უარყოფითი თვისებებია: პულსაციის კოეფიციენტის დიდი სიდიდე, გამართული ძაბვისა და დენის მუდმივი შემდგენების სიმცირე, ტრანსფორმატორის დადგმული სიმძლავრის გამოყენების დაბალი კოეფიციენტი. ამიტომ, ასეთ გამმართველს გააჩნია გამოყენების ძალზე შეზღუდული სფერო. მისი გამოყენება მიზანშეწონილია მცირე სიმძლავრის [(10 . . . 15)ვტ] და დიდი ომური წინაღობის მქონე მუდმივი დენის მომხმარებლების კვებისათვის (ოსცილოგრაფისა და სატელევიზიო ელექტრონულ-სხივური მილაკები), რომელთა მუშაობის რეჟიმზე გამართული ძაბვის მაღალი პულსაციის კოეფიციენტის გავლენა უმნიშვნელოა.

გაცილებით ფართო გამოყენება გააჩნია ერთფაზა ცვლადი ძაბვის გამართვის სრულპერიოდიან (ორნახევარპერიოდიან) სქემებს: გამმართველის სქემას ტრანსფორმატორის შუა წერტილის გამოყენებით და გამმართველის ბოგურ სქემას. ამ ორი სქემიდან უპირატესი პრაქტიკული გამოყენება ბოგურმა სქემამ ჰპოვა. ასეთი გამმართველის პრინციპული სქემა და მუშაობის ამსახველი დიაგრამები 2.13 სურათზეა ნაჩვენები..

გამმართველის სქემაში გამოყენებულია ერთფაზა ტრანსფორმატორი და ოთხი დიოდი. დიოდები შეერთებულია ე.წ. ბოგას პრინციპით. ბოგას ერთ დიაგონალში ჩართულია ტრანსფორმატორის მეორეული გრაგნილი (a და b წერტილები), ხოლო მეორე დიაგონალში –  $R_{\text{დ}}$  დატვირთვა. განსახილველ სქემაში ერთდროულად ორ-ორი დიოდია დენგამტარ მდგომარეობაში.  $u_2$  ძაბვის პირველი ნახევარპერიოდის შესაბამის  $0 - T/2$  დროის ინტერვალში პირდაპირი ძაბვა მოქმედებს და დენს ატარებს VD1 და VD2 დიოდები (VD3 და VD4 ჩაკეტილია უკუძაბვით).  $0 - T/2$  ინტერვალში დენი გაივლის შემდეგ შეკრულ კონტურში: a – VD1 –  $R_{\text{დ}}$  – VD2 – b – მეორეული გრაგნილი – a.  $u_2$  ძაბვის მეორე ნახევარპერიოდის შესაბამის ინტერვალში პირდაპირი ძაბვა იმოქმედებს VD3 და VD4 დიოდებზე და დენი გაივლის შემდეგ შეკრულ კონტურში: b – VD3 –  $R_{\text{დ}}$  – VD4 – a – მეორეული გრაგნილი – b. VD1 და VD2 დიოდები ამ დროს უკუძაბვითაა ჩაკეტილი.  $R_{\text{დ}}$  დატვირთვაში ერთნაირი მიმართულების დენი გადის  $u_2$  ძაბვის ორივე ნახევარპერიოდის დროს. ამიტომ ასეთ გამმართველს **ორნახევარპერიოდიანი** ეწოდება.

ერთფაზა ბოგური გამმართველის საანგარიშო სიდიდეებია:

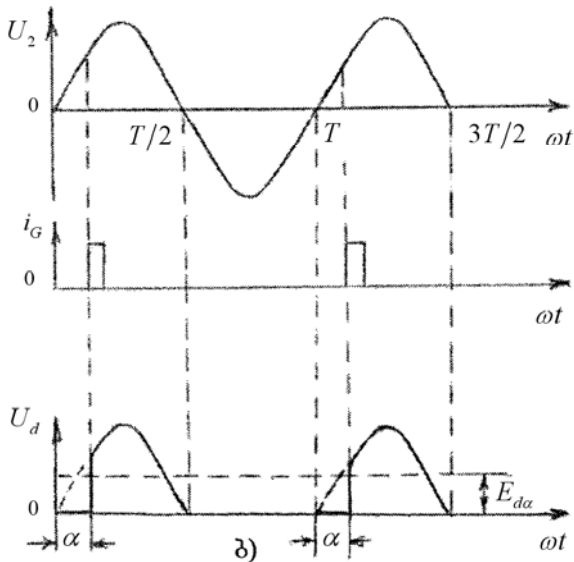
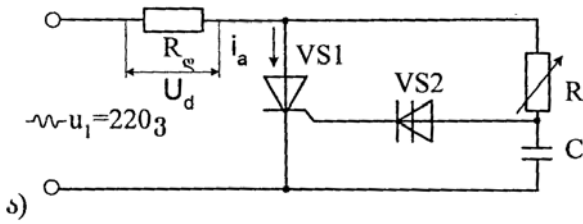
$$E_d \approx 0,9 U_2; I_d = 0,9 U_2 / R_d; I_a = 0,5 I_d; q \approx 0,67;$$

$$U_m = \sqrt{2} U_2 \approx 1,57 E_d; U_2 \approx 1,11 E_d; I_2 = 0,78 I_d. \quad (2.2)$$

როგორც (2.2) გამოსახულებიდან ჩანს, ბოგურ გამმართველში გამართული ძაბვისა და დენის საშუალო მნიშვნელობა (მუდმივი შემდგენი) 2-ჯერ მეტია, ვიდრე ნახევარპერიოდიან გამმართველში, ხოლო პულსაციის კოეფიციენტი – მნიშვნელოვნად ნაკლები. განსაკუთრებით მნიშვნელოვანია ის ფაქტი, რომ ტრანსფორმატორის დადგმული სიმძლავრე ამ სქემაში გაცილებით უკეთაა გამოყენებული, ვიდრე ნახევარპერიოდიან გამმართველში.

## 2.2.2. ერთფაზა რეგულირებადი გამმართველი ტირისტორის გამოყენებით

გამმართველ მოწყობილებებში ტირისტორის გამოყენება საშუალებას იძლევა არა მარტო გარდაქმნას მკვებავი ქსელის ცვლადი ძაბვა მუდმივ ძაბვად, არამედ ვცვალოთ კიდევაც გარდაქმნილი ძაბვის საშუალო მნიშვნელობა. აქედან გამომდინარე, რიგ შემთხვევებში, შესაძლებელია გამმართველის სქემის მაქსიმალური გამართივება, რადგან მუდმივ დენზე მომუშავე დატვირთვაზე საჭირო სიდიდის ძაბვის მიღება შესაძლებელი ხდება ტრანსფორმატორის გამოუყენებლადაც. 2.14 სურათზე მოცემულია ერთფაზა ნა-



სურ. 2.14. ერთფაზა ნახევარპერიოდული ტირისტორული გამმართველის სქემა (ა) და ძაბვებისა და დენების დიაგრამები (ბ)

შეძლებს, როდესაც იგი მიაღწევს დინისტორის ღია მდგომარეობაში გადართვისათვის საჭირო სიდიდეს. VS2 დინისტორის გაღების შემდეგ C კონდენსატორი სწრაფად განიმუხტება ტირისტორის მართვის ელექტროდის შესავალ წინააღობაზე, რაც გამოიწვევს მართვის ელექტროდში დენის ხანმოკლე ( $i_G$ ) იმპულსის გავლას და VS1 ტირისტორის გაღებას.  $\omega t=0$ -ის მიმართ VS1 ტირისტორის ღია მდგომარეობაში გადართვის  $\alpha$  კუთხის სიდიდე, რომელსაც რეგულირების კუთხე ეწოდება, დამოკიდებულია კონდენსატორის ძაბვასა და VS1 ტირისტორის პირდაპირ ანოდურ ძაბვას შორის ფაზურ ძვრაზე. ეს უკანასკნელი კი, თავის მხრივ,  $\tau=RC$  დროის მუდმივობაზე დამოკიდებულია. R ცვლად წინააღობიან რეზისტორს წარმოადგენს, რაც რეგულირების  $\alpha$  კუთხის საკმაოდ დიდ

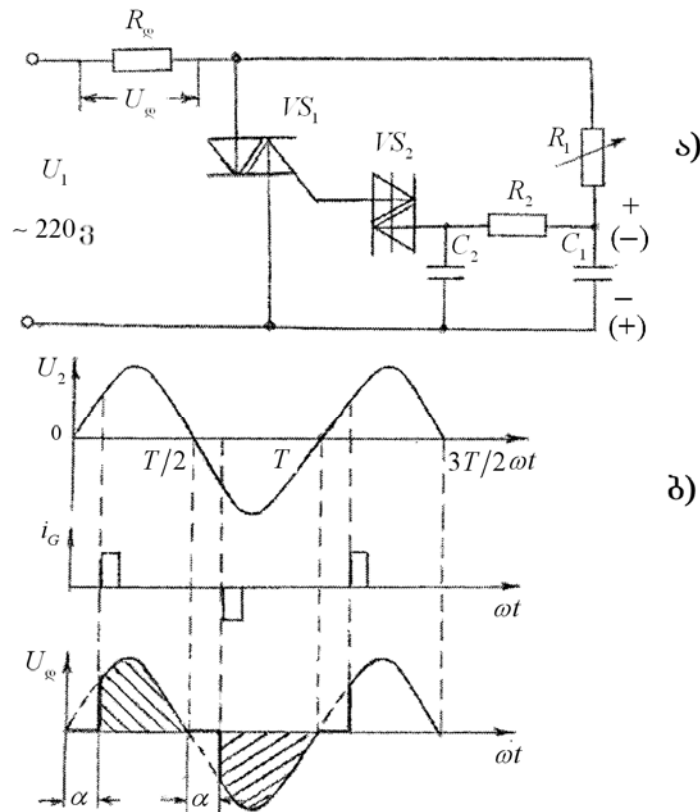
ხევარპერიოდული უტრანსფორმატორო გამმართველის სქემა, რომელშიც გამოყენებულია მართვადი (ერთოპერაციული) ტირისტორი. აქვე მოცემულია გამმართველის მუშაობის ამსახველი ძაბვისა და დენის დიაგრამები.

VS1 ტირისტორი, დიოდის ანალოგიურად, დენს ატარებს (ღიაა)  $u_2$  ცვლადი ძაბვის დადებითი ნახევარპერიოდის დროს, ე.ი.  $0 - T/2$  დროის ინტერვალში. მაგრამ ტირისტორი, დიოდისგან განსხვავებით, პირდაპირი ძაბვის მიერთების შემდეგაც რჩება ჩაკეტილ მდგომარეობაში, ვიდრე მართვის ელექტროდში არ გაივლის გამღები დენის ( $i_G$ ) იმპულსი. როგორც სქემიდან ჩანს, მართვის ელექტროდზე VS2 დინისტორის გავლით მიერთებულია C კონდენსატორის ძაბვა. ეს ძაბვა VS1 ტირისტორის მართვის ელექტროდში დენის გატარებას მას შემდეგ

ფარგლებში ცვლილების საშუალებას იძლევა.  $\alpha$ -ს ცვლილების შედეგად შეიცვლება  $u_d$  ძაბვის ნახევარსინუსოიდის ნაწილით შემოსაზღვრული ფართი (ნახაზზე იგი დაშტრიხულია), რაც გამართული ძაბვის საშუალო მნიშვნელობის (მუდმივი შემდგენის) ცვლილებას გამოიწვევს. ასეთი გამართველებითაა აღჭურვილი საყოფაცხოვრებო სფეროში გამოყენებული სხვადასხვა ხელსაწყო-აპარატურა.

### 2.2.3. ცვლადი ძაბვის რეგულატორი სიმისტორის გამოყენებით

ცვლადი ძაბვის რეგულატორის სქემა წარმოდგენილია 2.15 სურათზე. აქვე ნაჩვენებია რეგულატორის მუშაობის ამსახველი დენისა და ძაბვის დიაგრამები. რეგულატორი საშუალებას იძლევა ვცვალოთ  $R_g$  აქტიურ დატვირთვაზე მიღებული ცვლადი ძაბვის მოქმედი (ეფექტური) მნიშვნელობა რამდენიმე ათეული ვოლტიდან 220 ვ-მდე.



სურ. 2.15 ცვლადი ძაბვის რეგულატორის სქემა (ა), ძაბვის დიაგრამები (ბ)

ტირისტორისაგან განსხვავებით, სიმეტრიული ტირისტორი (სიმისტორი) დენს ატარებს  $u_d$  ძაბვის როგორც დადებითი, ისე უარყოფითი ნახევარპერიოდის დროს. სიმისტორის ღია მდგომარეობაში გადართვა ხორციელდება ორივე პოლარობის ძაბვის დროს, ერთიდა-იგივე მართვის ელექტროდის საშუალებით, ამ აუკანასკნელში სხვადასხვა მიმართულების

დენის გატარების გზით. მართვის ელექტროდში დენის გატარებას კი უზრუნველყოფს  $C_1$  კონდენსატორის დაბვა მას შემდეგ, რაც იგი მიაღწევს SV2 დიაკის ღია მდგომარეობაში გადართვისათვის საჭირო სიდიდეს. დიაკის გაღების შემდეგ  $C_1$  კონდენსატორი სწრაფად განიმუხტება მართვის წრედის შესავალ წინაღობაზე და გაივლის  $i_G$  დენის ხანმოკლე იმპულსი. სიმისტორის გაღების შემდეგ  $u_1$  ცვლადი დაბვა პრაქტიკულად მთლიანად აღმოჩნდება მიერთებული  $R_d$  დატვირთვის წინაღობაზე.  $R_d$  დატვირთვაზე მიერთებული ცვლადი დაბვის მოქმედი მნიშვნელობის რეგულირების არსი კი იმაში მდგომარეობს, რომ  $\tau=RC$  დროის მუდმივას შეცვლისას, იცვლება სიმისტორის ღია მდგომარეობაში გადართვის  $\alpha$  კუთხე (სურ. 2.14, ბ III ღერძი). ამის გამო, შეიცვლება  $R_d$  დატვირთვაზე მოქმედი ცვლადი  $u_1$  დაბვის სინუსოიდის ნაწილებით შემოსახვრული ფართი (სურათზე ეს ფართი დაშტრიხულია), რომელიც ამ დაბვის მოქმედი მნიშვნელობის პროპორციულია.

იმისათვის, რომ  $u_1$  ცვლადი დაბვის დადებითი და უარყოფითი ნახევარპერიოდების დროს რეგულირების კუთხეები იყოს ტოლი ( $\alpha_1=\alpha_2$ ), მართვის წრედში ჩართულია დამატებითი  $C_2$  და  $R_2$  ელემენტები.

ცვლადი დაბვის რეგულატორი წარმოადგენს საყოფაცხოვრებო სფეროში გამოყენებული სხვადასხვა ელექტროტექნიკური ხელსაწყოთა შემადგენელ ნაწილს. კერძოდ, გამოიყენება ვარვარების ნათურების მიერ მოხმარებული სიმძლავრის (განათებულობის) სარეგულირებლად, გამაცხელებელი ხელსაწყოების სიმძლავრის სარეგულირებლად და სხვ.

## 2.2.4 გამმართველის დაბვის მაგლუვებელი ფილტრები

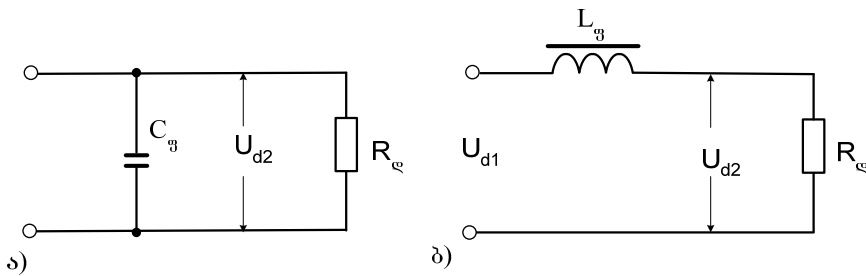
ერთგაზა გამმართველების გამოსავალი დაბვის პულსაციის კოეფიციენტი იმდენად მაღალია, რომ ასეთი დაბვით კვების შემთხვევაში რადიოელექტრონულ მოწყობილობათა უმრავლესობის მუშაობის რეჟიმი მნიშვნელოვნად უარესდება, ხოლო რიგ შემთხვევაში ასეთი დაბვით კვება საერთოდ დაუშვებელია. ამიტომ, საჭირო ხდება გამართული დაბვის პულსაციის კოეფიციენტის შემცირება ე.წ. მაგლუვებელი ფილტრების გამოყენებით. მაგლუვებელი ფილტრების ძირითადი ელემენტებია: კონდენსატორები, ინდუქციურობის კოჭები და ტრანზისტორები (აქტიური ფილტრებისათვის). ძირითადი პარამეტრი, რომლითაც უნდა შეფასდეს ესა თუ ის მაგლუვებელი ფილტრი, არის ფილტრის **გაგლუვების, ანუ ფილტრაციის კოეფიციენტი**. იგი არის ფილტრის შესასვლელზე მიწოდებული გამართული დაბვის პულსაციის კოეფიციენტის შეფარდება ფილტრის გამოსასვლელზე მიღებული დაბვის პულსაციის კოეფიციენტთან

$$K_{\text{ფ}} = q_{\text{ფ}} / q_{\text{გ}}, \quad (2.3)$$

სადაც  $q_{\text{ფ}}$  – პულსაციის კოეფიციენტია ფილტრის შესასვლელზე, რომელიც განისაზღვრება გამართული ძაბვის პულსაციების  $m$  რიცხვით ცვლადი ძაბვის  $T$  პერიოდის მანძილზე;

$q_{\text{გ}}$  – პულსაციის კოეფიციენტია ფილტრის გამოსასვლელზე, რომელიც დატვირთვის ძაბვის პულსაციის დასაშვები კოეფიციენტით განისაზღვრება.

ფილტრის სქემაში გამოყენებული ელემენტების მიხედვით არსებობს ტევადური, ინდუქციური და ელექტრონული ფილტრები, ხოლო გამფილტრავი რგოლების რაოდენობის



მიხედვით – ერთგოლიანი და მრავალგოლიანი ფილტრები. 2.16 სურათზე მოცემულია უმარტივესი ერთგოლიანი ტევადური და ინდუქციური ფილტრები.

**სურ. 2.16. ერთგოლიანი ტევადური (ა) და ინდუქციური (ბ) ფილტრის სქემები.**

ტევადური ფილტრის კონდენსატორი ჩართულია  $R_{\text{ღ}}$  დატვირთვის წინაღობის

პარალელურად, ხოლო ინდუქციური ფილტრის ინდუქციურობის კოჭა ჩართულია  $R_{\text{ღ}}$ -ს მიმდევრობით. ფილტრის ელემენტების ასეთი ჩართვა იმით არის ნაკარნახევი, რომ კონდენსატორის წინაღობა ცვლადი დენის მიმართ შედარებით მცირეა, ხოლო ინდუქციურობის კოჭის წინაღობა – შედარებით დიდი. ამის გამო, როდესაც ფილტრის კონდენსატორის წინაღობა  $X_{C_{\text{ფ}}} = 1/(2\pi f_1 m C_{\text{ფ}}) \ll R_{\text{ღ}}$ , გამართული დენის ცვლადი შემდგენი  $R_{\text{ღ}}$  დატვირთვაში აღარ გაივლის და შეიკვრება  $C_{\text{ფ}}$  კონდენსატორის გავლით. მაშასადამე,  $R_{\text{ღ}}$  დატვირთვაზე ამ შემთხვევაში მოედება გამართული ძაბვის მხოლოდ მუდმივი შემდგენი. როგორც ზემოაღნიშნულიდან ჩანს, ტევადური ფილტრის ეფექტურობა დამოკიდებულია მუდმივი დენის მომხმარებლის შიგა წინაღობაზე. ასეთი ფილტრის გამოყენება მიზანშეწონილია დიდი შიგა წინაღობის მქონე (მცირე დენზე მომუშავე) მუდმივი დენის მომხმარებლებისათვის, რომელთა სიმძლავრე არ აღემატება რამდენიმე ათეულ ვატს.

ინდუქციურ ფილტრში დატვირთვის მიმდევრობით ჩართული ინდუქციურობის კოჭას წინაღობა გამართული დენის ცვლადი შემდგენის მიმართ მაღალია, ხოლო მუდმივი შემდგენის მიმართ – ძალზე მცირე. ამიტომ, იგი მნიშვნელოვნად ზღუდავს ამ დენის ცვლად შემდგენს, ხოლო მუდმივ შემდგენს ატარებს შეზღუდვის გარეშე. ასეთი ფილტრის გამოყენება მიზანშეწონილია დიდ დენზე მომუშავე მუდმივი ძაბვის მომხმარებლის კვებისათვის.

ფილტრის გაანგარიშება გულისხმობს მისი ძირითადი ელემენტის – ტევადობის ან ინდუქციურობის სიდიდის განსაზღვრას ფილტრის გამოსასვლელზე მიღებული ძაბვის პულსაციის დასაშვები კოეფიციენტის  $q_{\text{გ}}$  სიდიდის გათვალისწინებით. იმ შემთხვევაში,

როდესაც  $10T \leq R_{\text{ღ}}C_{\text{ფ}}$  ( $T$  მკვებავი ქსელის ძაბვის პერიოდი) ტევადური ფილტრის კონდენსატორის ტევადობის სიდიდეს დავადგენთ შემდეგი გამოსახულებიდან

$$C_{\text{ფ}} = 1 / (2\pi f m q R_{\text{ღ}}). \quad (2.4)$$

ინდუქციური ფილტრის კოჭას ინდუქციურობის სიდიდე განისაზღვრება გამოსახულებიდან

$$L_{\text{ფ}} = R_{\text{ღ}} \sqrt{(K_{\text{ფ}}^2 - 1)} / (2\pi f m), \quad (2.5)$$

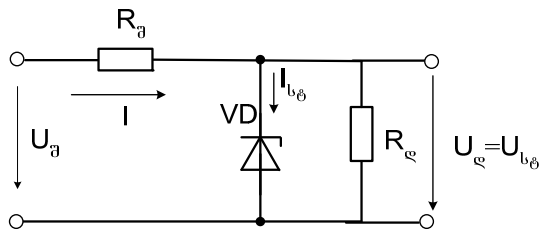
სადაც  $f = 50$  ჰც;

$m$  – გამართული ძაბვის პულსაციათა რიცხვია;

$K_{\text{ფ}}$  – ფილტრის გაგლუვების (ფილტრაციის) კოეფიციენტი.

### 2.2.5 გამართული ძაბვის პარამეტრული სტაბილიზატორი

ძაბვის პარამეტრული სტაბილიზატორის ძირითად ელემენტს წარმოადგენს სტაბილიტრონი ან სტაბისტორი. სტაბილიტრონის გამოყენებისას შეიძლება მიღებული იქნას რამდენიმე ვოლტიდან დაწყებული, რამდენიმე ასეულ ვოლტამდე სტაბილური ძაბვა, როდესაც დატვირთვის მიერ მოთხოვნილი დენი ერთეული მილიამპერიდან დაწყებული, ერთეულ ამპერამდე ფარგლებში იცვლება. თუ საჭიროა 0,7 . . . 1,5 ვ სიდიდის ძაბვის სტაბილიზაცია, მაშინ გამოიყენება სტაბისტორი. პარამეტრული სტაბილიზატორის სქემა წარმოდგენილია 2.17 სურათზე.



სურ. 2.17. ძაბვის პარამეტრული სტაბილიზატორის სქემა

სქემაში  $R_{\text{ღ}}$  დატვირთვის პარალელურად ჩართულია  $VD$  სტაბილიტრონი. ამიტომ დატვირთვისა და სტაბილიტრონის ძაბვები ერთმანეთის ტოლია  $U_{\text{სტ}} = U_{\text{ღ}}$ . სტაბილიტრონის მიმდევრობით ჩართულია  $R_{\text{ფ}}$  შემზღუდი რეზისტორი. მისი წინააღობის სიდიდის შერჩევა ხდება იმის გათვალისწინებით, რომ ელექტრული გარღვევის რეჟიმში სტაბილიტრონის დენი შეიზღუდოს ხელსაწყოს პასპორტში მითითებული ნომინალური დენის დონეზე, რომელიც მიახლოებით სტაბილიტრონის მინიმალური და მაქსიმალური დენის საშუალო არითმეტიკულის ტოლია –  $I_{\text{წ}} = (I_{\text{სტmin}} + I_{\text{სტmax}}) / 2$ .

დატვირთვაზე მოქმედი ძაბვა

$$U_{\text{ღ}} = U_{\text{სტ}} = U_{\text{ფ}} - (I_{\text{სტ}} + I_{\text{ღ}}) R_{\text{ფ}}. \quad (2.6)$$

$U_{\text{ფ}}$  შესავალი ძაბვის ცვლილებისას, სტაბილიტრონზე ძაბვის საწყისი შეცვლა გამოიწვევს სტაბილიტრონში გამავალი დენის დიდ ფარგლებში შეცვლას (სტაბილიტრონის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის მუშა ნაწილის თავისებურების გამო) და, მაშასადამე,  $R_{\text{ფ}}$

წინააღმდეგობაზე ძაბვის ვარდნის შესაბამისი მიმართულებით შეცვლას. ამიტომ, (2.5) ტოლობის მარჯვენა მხარე უმნიშვნელოდ შეიცვლება, რაც განაპირობებს  $U_{\text{დ}}$  დატვირთვის ძაბვის სტაბილურობას.

სტაბილიზატორის მუშაობის ხარისხის შესაფასებლად გამოიყენება სტაბილიზაციის კოეფიციენტი

$$K_{\text{სტ}} = (\Delta U_{\text{ჟ}} / U_{\text{ჟ}}) / (\Delta U_{\text{გ}} / U_{\text{გ}}), \quad (2.7)$$

სადაც  $\Delta U_{\text{ჟ}}$  და  $\Delta U_{\text{გ}}$  – სტაბილიზატორის შესავალი და გამოსავალი ძაბვების ნაზრდებია შესაბამისად;

$U_{\text{ჟ}}$  და  $U_{\text{გ}}$  – სტაბილიზატორის შესავალი და გამოსავალი ძაბვების ნომინალური მნიშვნელობებია.

პარამეტრული სტაბილიზატორის გაანგარიშების დროს, ხშირად, იყენებენ მიახლოებით ფორმულას

$$K_{\text{სტ}} = (U_{\text{გ}} / U_{\text{ჟ}}) / (R_{\text{ჟ}} / r_{\text{დიფ}}), \quad (2.8)$$

სადაც  $r_{\text{დიფ}} = \Delta U_{\text{სტ}} / \Delta I_{\text{სტ}}$  – სტაბილიტრონის შიგა (დიფერენციალური) წინააღმდეგობაა. ძაბვის პარამეტრული სტაბილიზატორის გაანგარიშების დროს საჭიროა  $R_{\text{ჟ}}$  წინააღმდეგობის მოცემული მნიშვნელობის მიხედვით დადგინდეს  $U_{\text{ჟ}}$  ძაბვის ცვლილების დასაშვები ფარგლები ან  $U_{\text{გ}}$  ძაბვის ცვლილების მოცემული ფარგლების მიხედვით დადგინდეს  $R_{\text{ჟ}}$  წინააღმდეგობის სიდიდე.

## 2.3 ტრანზისტორები

### 2.3.1 ზოგადი ცნობები

"ტრანზისტორი" ინგლისურიდან თარგმანის შესაბამისად არის "წინააღმდეგობის გარდამქმნელი". ესაა ნახევარგამტარული ხელსაწყო, რომლის საფუძველს წარმოადგენს ერთი ან რამდენიმე ურთიერთზემომქმედი p-n გადასასვლელი. ტრანზისტორს გააჩნია სამი ან მეტი საკონტაქტო გამოყვანილი გარეშე წრედთან მისაერთებლად და შეუძლია სუსტი ელექტრული სიგნალების გაზრდა (გაძლიერება).

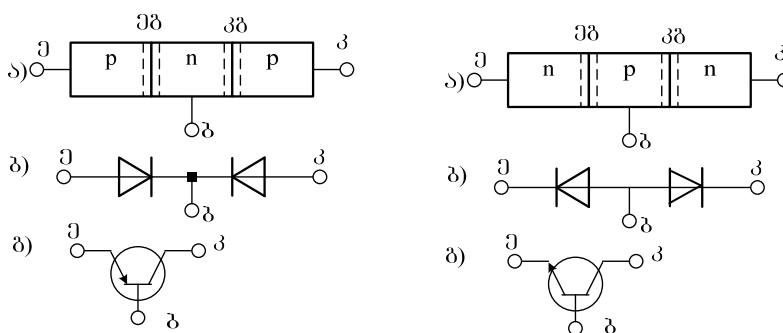
პრაქტიკაში ფართოდაა გავრცელებული ორი p-n გადასასვლელის მქონე ტრანზისტორები. მათ ბიპოლარულ ტრანზისტორებს უწოდებენ, რადგან ხელსაწყოში დენის გავლის პროცესში მონაწილეობას ღებულობს ორი ნიშნის მუხტი: ელექტრონი და ხვრელი.

ცალკე ჯგუფს წარმოადგენენ ტრანზისტორები, რომლებშიც დენის გავლის პროცესში მხოლოდ ერთი ნიშნის მუხტი მონაწილეობს (ელექტრონი ან ხვრელი). ამის გამო, ასეთი ჯგუფის ტრანზისტორებს უნიპოლარულს უწოდებენ.

პრაქტიკული გამოყენება აქვს აგრეთვე ერთგადასასვლელიან ტრანზისტორებს, რომელთაც ხშირად ორბაზიან დიოდებსაც უწოდებენ.

### 2.3.2. ბიპოლარული ტრანზისტორის სტრუქტურა და მოქმედების პრინციპი

ბიპოლარული ტრანზისტორის მუშა ნაწილია გერმანიუმის ან სილიციუმის კრისტალი, რომელიშიც თანამედროვე ტექნოლოგიური მეთოდების გამოყენებით შექმნილია სხვადასხვა ტიპის გამტარობის სამი შრის მორიგეობითი განლაგება. ამ შრეების განლაგების ხასიათიდან გამომდინარე, არსებობს p-n-p და n-p-n სტრუქტურის ტრანზისტორები (სურ. 2.18).



სურ. 2.18 ბიპოლარული ტრანზისტორის p-n-p და n-p-n სტრუქტურები (ა), დიოდური ეკვივალენტური სქემები (ბ), p-n-p და n-p-n სტრუქტურის ტრანზისტორების პრობითი გრაფიკული აღნიშვნები (გ)

თანამედროვე ტრანზისტორთა უმრავლესობას, ინტეგრალური მიკროსქემების ტრანზისტორების ჩათვლით, ამზადებენ სილიციუმის გამოყენებით. მათ, როგორც წესი, n-p-n სტრუქტურა გააჩნიათ.

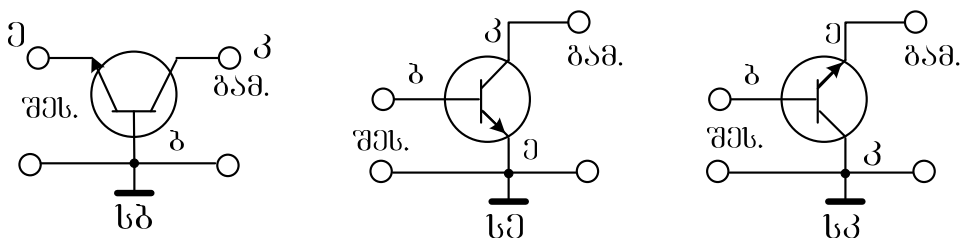
ტრანზისტორის სტრუქტურის განხილვიდან გამომდინარეობს, რომ იგი შეიცავს ორ შემხვედრად ჩართულ დიოდს, რომელთაც აქვთ ერთი საერთო n- ან p- შრე. ამ შრეს ტრანზისტორის ბაზა ეწოდება. დანარჩენ ორ შრეს კოლექტორი და ემიტერი ჰქვია. ემიტერის შრე განსხვავდება კოლექტორის შრისაგან შეტანილი მინარევის გაზრდილი კონცენტრაციის მიხედვით.

დიოდური ეკვივალენტური სქემები (სურ. 2.18,ბ) ასახავენ ტრანზისტორის სტრუქტურაში ორი p-n გადასასვლელის არსებობის ფაქტს, რომელთაც შემდგომში ემიტერული და კოლექტორული გადასასვლელები ეწოდება. მთავარი ტრანზისტორის სტრუქტურაში ის არის, რომ ეს ორი p-n გადასასვლელი ზეგაველენას ახდენს ერთმანეთზე, რითაც ტრანზისტორი იძენს თვისობრივად ახალ ფუნქციას (დიოდთან შედარებით) – ელექტრონული სიგნალების მაძლიერებლის ფუნქციას.

p-n გადასასვლელების ურთიერთზეგაველენა მიღწეულია ბაზის შრის სისქის სათანადო შერჩევის ხარჯზე. კერძოდ, ბაზის შრის სისქე მუხტის გადამტანთა თავისუფალი განარბენის (მანძილი, რომელსაც გაირბენს თავისუფალი მუხტი წარმოქმნიდან რეკომბი-

ნაციადღე) სივრცეზე ნაკლები სიდიდეს. რაც უფრო მცირეა ბაზის შრის სისქე, მით უკეთესი ხარისხისაა ტრანზისტორი.

მუშა რეჟიმის დროს ტრანზისტორის ელექტროდებს (ემიტერის, კოლექტორის და ბაზის შრეების საკონტაქტო გამოყოფანებს) მიეწოდება მუდმივი ძაბვები ორი გარეშე წყაროდან. ამის გარდა, იგივე ელექტროდებს მიუერთებენ ელექტრულ სიგნალებს, რომლებიც, მაგალითად, ექვემდებარებიან გაძლიერებას. ამის გამო, ერთმანეთისაგან უნდა განვასხვაოთ შესასვლელი წრედი, რომელშიც შეჰყავთ გასაძლიერებელი სიგნალი და გამოსასვლელი წრედი, რომლიდანაც მიიღება გაძლიერებული სიგნალი. იმის მიხედვით, თუ რომელი ელექტროდი იქნება საერთო შესასვლელი და გამოსასვლელი წრედებისათვის, ერთმანეთისაგან უნდა განვასხვაოთ: საერთო ბაზით (სბ), საერთო ემიტერით (სე) და საერთო კოლექტორით (სკ) ტრანზისტორის ჩართვის სქემები (სურ. 2.19).



სურ. 2.19 ტრანზისტორის ჩართვის სქემები.

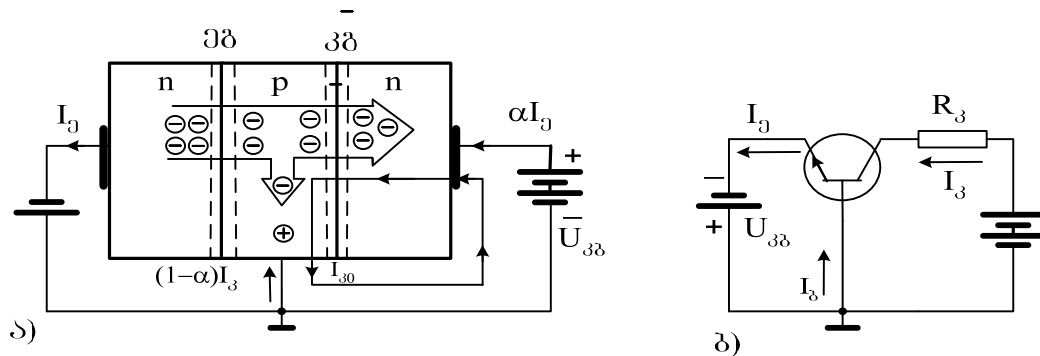
საერთო ბაზიან სქემაში შესავალ წრედს წარმოადგენს ემიტერის წრედი, ხოლო გამოსავალს – კოლექტორის წრედი. საერთო ემიტერიან სქემაში შესავალი წრედია ბაზის წრედი, გამოსავალი – კოლექტორის წრედი. საერთო კოლექტორიან სქემაში შესავალი წრედია ბაზის წრედი, გამოსავალი – ემიტერის წრედი.

საერთო ელექტროდის პოტენციალი მიიჩნევა ნულის ტოლად და სხვა ელექტროდების პოტენციალს აითვლიან საერთო ელექტროდის პოტენციალის (ნულის) მიმართ. ტრანზისტორების ელექტროდებს შორის არსებული ძაბვის აღნიშვნა ხდება ორი ინდექსის გამოყენებით. ეს ინდექსები მიანიშნებენ იმ ელექტროდთა დასახელებაზე, რომელთა შორისაც ეს ძაბვა არსებობს. მეორე ინდექსი საერთო ელექტროდს ეკუთვნის. მაგალითად, საერთო ემიტერიან სქემაში ძაბვა ბაზასა და ემიტერს შორის აღინიშნება  $U_{ბე}$ -ით, ძაბვა კოლექტორსა და ემიტერს შორის  $U_{კე}$ -ით.

p-n-p და n-p-n სტრუქტურის მქონე ტრანზისტორებში მიმდინარე ფიზიკური პროცესები ერთნაირია, ხოლო მუშა რეჟიმში ჩასაყენებლად p-n-p და n-p-n ტიპის ტრანზისტორების ელექტროდებს უნდა მიეწოდოს ურთიერთ საპირისპირო ნიშნის ძაბვები.

ელექტროდებზე მიწოდებული ძაბვის ნიშნის მიხედვით ბიპოლარულ ტრანზისტორს შეუძლია იმუშაოს სამ სხვადასხვა რეჟიმში: აქტიურ რეჟიმში, გაჯერების რეჟიმში და მოკვეთის რეჟიმში.

მოკლედ გავეცნოთ საერთო ბაზით ჩართულ n-p-n ტიპის ტრანზისტორში მომდინარე პროცესებს აქტიურ რეჟიმში. აქტიურ რეჟიმში ჩასაყენებლად ემიტერულ გადასასვლელს უნდა მიეწოდოს პირდაპირი ძაბვა, ხოლო კოლექტორულ გადასასვლელს – უკუძაბვა (სურ. 2.20).



სურ. 2.20 დენის განაწილების სურათი ბიპოლარულ ტრანზისტორებში

სურ. 2.20. დენის განაწილების სურათი ბიპოლარულ ტრანზისტორებში აქტიურ რეჟიმში მუშაობის დროს:

⊖ - ელექტრონი; ⊕ - ხვრელი.

ემიტერულ n-p გადასასვლელზე პირდაპირი ძაბვის არსებობის გამო, ადგილი ექნება n-ემიტერიდან p-ბაზაში ელექტრონების დიფუზიურ გადაადგილებას. ბაზის შრის ძალზე მცირე სისქის გამო, ეს ელექტრონები ადვილად მიაღწევენ უკუძაბვაზე მიერთებულ კოლექტორულ გადასასვლელამდე. აქ არსებული ელექტრული ველის ზემოქმედების შედეგად ელექტრონები, რომლებიც p-ბაზაში მუხტის არაძირითად გადამტანებს წარმოადგენენ, გადადიან კოლექტორის შრეში და ქმნიან კოლექტორის დენის ე.წ. ტრანზიტულ შემდგენს –  $I_C = \alpha I_E$ .  $\alpha$  კოეფიციენტი აღნიშნავს სრული ემიტერული დენის იმ ნაწილს, რომელიც გადაეცა კოლექტორის წრედს. ამიტომ,  $\alpha$ -ს დენის გადაცემის კოეფიციენტი ეწოდება და წარმოადგენს ბიპოლარული ტრანზისტორის უმნიშვნელოვანეს ფიზიკურ პარამეტრს.  $\alpha$  ერთზე ნაკლები სიდიდეა, თუმცა ძალზე ახლოსაა მასთან ( $\alpha=0,92 \dots 0,99$ ). სრული დიფუზიური ემიტერული დენის დანარჩენი  $(1-\alpha)I_E$  ნაწილი გაივლის ბაზის საკონტაქტო გამომყვანში.

კოლექტორის საკონტაქტო გამომყვანში  $\alpha I_E$  ტრანზიტული დენის გარდა გაივლის კოლექტორისა და ბაზის შრეების მუხტის არაძირითადი გადამტანებით განპირობებული  $I_{კბ}$  უკუდენი, რომელსაც კოლექტორის საწყისი ტემპერატურული დენი ( $I_{კბ}$  დენი ტემპერატურის ყოველი  $10^{\circ}\text{C}$ -ით გაზრდისას 2,5-ჯერ იზრდება) ეწოდება. თავისთავად,  $I_{კბ}$  დენი უმნიშვნელო სიდიდისაა და მცირე სიმძლავრის ტრანზისტორებში რამდენიმე ათეულ მიკროამპერს არ აღემატება. მაგრამ მაღალი ტემპერატურის დროს კოლექტორის დენის სიდიდეზე მას შესამჩნევი გავლენის მოხდენა შეუძლია.  $I_{კბ}$  დენი გაივლის ბაზის საკონტაქტო გამომყვანშიც და აქვს აქ გამავალი  $(1-\alpha)I_E$  დენის საწინააღმდეგო მიმართულება

(სურ. 2.20,ა). ამრიგად, ბიპოლარული ტრანზისტორების სტრუქტურაში არსებული დენების ბალანსი შემდეგი გამოსახულებებით აისახება:

$$I_j = \alpha I_j + I_{j0} \quad (2.9)$$

$$I_b = (1-\alpha)I_j - I_{j0} \quad (2.10)$$

$$I_j = I_j + I_b \quad (2.11)$$

(2.9) გამოსახულების თანახმად, ბიპოლარული ტრანზისტორის შესასვლელი წრედის  $I_j$  დენით შესაძლებელია გამოსასვლელი წრედის  $I_j$  დენის მართვა. დენის მართვის ეს მეთოდი საფუძვლად უდევს ელექტრული სიგნალების გაძლიერების პრინციპს. პირდაპირ დაბვაზე მიერთებული (ეს დაბვა ვოლტის მუათედი ნაწილებით განისაზღვრება) ემიტერის წრედში სიმძლავრის მცირე დანახარჯით შესაძლებელია უკუდაბვაზე მიერთებულ (ეს დაბვა რამდენიმე ათეულ ვოლტამდე) კოლექტორის წრედში ვარეგულიროთ გაცილებით მეტი სიდიდის სიმძლავრე. ამიტომ, თუ ემიტერულ გადასასვლელზე პირდაპირი წანაცვლების მუდმივი დაბვის გარდა იმოქმედებს მცირე სიმძლავრის ცვლადი სიგნალის დაბვა, მაშინ კოლექტორის დენი დაიწყებს შესავალ წრედზე მოქმედი ცვლადი სიგნალის ანალოგიურ ცვალებადობას და კოლექტორში ჩართული დიდი წინაღობის მქონე  $R_j$  რეზისტორზე მიიღება შესავალ წრედზე მოქმედი სიგნალის დაბვაზე გაცილებით მეტი სიდიდის დაბვა. საერთო ბაზიან სქემაში შესავალი და გამოსავალი დენები დაახლოვებით ერთნაირი სიდიდისაა, ამიტომ ცვლადი სიგნალის სიმძლავრის გაზრდა სიგნალის დაბვის გაძლიერების ხარჯზე მიიღება.

ტრანზისტორის საერთო ემიტერით ჩართვის შემთხვევაში ადგილი აქვს შესავალ წრედზე მიწოდებული ცვლადი სიგნალის არა მარტო დაბვის მიხედვით, არამედ დენის მიხედვითაც გაძლიერებას. საერთო ემიტერიან სქემაში გასაძლიერებელი სიგნალი მიეწოდება ბაზას, ამიტომ გამოსავალი წრედის (კოლექტორის წრედის) დენის მართვა მოხდება ბაზის დენით. ამ შემთხვევაში, შესავალი დენის გადაცემის კოეფიციენტი ერთზე მეტია და ამის გამო შეიძლება ეწოდოს მას დენის გაძლიერების კოეფიციენტი ( $\beta$ ). იგი ტოლი იქნება

$$\beta = I_j / I_b = (\alpha I_j + I_{j0}) / ((1-\alpha)I_j - I_{j0}).$$

თუ მივიჩნევთ, რომ  $I_{j0} \approx 0$ , მაშინ

$$\beta = \alpha / (1-\alpha) \quad (2.12)$$

თუ  $\alpha = 0,95$ , მივიღებთ,  $\beta = 19$ , ე.ი.  $\beta \gg 1$ .

$\beta$  წარმოადგენს ბიპოლარული ტრანზისტორის მნიშვნელოვან ფიზიკურ პარამეტრს. ხშირად  $\beta$ -ს ნაცვლად იყენებენ (მცირე სიგნალის რეჟიმში) დენის გაძლიერების სახასიათო  $h_{21E}$  პარამეტრსაც ( $h_{21E} \approx \beta$ ).

კიდევ უფრო მეტი სიდიდისაა დენის გადაცემის კოეფიციენტი ტრანზისტორის საერთო კოლექტორით ჩართვის დროს. ამ შემთხვევაში გასაძლიერებელი სიგნალი მიუერთდება ბაზას, ხოლო დატვირთვა ჩაერთვება ემიტერის წრედში, რადგან ისაა ამ შემთხვევაში

გამოსავალი წრედი. დენის გადაცემის კოეფიციენტი საერთო კოლექტორიან სქემაში ეტოლება

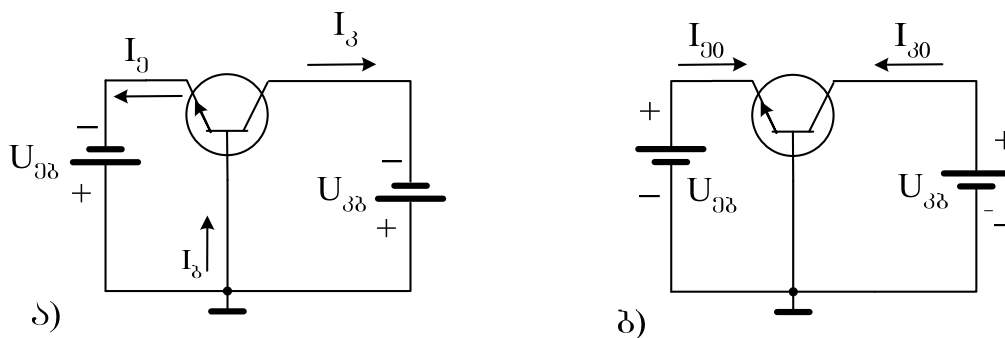
$$\beta' = I_e/I_c \approx I_e/(1-\alpha)I_e \approx 1/(1-\alpha). \quad (2.13)$$

საერთო კოლექტორიან სქემაში სიგნალის ძაბვა არ ძლიერდება. სიმძლავრის მიხედვით გაძლიერებული გამოსავალი სიგნალის ძაბვა დაახლოებით შესავალ წრედზე მოქმედი სიგნალის ძაბვის ტოლია. ამის გამო, ასეთ სქემას ემიტერულ მამეორებელსაც უწოდებენ.

მაშასადამე, ტრანზისტორის აქტიურ რეჟიმში მუშაობის დროს საერთო ემიტერით ჩართული სქემა ცვლადი სიგნალის სიმძლავრის მაქსიმალურ გაძლიერებას იძლევა, რამაც განაპირობა ასეთი სქემის ფართო პრაქტიკული გამოყენება.

### 2.3.3 ბიპოლარული ტრანზისტორის მუშაობის გაჯერების და მოკვეთის რეჟიმები

ბიპოლარული ტრანზისტორის გაჯერების რეჟიმში ჩასაყენებლად ორივე p-n გადასასვლელს უნდა მიეწოდოს პირდაპირი ძაბვა (სურ. 2.21,ა). ამ შემთხვევაში ადგილი აქვს ელექტრონების დიფუზიურ გადასვლას ბაზაში როგორც ემიტერიდან, ისე კოლექტორიდან, რაც ემიტერსა და კოლექტორს შორის მდებარე უბნის წინაღობას (ტრანზისტორის შიგა წინაღობას) მკვეთრად შეამცირებს. შესაბამისად, თითქმის ნულამდე შემცირდება წრედის იმ უბნის წინაღობა, სადაც ტრანზისტორია ჩართული. ასეთ რეჟიმში მუშაობის დროს ტრანზისტორში გამავალი დენი აღარ ემორჩილება მართვას და აქედან გამომდინარე, ტრანზისტორი კარგავს ელექტრული სიგნალის გაძლიერების უნარს.



სურ. 2.21 ტრანზისტორის მუშაობის გაჯერების (ა) და მოკვეთის (ბ) რეჟიმები

თუ ბიპოლარული ტრანზისტორის ორივე p-n გადასასვლელზე უკუძაბვა იმოქმედებს (სურ. 2.21,ბ), მაშინ ემიტერულ და კოლექტორულ გადასასვლელზე გაივლის უმნიშვნელო სიდიდის  $I_{გ0}$  და  $I_{კ0}$  უკუდენები. ამ შემთხვევაში ტრანზისტორს აქვს ძალზე დიდი შიგა წინაღობა, ამიტომ წრედის უბანი, სადაც ტრანზისტორია ჩართული დენს არ გაატარებს, ე.ი. ამ რეჟიმში ჩაყენებული ტრანზისტორი შეასრულებს წრედის გამოთიშველის ფუნქციას.

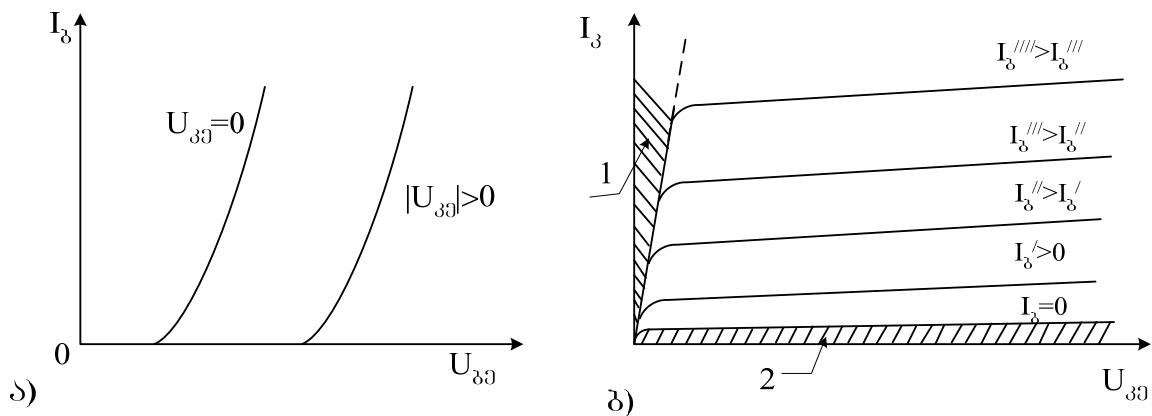
როდესაც სქემაში ჩართულ ტრანზისტორში ერთმანეთს ჩაენაცვლება გაჯერებისა და მოკვეთის რეჟიმები, ტრანზისტორი შეასრულებს არა ელექტრული სიგნალების მაძლიერებლის ფუნქციას, არამედ ელექტრული წრედის გადამრთველის, ანუ ელექტრონული გასაღების ფუნქციას.

### 2.3.4 ბიპოლარული ტრანზისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლები საერთო ემიტერით ჩართვის დროს

ვოლტ-ამპერული მახასიათებლები შეიცავენ ინფორმაციას ტრანზისტორის თვისებების შესახებ ყველა რეჟიმში მუშაობის დროს. გარდა ამისა, ამ მახასიათებლებს იყენებენ ტრანზისტორიანი სქემების გაანგარიშებისას. 2.22 სურათზე მოცემულია შესავალი და გამოსავალი წრედების ვოლტ-ამპერული მახასიათებლთა ოჯახები ტრანზისტორის საერთო ემიტერით ჩართვის დროს.

ტრანზისტორის შესავალის მახასიათებლთა ოჯახი ამყარებს კავშირს ემიტერულ გადასასვლელზე მოქმედ პირდაპირ ძაბვასა და ბაზაში გამავალ დენს შორის,  $U_{კე}$  ძაბვის ფიქსირებული მნიშვნელობის დროს (სურ. 2.22,ა)

$$I_b = f(U_{ბე}), U_{კე} = \text{const.}$$



სურ. 2.22 ბიპოლარული ტრანზისტორის შესავალი წრედის (ა) და გამოსავალი წრედის (ბ) ვოლტ-ამპერული მახასიათებლთა ოჯახები.

$U_{კე} = 0$ -ის დროს შესავალის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი თვისობრივად არ განსხვავდება ჩვეულებრივი p-n გადასასვლელის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლისაგან.  $U_{კე}$  ძაბვის აბსოლუტური სიდიდის გაზრდისას შესავალი წრედის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი გადაინაცვლებს მარჯვნივ, რაც იმას ნიშნავს, რომ კოლექტორული გადასასვლელის ძაბვა გავლენას ახდენს ემიტერულ გადასასვლელზე (ე.ი. ტრანზისტორში არსებობს

შიგა უკუკავშირი) და მეტი სიდიდის  $U_{კე}$  ძაბვის დროს, ბაზის დენის მოცემული სიდიდის მისაღებად, მეტი  $U_{ბე}$  ძაბვაა საჭირო.

ტრანზისტორის გამოსავლის მახასიათებელთა ოჯახი ამყარებს კავშირს კოლექტორულ გადასასვლელზე მოქმედ ძაბვასა და კოლექტორში გამავალ დენს შორის,  $I_c$  დენის ფიქსირებული მნიშვნელობების დროს (სურ. 2.22,ბ)

$$I_c = f(U_{კე}), I_c = \text{const.}$$

გამოსავლის მახასიათებელთა ოჯახს შემდეგი თვისებები გააჩნია:

- მახასიათებლები იწყება კოორდინატთა სათავიდან;
- ყოველი მახასიათებელი შეიცავს ციცაბო საწყის უბანს, სადაც  $U_{კე}$  ძაბვის მცირე ნაზრდს  $I_c$  დენის დიდი ნაზრდი შეესაბამება და თითქმის ჰორიზონტალურ უბანს, სადაც  $I_c$  დენი უმნიშვნელოდ იცვლება  $U_{კე}$  ძაბვის დიდ ფარგლებში ცვლილების დროს;
- ბაზის დენის გაზრდის დროს მახასიათებლების ჰორიზონტალური უბნები გადაინაცვლებენ ზემოთკენ, რაც იმას ნიშნავს, რომ  $U_{კე}$  ძაბვის მოცემული მნიშვნელობის დროს მით მეტია კოლექტორში გამავალი დენი, რაც უფრო მეტი სიდიდის დენი გადის ბაზაში;
- 1 – დაშტრიხული უბნის ნებისმიერი წერტილის შესაბამისი  $U_{კე}$  ძაბვისა და  $I_c$  დენის მნიშვნელობები შეესიტყვებიან ტრანზისტორის გაჯერების რეჟიმს;
- 2 – დაშტრიხული უბნის ნებისმიერი წერტილის შესაბამისი  $U_{კე}$  ძაბვისა და  $I_c$  დენის მნიშვნელობათა წყვილი შეესიტყვება ტრანზისტორის მოკვეთის რეჟიმს;
- მახასიათებელთა ჰორიზონტალური უბნებით დაკავებული ზონის ნებისმიერი წერტილის შესაბამისი  $U_{კე}$  ძაბვისა და  $I_c$  დენის მნიშვნელობათა წყვილი შეესიტყვება ტრანზისტორის მუშაობას აქტიურ რეჟიმში.

### 2.3.5 უნიპოლარული (ველით მართული) ტრანზისტორები

#### 2.3.5.1 უნიპოლარული (ველით მართული) ტრანზისტორების მუშაობის ზოგადი საკითხები

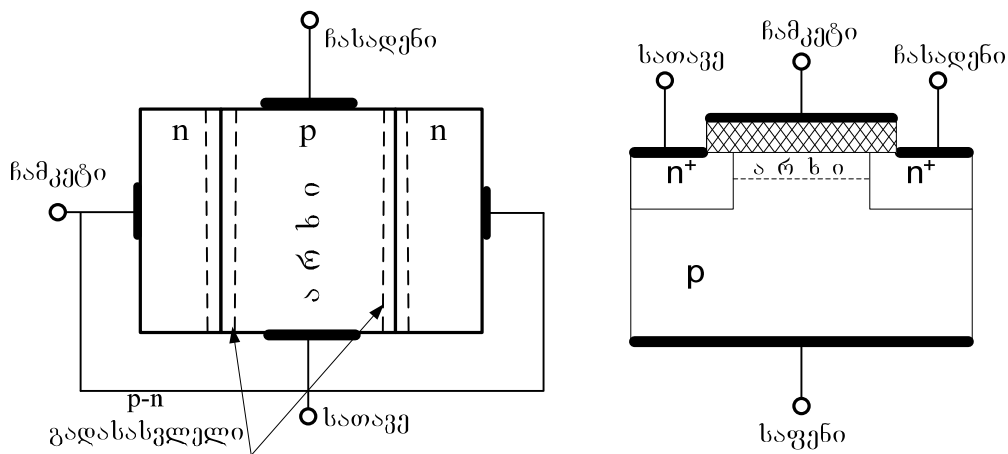
უნიპოლარული ტრანზისტორი წარმოადგენს სამელექტროდიან ნახევარგამტარულ ხელსაწყოს და ბიპოლარული ტრანზისტორის ანალოგიურად გამოიყენება ელექტრული სიგნალების მაძლიერებლის ან გადამრთველის ფუნქციის შესასრულებლად. უნიპოლარულ ტრანზისტორში დენის გატარების პროცესში, ბიპოლარულიდან განსხვავებით, მხოლოდ ერთი ნიშნის მუხტი (მუხტის ძირითადი გადამტანი) იღებს მონაწილეობას, რაც განაპირობებს ხელსაწყოს სახელწოდებას – უნიპოლარული (ერთპოლარული). გარდა ამისა,

უნიპოლარული ტრანზისტორის მთავარ კონსტრუქციულ ნაწილს წარმოადგენს დენგამტარი არხი, რის გამოც ამ ხელსაწყოს, ადრე, არხიან ტრანზისტორსაც უწოდებდნენ.

უნიპოლარულ ტრანზისტორში გამავალი დენის მართვა ხორციელდება დენგამტარი არხის ხვედრითი ელექტროგამტარობის ან ფართობის ცვლილების გზით. ორივე ეს მეთოდი დამყარებულია ელექტრული ველის ეფექტზე. ამიტომ, უნიპოლარულ ტრანზისტორებს, ჩვეულებრივ, ველით მართულ ტრანზისტორებს უწოდებენ.

ველით მართული ტრანზისტორის დენგამტარი არხი შეიძლება იყოს ზედაპირქვეშა ან მოცულობითი სახის. ზედაპირქვეშა არხი წარმოადგენს მუხტის გადამტანებით გამდიდრებულ შრეს ან ინვერსულ შრეს, რომელიც გარეშე ელექტრული ველის ზემოქმედების შედეგად წარმოიქმნება. მოცულობითი არხი კი წარმოადგენს ერთგვაროვან ნახევარგამტარულ უბანს, რომელიც ზედაპირისგან გამოყოფილია მუხტის გადამტანებისგან გაღარიბებული შრით.

მოცულობითი არხის მქონე ველით მართულ ტრანზისტორებში მუხტის გადამტანებისგან გაღარიბებული შრე შეიქმნება უკუდაბვით წანაცვლებული p-n გადასასვლელით. ამიტომ ასეთ ტრანზისტორებს p-n გადასასვლელიან ველით მართულ ტრანზისტორებს უწოდებენ. ასეთი ტრანზისტორების სტრუქტურული სქემა ნაჩვენებია 2.23 სურათზე.



**სურ. 2.23. ველით მართული ტრანზისტორების სტრუქტურული სქემები:**

- ა - ველით მართული ტრანზისტორი მმართველი p-n გადასასვლელით;
- ბ - ველით მართული ტრანზისტორი იზოლირებული ჩამკეტი.

p- ტიპის არხს მირჩილული აქვს ლითონის ორი ელექტროდი (სურ. 2.23, ა). ელექტროდს, რომლიდანაც მუხტის ძირითადი გადამტანები შედიან არხში, ეწოდება **სათავე**. ელექტროდს, რომლითაც მუხტის ძირითადი გადამტანები გამოდიან არხიდან, ეწოდება **ჩასადენი**. ელექტროდს, რომელსაც ევალება მუხტის გადამტანებისგან გაღარიბებული შრის (p-n გადასასვლელის) საზღვრების და, მაშასადამე, არხის სივანის ცვლილება, **ჩამკეტი** ეწოდება.

თუ გარეშე მუდმივი ძაბვის წყაროს "-"-ს მივუერთებთ ჩასადენს, ხოლო "+"-ს მივუერთებთ სათავეს, მაშინ არხში გაივლის დენი, რომელსაც შემდეგში ჩასადენის დენს ვუწოდებთ (თუ არხი n-ტიპისაა ჩასადენსა და სათავეს შორის მისაერთებელი ძაბვის პოლარობა უნდა შეიცვალოს საპირისპიროთი).

ჩასადენსა და სათავეს შორის უნდა ჩაირთოს მუდმივი ძაბვის მეორე წყარო ისე, რომ ტრანზისტორის სტრუქტურაში არსებულ p-n გადასასვლელზე უკუძაბვა მიეწოდოს. უკუძაბვის სიდიდის შეცვლისას, p-n გადასასვლელის სიგანე (მუხტის გადამტანებით გაღარიბებული შრის სიგანე) ძირითადად არხის ხარჯზე შეიცვლება, რაც არხის წინაღობის შეცვლას და, მაშასადამე, აქ გამავალი დენის სიდიდის ცვლილებას გამოიწვევს.

მეორე ტიპის ველით მართულ ტრანზისტორებს მიეკუთვნებიან ტრანზისტორები ზედაპირქვეშა არხით. ამ ტიპის ტრანზისტორების გამარტივებული სტრუქტურული სქემა 2.23,ბ სურათზეა ნაჩვენები. ლითონის მართვის ელექტროდი (ჩამკეტი) იზოლირებულია ნახევარგამტარი არხისაგან დიელექტრიკის შრით. ამიტომ ამ ტიპის ველით მართულ ტრანზისტორებს იზოლირებულჩამკეტიან, ანდა ლღნ (ლითონი – დიელექტრიკი – ნახევარგამტარი) ტრანზისტორებს უწოდებენ. დიელექტრიკად ლღნ ტრანზისტორებში ძირითადად სილიციუმის ორჟანგი გამოიყენება. ასეთ ტრანზისტორებს ლონ (ლითონი – ორჟანგი – ნახევარგამტარი) ტრანზისტორებს უწოდებენ.

სათავისა და ჩასადენის საკონტაქტო გამომყვანები (ომური კონტაქტები) უკეთდება ნახევარგამტარის საფენზე (საფენი შეიძლება იყოს როგორც p-ტიპის, ისე n-ტიპის) სპეციალურად შექმნილ, საფენისაგან განსხვავებული ტიპისა და გაზრდილი ელექტროგამტარობის უბნებს, რომლებიც საბოლოოდ ერთმანეთს უკავშირდებიან იგივე ტიპის გამტარობის მქონე არხით.

არსებობს ორი ტიპის ლღნ ტრანზისტორი: ტრანზისტორი ჩაშენებული არხით და ტრანზისტორი დაინდუქციებული არხით.

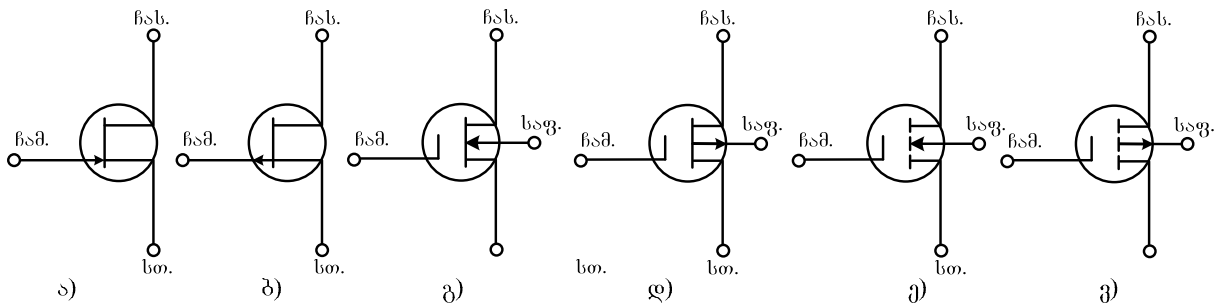
პირველი ტიპის ტრანზისტორებში სათავისა და ჩასადენის ელექტროდებთან დაკავშირებული ნახევარგამტარული უბნები ერთმანეთს ტექნოლოგიურად შესრულებული არხით უკავშირდებიან. არხს შეუძლია იმუშაოს მუხტის გადამტანებისაგან გაღარიბების რეჟიმში (არხი დენს ატარებს მაშინაც კი, როდესაც ძაბვა ჩამკეტსა და სათავეს შორის ნულის ტოლია) და მუხტის გადამტანებით გამდიდრების რეჟიმში (არხი დენს ვერ ატარებს თუ ჩამკეტსა და სათავეს შორის ნულის ტოლი ძაბვაა).

მეორე ტიპის ლღნ ტრანზისტორის მუშაობა მხოლოდ იმ შემთხვევაშია შესაძლებელი, თუ არხი მუშაობს მუხტის გადამტანებით გამდიდრების რეჟიმში. ამისათვის ჩამკეტსა და საფენს შორის ჩაირთვება ისეთი პოლარობის ძაბვა, რომ მის მიერ შექმნილმა ველმა საფენის ზედაპირქვეშა შრეში (დიელექტრიკის ფენის სიახლოვეს) შეიზიდოს ისეთი ნიშნის მუხტი, რომ აქ გაჩნდეს ინვერსული გამტარობის შრე (ე.ი. როდესაც საფენი p-ტიპისაა უნდა გაჩნდეს n-ტიპის შრე). შექმნილი ინვერსული შრე ერთმანეთთან

დააკავშირებს საფენზე სპეციალურად შექმნილ  $n^+$ -უბნებს (სურ. 2.23,ბ). ასეთი სახის ლდნ ტრანზისტორს დაინდუქციებული არხიანი ტრანზისტორი ეწოდება. ჩამკეტზე (მართვის ელექტროდზე) მიწოდებული ძაბვის მნიშვნელობას, რომლის დროსაც ინდუქცირდება (გაჩნდება) დენგამტარი არხი, ეწოდება **ზღურბლური ძაბვა**. ზღურბლური ძაბვის სიდიდე  $n$ -დაინდუქციებულარხიანი ტრანზისტორისთვის  $0,2 \dots 1$  ვ-ის ფარგლებშია.

საფენის ზედაპირიდან დაშორებისას დაინდუქციებული მუხტების კონცენტრაცია სწრაფად მცირდება, რის გამოც სიღრმისეულ შრეებში იარსებებს მუხტის მოძრავი გადამტანებისაგან გაღრმობული უბნები. ამის გამო, სათავე, ჩასადენი და არხი იზოლირებული აღმოჩნდება საფენისგან  $p-n$  გადასასვლელით. ამოცომ, თუ საფენსაც მივაწვდით დამატებით ძაბვას, მაშინ არხში გამავალი დენის სიდიდის შეცვლა შესაძლებელი იქნება არა მხოლოდ ჩამკეტის ძაბვის ცვლილებით, არამედ საფენზე მიწოდებული ძაბვის ცვლილებითაც.

ველით მართულ ტრანზისტორებს შეიძლება ჰქონდეთ სხვადასხვანაირი კონსტრუქციული შესრულება. 2.24 სურათზე წარმოდგენილია პრაქტიკაში გავრცელებული ველით მართული ტრანზისტორების პირობითი გრაფიკული აღნიშვნები.

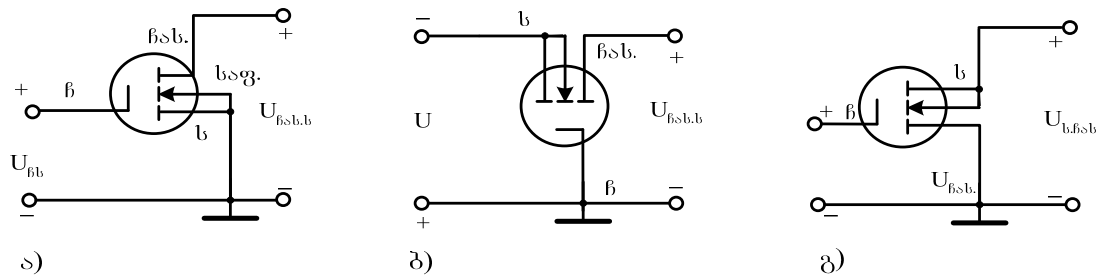


**სურ. 2.24. ველით მართული ტრანზისტორების პირობითი გრაფიკული აღნიშვნები:**  
 ა -  $n$ -არხიანი ველით მართული ტრანზისტორი  $p-n$  გადასასვლელით;  
 ბ -  $p$ -არხიანი ველით მართული ტრანზისტორი  $p-n$  გადასასვლელით;  
 გ -  $n$ -ჩაშენებულარხიანი ველით მართული ტრანზისტორი იზოლირებული ჩამკეტით;  
 დ -  $p$ -ჩაშენებულარხიანი ველით მართული ტრანზისტორი იზოლირებული ჩამკეტით;  
 ე -  $n$ -დაინდუქციებულარხიანი ველით მართული ტრანზისტორი იზოლირებული ჩამკეტით;  
 ვ -  $p$ -დაინდუქციებულარხიანი ველით მართული ტრანზისტორი იზოლირებული ჩამკეტით;

### 2.3.5.2 ველით მართული ტრანზისტორების ჩართვის სქემები

მუშა რეჟიმში, ბიპოლარული ტრანსისტორების ანალოგიურად, ველით მართული ტრანზისტორის ელექტროდებს მიეწოდება მუდმივი ძაბვები ორი გარეშე წყაროდან. გარდა ამისა, იგივე ელექტროდებს მიუერთდება გასაძლიერებელი ელექტრული სიგნალი (შესავალი წრედი) და მოიხსნება გაძლიერებული სიგნალი (გამოსავალი წრედი). იმის მიხედვით, თუ რომელი ელექტროდი იქნება საერთო როგორც შესავალი, ისე გამოსავალი წრედებისათვის, ველით მართული ტრანზისტორისათვის გვაქვს ჩართვის სამი ვარიანტი: საერთო სათავეთ ჩართვა, საერთო ჩამკეტით ჩართვა და საერთო ჩასადენით ჩართვა. 2.25 სურათზე მოცემულია დაინ-

დუქციებული n-არხიანი ველით მართული ტრანზისტორის ჩართვის სქემები, მუშა რეჟიმში (აქტიურ რეჟიმში) ელექტროდებზე დაბვის პოლარობების ჩვენებით.



სურ. 2.25. ველით მართული ტრანზისტორის ჩართვის სქემები:  
 ა - საერთო სათავეთ ჩართვა;  
 ბ - საერთო ჩამკეტით ჩართვა;  
 გ - საერთო ჩასადენით ჩართვა.

### 2.3.5.3 ველით მართული ტრანზისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლები

ველით მართული ტრანზისტორების ელექტრული თვისებების შესაფასებლად გამოიყენება ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელთა ოჯახი. საერთო სათავეთ ჩართვის დროს ეს მახასიათებლებია:

- ჩასადენის მახასიათებელთა ოჯახი

$$I_{დ,ს} = f(U_{დ,ს}), U_{გ,ს} = \text{const};$$

- ჩასადენ-ჩამკეტის მახასიათებელთა ოჯახი (მართვის მახასიათებლები)

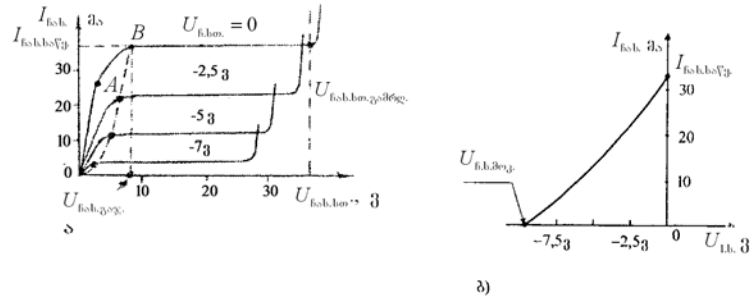
$$I_{დ,ს} = f(U_{გ,ს}), U_{დ,ს} = \text{const}.$$

მეტი თვალსაჩინოების მიზნით, ეს მახასიათებლები განვიხილოთ კონკრეტული მონაცემების (ძაბვებისა და დენების) გათვალისწინებით, ტრანზისტორის ტიპის მითითების გარეშე.

2.26 სურათზე ნაჩვენებია p-n გადასასვლელიანი ველით მართული ტრანზისტორის ორივე მახასიათებელთა ოჯახი.

როდესაც  $U_{გ,ს} = 0$  და ჩასადენსა და სათავეს შორის მიწოდებულია დაბვის მცირე მნიშვნელობები, ჩასადენის დენი იზრდება დაბვის თითქმის პირდაპირ პროპორციულად (OA უბანი, სურ. 2.26, ა). ჩასადენის დენის ზრდასთან ერთად იზრდება ჩასადენის მიმართულებით არხის წინაღობაზე დაბვის ვარდნა, რომელიც ემატება რა p-n გადასასვლელზე მოქმედ დაბვას, ამ უკანასკნელს ჩასადენის უშუალო მახლობლობაში მაქსიმალური სიდიდე ექნება. ამიტომ ჩასადენის სიახლოვეს არხი დენის გაზრდისას თანდათან ვიწროვდება, მისი წინაღობა იზრდება, ჩასადენის დენის ზრდის ტემპი კი მცირდება (AB უბანი). ჩასადენის დენის განსაზღვრული სიდიდის დროს, რომელსაც საწყის დენს უწოდებენ ( $I_{დ,ს,საწყ.}$ ), p-n გადასასვლელი ჩასადენის უშუალო მახლობლობაში არხს გადაკეტავს და ჩასადენის

დენის შემდგომი ზრდა შეწყდება. B წერტილს გაჯერების წერტილი ეწოდება, ხოლო ამ წერტილის შესაბამის ძაბვას – გაჯერების ძაბვა ( $U_{\text{ჩ.ს.გაჯ.}}$ ).



ნახ. 2.26 n-არხიანი p-n გადასასვლელიანი ველით მართული

ტრანზისტორის მახასიათებლები:

- ა – ჩასადენის;
- ბ – ჩასადენ-ჩამკეტის

ტრანზისტორის გაჯერებაში შესვლის შემდეგ,  $U_{\text{ჩ.ს.ს}}$  ძაბვის გაზრდისას, დენი პრაქტიკულად აღარ იცვლება. მაგრამ, თუ ეს ძაბვა გარკვეულ ზღვრულ სიდიდეს გადააჭარბებს ჩასადენის დენი კვლავ იწყებს სწრაფ ზრდას ჩასადენის უბანზე p-n გადასასვლელის გარღვევის გამო.

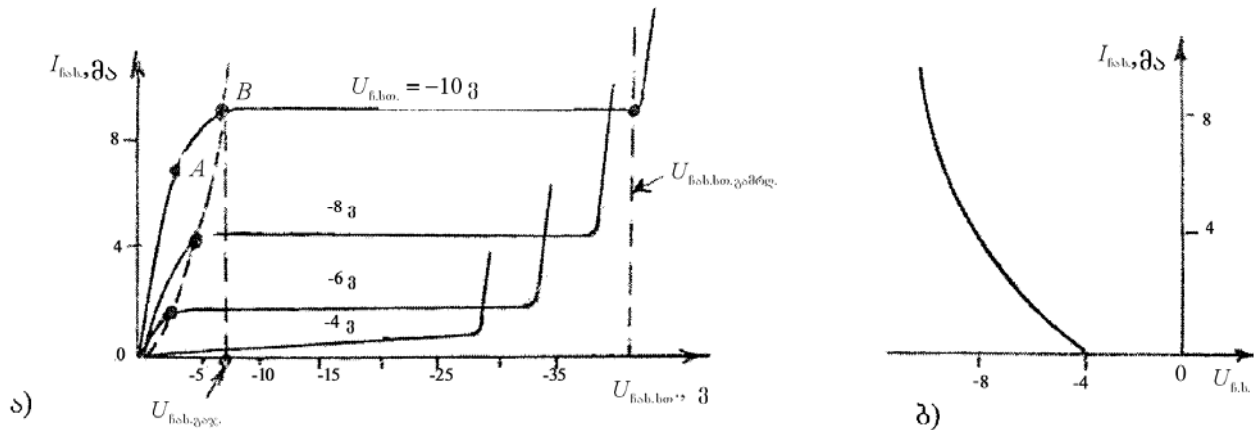
ჩამკეტზე განსაზღვრული სიდიდის უარყოფითი ძაბვის მიწოდების შემდეგ ( $U_{\text{ჩ.ს.}} = -2.5\text{V}$ ) p-n გადასასვლელის საზღვრები ფართოვდება არხის მთელ სიგრძეზე, რაც იწყებს არხის დავიწროვებას და მისი საწყისი წინაღობის გაზრდას. ამის გამო, შესაბამისი მახასიათებლის საწყის უბანს აქვს მეტი დახრილობა. ნაკლებია აგრეთვე გაჯერების რეჟიმის შესაბამისი დენისა და ძაბვების მნიშვნელობები, მცირდება  $U_{\text{ჩ.ს.გამრდ.}}$  ძაბვის სიდიდეც. ანალოგიურ კანონზომიერებებს ადგილი აქვს 2.26, ა სურათზე მოცემული დანარჩენი მახასიათებლებისთვისაც.

p-n გადასასვლელიანი ველით მართული ტრანზისტორის მართვის მახასიათებელს (ჩასადენ-ჩამკეტის მახასიათებელი) აქვს 2.26, ბ სურათზე ნაჩვენები სახე. ჩასადენის დენი მაქსიმალური სიდიდისაა  $U_{\text{ჩ.ს.}} = 0$ -ის დროს, ხოლო ჩასადენის დენი მინიმალური სიდიდისაა (ნარჩენი დენი, რომელიც რამდენიმე მიკროამპერის ტოლია) ჩამკეტ-სათავეს შორის უარყოფითი ძაბვის იმ მნიშვნელობის დროს, რომელსაც მოკვეთის ძაბვა ეწოდება ( $U_{\text{ჩ.ს.შოკ.}}$ ).

დაინდექციებული p-არხიანი ველით მართული ტრანზისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლები წარმოდგენილია 2.27 სურათზე.

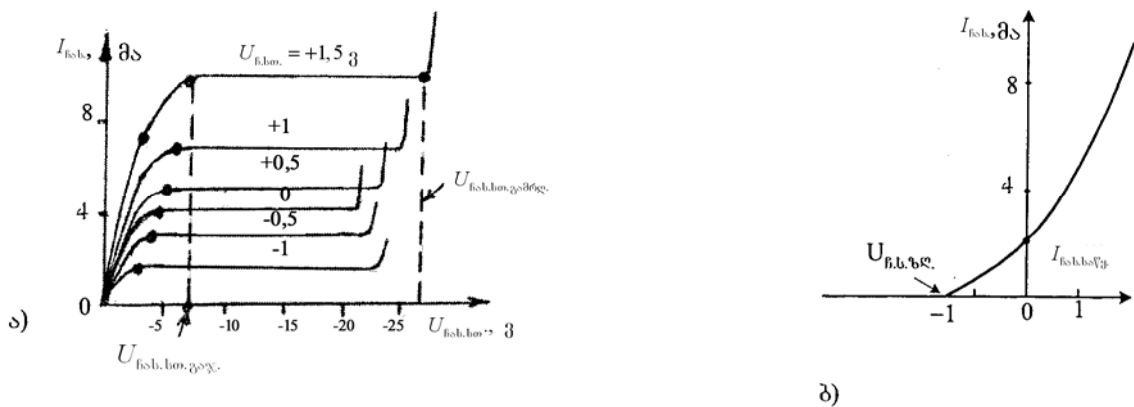
ასეთი ტრანზისტორის ჩასადენის მახასიათებელთა ოჯახს, p-n გადასასვლელიანი ველით მართული ტრანზისტორის იგივე დასახელების მახასიათებელთა ანალოგიური სახე აქვს. თუ ჩამკეტზე მოქმედი უარყოფითი ძაბვის აბსოლუტური სიდიდე ზღვრულ ძაბვაზე ნაკლებია, მაშინ დენგამტარი არხი პრაქტიკულად ჩაკეტილია (არ არსებობს) და ჩასადენის დენი ნარჩენ დენს ( $I_{\text{ჩ.ს.ნარჩ.}}$ ) ეტოლება (იგი რამდენიმე მიკროამპერია). ჩამკეტის ძაბვის აბსოლუტური სიდიდის გაზრდისას მახასიათებლები გადაინაცვლებენ ზემოთკენ.

რაც შეეხება მართვის მახასიათებელს (სურ. 2.27, ბ), მის საწყის უბანზე  $U_{\text{ჩ.ს.}} = U_{\text{ჩ.ს.ზღ.}}$  დაბვის დროს ჩასადენის დენი ეტოლება ნარჩენ დენს  $I_{\text{ჩ.ს.}} = I_{\text{ჩ.ს.ნარჩ.}}$ .



სურ. 2.27 დაინდუქციებული p-არხიანი ველით მართული ტრანზისტორის მახასიათებლები: ა – ჩასადენის; ბ – ჩამკეტ-ჩასადენის

ჩაშენებულარხიანი (n-არხით) ლღნ ტრანზისტორის ჩასადენის მახასიათებელთა ოჯახი (სურ. 2.28, ა) იმით განსხვავდება დაინდუქციებულ არხიანი ტრანზისტორის იგივე დასახელების მახასიათებლისაგან, რომ მისი არხი,  $U_{\text{წ.ს.}} = 0$  დაბვის დროს, ჩაკეტილი არ არის. ჩამკეტსა და სათავეს შორის უარყოფითი დაბვის მიწოდებისას ჩასადენის დენი მცირდება და ამ დაბვის აბსოლუტური სიდიდის გაზრდის დროს მახასიათებლები გადაინაცვლებენ ქვემოთკენ. ჩამკეტსა და სათავეს შორის დადებითი დაბვის მიწოდებისა და მისი სიდიდის ზრდის დროს კი მახასიათებლები გადაინაცვლებენ ზემოთკენ. მართვის მახასიათებელი (სურ. 2.28, ბ) ორდინატა ღერძს გადაკვეთს წერტილში, რომლის შესაბამისი დენი არის ტრანზისტორის გაჯერებაში შესვლის საწყისი დენის ( $I_{\text{ჩ.ს.საწყ.}}$ ) ტოლი.



სურ. 2.28. ჩაშენებული n-არხიანი ველით მართული ტრანზისტორის მახასიათებლები:

- ა - ჩასადენის;
- ბ - ჩასადენ- ჩამკეტის

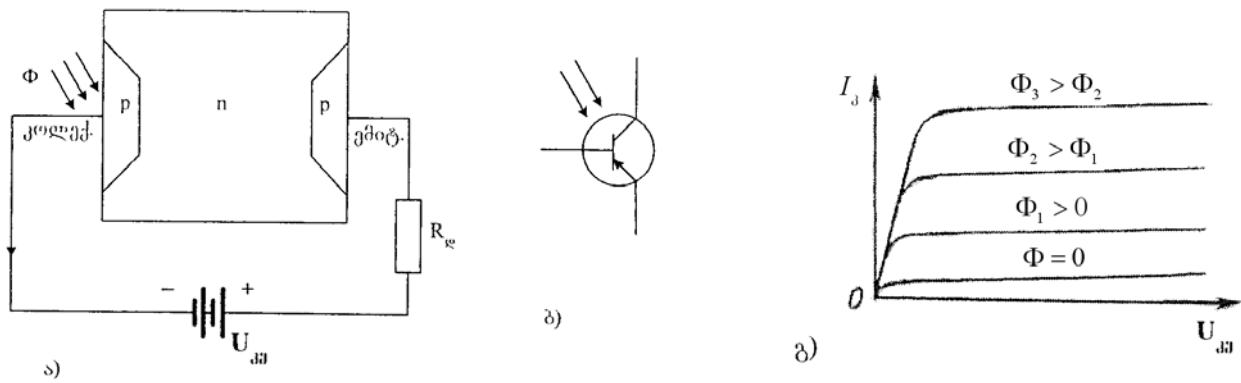
#### 2.3.5.4. ველით მართული ტრანზისტორების პარამეტრები

ველით მართული ტრანზისტორების ძირითადი პარამეტრებია:

- ჩასადენის საწყისი დენი  $I_{\text{ჩას.საწ.}}$  – ჩასადენის დენი ჩამკეტსა და სათავეს შორის ნულის ტოლი ძაბვისა და ჩასადენზე გაჯერების ტოლი ან მასზე მეტი ძაბვის დროს;
- ჩასადენის ნარჩენი დენი  $I_{\text{ჩას.ნარჩ.}}$  – ჩასადენის დენი, როდესაც ჩამკეტსა და სათავეს შორის მოქმედებს მოკვეთის ძაბვაზე მეტი სიდიდის ძაბვა;
- მოკვეთის ძაბვა ( $U_{\text{ჩ.ს.მოკ.}}$ ) – ძაბვა p-n გადასასვლელიანი ველით მართული ტრანზისტორის (ასევე გაღარიბების რეჟიმში მომუშავე იზოლირებულჩამკეტიანი ტრანზისტორის) ჩამკეტსა და სათავეს შორის, რომლის დროსაც ჩასადენის დენი გაუტოლდება უმცირეს მნიშვნელობას (ჩვეულებრივ 10 მკა-ს);
- ზღურბლური ძაბვა ( $U_{\text{ჩ.ს.ზღ.}}$ ) – გამდიდრების რეჟიმში მომუშავე იზოლირებულჩამკეტიანი ველით მართული ტრანზისტორის ჩამკეტსა და სათავეს შორის ძაბვა, რომლის დროსაც ჩასადენის დენი გაუტოლდება მოცემულ მინიმალურ დონეს (10 მკა);
- მართვის მახასიათებლის დახრილობა S – ჩასადენის დენის ნაზრდის შეფარდება ჩამკეტი-სათავეს შორის ძაბვის შესაბამის ნაზრდთან, ტრანზისტორის საერთო სათავეთ ჩართვის დროს.

#### 2.3.6. ფოტოტრანზისტორი

ფოტოტრანზისტორი, ფოტოდოდის მსგავსად, წარმოადგენს სინათლის მიმღებს. იგი სინათლის ენერგიას გარდაქმნის ელექტრულ ენერგიად. ხელსაწყოს სინათლის მგრძობიარე ნახევარგამტარულ ელემენტზე შექმნილია ტრანზისტორული p-n-p სტრუქტურა (სურ. 2.29), რომელიც ფოტოდენის არამართო წარმოქმნის, არამედ გაძლიერების საშუალებასაც იძლევა. ფოტოტრანზისტორში ბაზის დენის ფუნქციას სინათლის ნაკადი ასრულებს. ამიტომ მას ბაზის საკონტაქტო გამომყვანი პრინციპში არ ესაჭიროება. თუმცა, ფოტოტრანზისტორს ბაზის საკონტაქტო გამომყვანს მაინც უკეთებენ იმ მიზნით, რომ შესაძლებელი იყოს გამოსავალი წრედის დენის როგორც ოპტიკური, ისე ელექტრული მართვა.



სურ. 2.29. ფოტოტრანზისტორის სტრუქტურული და ჩართვის სქემები (ა), პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა (ბ), გამოსასვლელის მახასიათებელთა ოჯახი (გ).

ფოტოტრანზისტორს აქვს ბიპოლარული ტრანზისტორის ანალოგიური მახასიათებლები, მხოლოდ ცალკეული მახასიათებლის გადაღების დროს ფიქსირდება არა ბაზის დენი, არამედ სინათლის  $\Phi$  ნაკადი.

ფოტოტრანზისტორის შერჩევის დროს იყენებენ ფოტოდოდის ანალოგიურ საკლასიფიკაციო პარამეტრებს.

## 2.4 ინტეგრალური შესრულების ნახევარგამტარული ხელსაწყოები (ინტეგრალური მიკროსქემები)

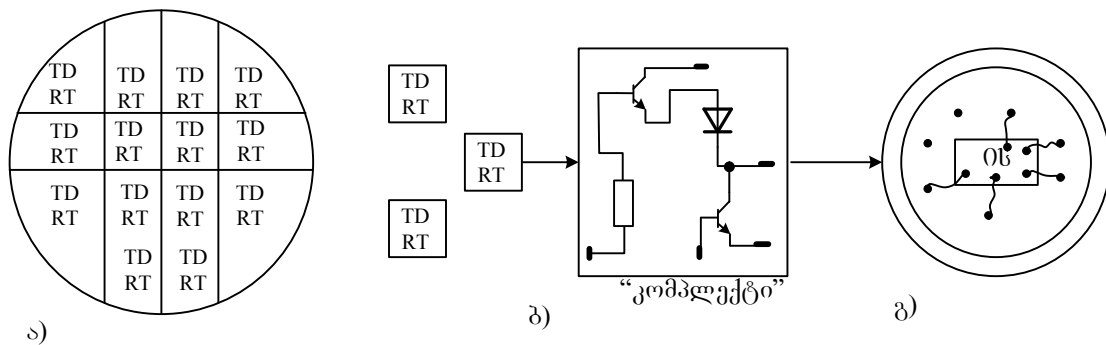
ტერმინი "ინტეგრალური სქემა" (ИС) ასახავს ერთ ხელსაწყოში ცალკეული სქემური კომპონენტების (დოიდები, ტრანზისტორები, რეზისტორები და სხვა) გაერთიანების (ინტეგრირების) ფაქტს და, აქედან გამომდინარე, ასეთი ხელსაწყოს მიერ ცალკეული კომპონენტის ფუნქციურ შესაძლებლობასთან შედარებით უფრო რთული ფუნქციის შესრულების შესაძლებლობის ფაქტსაც.

ინტეგრალური სქემა არის ერთმანეთთან დაკავშირებული სქემური კომპონენტების ერთობლიობა, შესრულებული ერთიანი ტექნოლოგიური ციკლის პირობებში ნახევარგამტარული მასალისგან დამზადებულ ერთ საფენზე.

კომპონენტებს, რომლებიც შედიან ის-ის შემადგენლობაში და მათი გამოყოფა დამოუკიდებელი კონსტრუქციული ერთეულის სახით შეუძლებელია, უწოდებენ **ინტეგრალური სქემის ელემენტებს**. ამ ელემენტებს, დისკრეტული კონსტრუქციული სახით ჩამოყალიბებულ ელემენტებთან შედარებით, გააჩნიათ საკმაოდ განსხვავებული თვისებები.

ნახევარგამტარული კრისტალის ერთ საფენზე კომპონენტების ტექნოლოგიური ინტეგრაციის იდეა წარმოიშვა მას შემდეგ, რაც ათვისებული იქნა დისკრეტული კომპონენტების, კერძოდ ტრანზისტორების, ჯგუფური დამზადების ტექნოლოგია. ინტეგრაციის იდეა იმაში გამოიხატება, რომ სილიციუმის ფირფიტაზე (საფენზე) ცალკეული კომპონენტების ნაცვლად ერთდროულად შეიქმნას დიდი რაოდენობის "კომპლექტი". თითოეული

კომპლექტი უნდა შეიცავდეს მოცემული ფუნქციური კვანძის (მაგალითად: მაძლიერებლის, გენერატორის, მესხიერების უჯრედის და ა.შ.) ასაგებად საჭირო ყველა კომპონენტს (ტრანზისტორს, დიოდს, რეზისტორს და ა.შ.) (სურ. 2.30, ა). "კომპლექტში" შემავალი ელემენტები ერთმანეთს უკავშირდებიან არა მავთულის სადენების მირჩილვის გზით, არამედ ლითონის მოკლე ზოლებით, რომლებიც საფენის ზედაპირზე მოლითონების გზით მიიღება. ამრიგად, ყოველი "კომპლექტი" ფაქტიურად არის მზა ინტეგრალური სქემა (სურ. 2.30, ბ). ყველა ამ "კომპლექტს" აქვს საფენის ზედაპირზე რეგულარული განლაგება (სურ. 2.30, ა), რაც საფენის ცალკეულ კრისტალებად დაჭრის საშუალებას იძლევა. ცალკეული კრისტალი თავსდება ჰერმეტიკულად დახურულ კორპუსში და უკეთდება საკონტაქტო გამოყვანები (ელექტროდები) გარეშე წრედთან მისაერთებლად, ე.ი. მიეცემა კონსტრუქციულად ჩამოყალიბებული ხელსაწყო სახე.



სურ. 2.30 ინტეგრალური სქემის დამზადების ჯგუფური მეთოდი:

- ა - სილიციუმის ფირფიტა „კომპლექტი“: ორი ტრანზისტორი, დიოდი, რეზისტორი;
- ბ - „კომპლექტიანი“ კრისტალი და ელემენტების დაკავშირება კომპლექტის შიგნით;
- გ - მზა ინტეგრალური სქემა კორპუსში

ინტეგრალური სქემის გამოყენების შემთხვევაში, ამა თუ იმ ელექტრული აპარატის ასაწყობად საჭირო აღარ არის სქემური კომპონენტების მრავალრიცხოვანი მირჩილვითი შეერთებები, მინიმუმამდეა დაყვანილი აგრეთვე საამწყობო ოპერაციები, რაც მკვეთრად ამცირებს აპარატის ფასს. გარდა ამისა, მკვეთრად მცირდება აპარატურის გაბარიტული ზომები და წონა, იზრდება მათი მუშაობის საიმედოობა.

ინტეგრალურ სქემას, სხვა ელექტრონულ ხელსაწყოთა მსგავსად, აქვს ჩამოყალიბებული კონსტრუქციული სახე და ასრულებს განსაზღვრულ ფუნქციას. ამიტომ მას მიაკუთვნებენ ელექტრონულ ხელსაწყოთა ჯგუფს. იგი თვისობრივად ახალი ტიპის ხელსაწყოა. დისკრეტული ელექტრონული ხელსაწყოებისაგან (მაგალითად, ტრანზისტორებისაგან) განსხვავებით მათ შეუძლიათ რთული ფუნქციების დამოუკიდებლად შესრულება. ამავდროს, მათი დამზადების ღირებულება დიდად არ განსხვავდება დისკრეტულად დამზადებული ტრანზისტორების ღირებულებისაგან.

ინტეგრალური მიკროსქემები ერთმანეთისგან განსხვავდებიან ინტეგრაციის ხარისხით, ანუ ერთ სქემაში გაერთიანებული ელემენტების რაოდენობის მიხედვით. ინტეგრაციის

ხარისხის მიხედვით არსებობს შემდეგი ჯგუფის ინტეგრალური სქემები: მცირე ინტეგრაციის (10-მდე ელემენტით), საშუალო ინტეგრაციის (11 . . . 100 ელემენტით), დიდი ინტეგრაციის (101 . . . 1000 ელემენტით) და ზედიდი ინტეგრაციის (1000-ზე მეტი ელემენტით) ინტეგრალური სქემები.

ფუნქციური დანიშნულების მიხედვით ინტეგრალური მიკროსქემები შეიძლება დაიყოს ორ ჯგუფად:

- ანალოგური, ანუ წრფივ-იმპულსური სქემები – გამოიყენება ელექტრული სიგნალების გაძლიერების, გენერირების, გარდაქმნისა და სხვა დანიშნულებით;
- ლოგიკური, ანუ ციფრული მიკროსქემები – გამოიყენება ელექტრონულ გამომთვლელ აპარატებში, სხვადასხვა ციფრულ ხელსაწყოებში და სხვა.

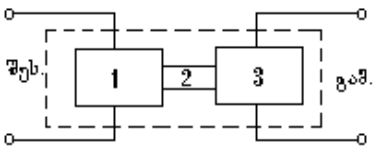
დამზადების ტექნოლოგიის მიხედვით არსებობს: ჰიბრიდული, აფსკური და ნახევარგამტარული ინტეგრალური სქემები. ნახევარგამტარულ ინტეგრალურ სქემებში ყველა აქტიური და პასიური ელემენტი შესრულებულია ნახევარგამტარული კრისტალის მოცულობაში ან ზედაპირზე. აფსკურ ინტეგრალურ სქემაში ყველა ელემენტი და ელემენტთა შორისი შეერთებები შესრულებულია დიელექტრიკის საფენის ზედაპირზე, გამტარი და დიელექტრიკული მასალისაგან შესრულებული ფირების სახით. ჰიბრიდულ ინტეგრალურ სქემებში დენგამტარი შრეები, რეზისტორები, კონდენსატორის შემონაფენები წარმოადგენენ განსაზღვრული ზომისა და ელექტრული თვისებების მქონე ფირებს, რომელიც დატანილია დიელექტრიკის საფენზე. აქვე დაყენებულია სილიციუმის n-p-n სტრუქტურის ტრანზისტორები და დიოდები.

## 2.5 ოპტოელექტრონული წყვილი (ოპტრონი)

უკანასკნელ ხანებში დიდ წარმატებას მიაღწია ოპტოელექტრონიკის სამეცნიერო-ტექნიკურმა მიმართულებამ, რომელშიც ინფორმაციის გადაცემის, დამუშავებისა და შენახვისათვის გამოიყენება როგორც ელექტრული, ისე ოპრიკური საშუალებები და მეთოდები. ოპტოელექტრონიკაში სინათლის სხივი იგივე როლს ასრულებს, რასაც ელექტრული სიგნალი ელექტრულ წრედებში.

ოპტოელექტრონიკის ძირითად კომპონენტად ითვლება ფოტოგამომსხივებლისა და ფოტომიმდების ფოტონურკავშირიანი წყვილი, რომელსაც **ოპტრონი** ეწოდება. უმარტივესი ოპტრონი წარმოადგენს ოთხპოლუსას, რომელიც შეიცავს სამ ელემენტს: სინათლის (გამოსხივების) წყაროს – 1, შუქგამტარს (შუქშემცვანს) – 2 და ფოტომიმდებს –3 (სურ. 2.31).

ოპტრონის შესავალ და გამოსავალ წრედებს შორის არსებობს ფოტონური კავშირი. ეს წრედები ერთმანეთისაგან ელექტრულად განმხოლოებულია (როგორც

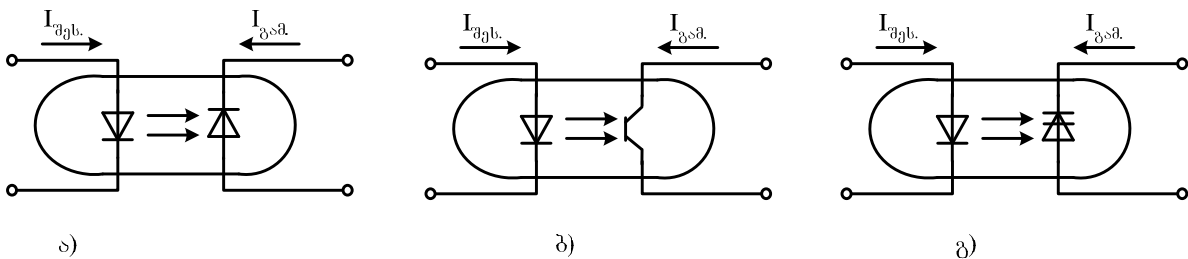


სურ. 2.31 ოპტრონის სტრუქტურული სქემა

ტრანსფორმატორის შემაგალი და გამომავალი წრედები). არსებობს წრედების მხოლოდ გაუონვის წინაღობა, რომელიც ძალზე დიდი სიდიდისაა ( $10^{13} \dots 10^{16}$  ომი).

შესავალზე მოქმედი ელექტრული სიგნალი ალაგზნებს ფოტოგამომსხივებელს (1) და იგი იწყებს სინათლის ნაკადის გამოსხივებას. ფოტოსიგნალი შუქგამტარი არხის (2) საშუალებით ზემოქმედებს ფოტომიმდებზე (3) და გამოსავალზე გამოდის ელექტრული სიგნალი. მაშასადამე, ოპტრონში ადგილი აქვს შიგაფოტონურ და გარეელექტულ კავშირს.

2.32 სურათზე ნახვენებია პრაქტიკაში ყველაზე ფართოდ გავრცელებული უმარტივესი სახის ოპტრონების პირობითი გრაფიკული აღნიშვნები.



სურ. 2.32 ოპტრონის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნები:

- ა - დიოდური ოპტრონი; ბ - ტრანზისტორული ოპტრონი; გ - ტირისტორული ოპტრონი

დიოდურ ოპტრონში გამოსხივების წყაროდ გამოიყენება გალიუმის არსენიდის შუქდიოდები, ხოლო ფოტომიმდებად – სილიციუმის ფოტოდიოდები. დიოდურ ოპტრონს იყენებენ ელექტრული გადამრთველის (ელექტრონული გასაღების) ფუნქციის შესასრულებლად. მას შეუძლია მოახდინოს  $10^6 \dots 10^7$  კვ სიხშირის ცვლადი დენის წრედში საჭირო გადართვები.

ტრანზისტორულ ოპტრონში ფოტომიმდებად ტრანზისტორული გასაღებია გამოყენებული (როგორც ბიპოლარული, ისე ველით მართული). ასეთ ოპტრონს გააჩნია გაზრდილი ინტეგრალური გრძნობიერება, მაგრამ აქვს დიოდურ ოპტრონზე ნაკლები სწრაფქმედება (კომუტაციის სიხშირე არ აღემატება  $10^5$  კვ-ს).

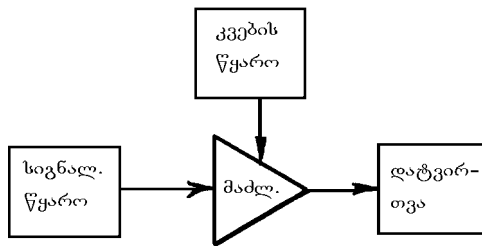
ტირისტორულ ოპტრონში ფოტომიმდებად გამოყენებულია ფოტოტირისტორი, რაც საშუალებას იძლევა მნიშვნელოვნად გაიზარდოს გამოსავალი წრედის დენი (5 ა და მეტი), მაშინ როდესაც შესავალი წრედის ჩართვის დენი 10 მა-ს არ აღემატება. ასეთ ოპტრონებს იყენებენ სხვადასხვა ძალური ელექტრული წრედების უშუალო მართვის მიზნით.

### 3. ტრანზისტორებისა და ინტეგრალური სქემების გამოყენება

#### 3.1. ელექტრონული მაძლიერებლები

##### 3.1.1. მაძლიერებლის მუშაობის ზოგადი საკითხები

ელექტრონული მაძლიერებელი ეწოდება მოწყობილობას, რომელშიც შესავალი სიგნალის დენით ან ძაბვით ხორციელდება მკვებავი მუდმივი ძაბვის წყაროდან დატვირთვისადმი გადაცემული სიმძლავრის მართვა. ელექტრონული მაძლიერებლები მიეკუთვნებიან ანალოგურ ელექტრონულ მოწყობილობათა ჯგუფს. მისი სტრუქტურული სქემა მოცემულია 3.1 სურათზე.

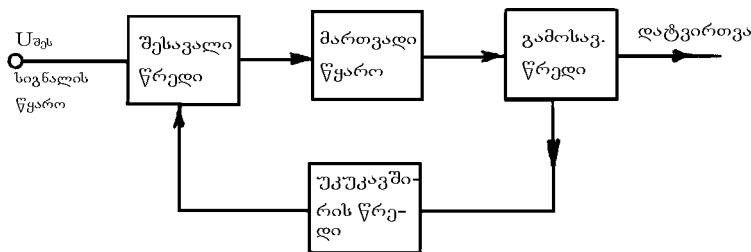


სურ. 3.1. მაძლიერებლის სტრუქტურული სქემა

სიგნალის წყაროს დენის ან ძაბვის ფორმა შეიძლება იყოს ნებისმიერი სახის: ჰარმონიული (სინუსოიდური), იმპულსური და სხ. სიგნალის წყაროს შეიძლება წარმოადგენდეს: მიკროფონი, თერმოელექტრული მიმწოდი, პიეზოელემენტი და მრავალი სხვა.

მაძლიერებლის დატვირთვის შეიძლება წარმოადგენდეს ნებისმიერი მოწყობილობა: ხმამაღლამოლაპარაკე, ინდიდიკატორული მოწყობილობა, მზომი მოწყობილობა და სხვა.

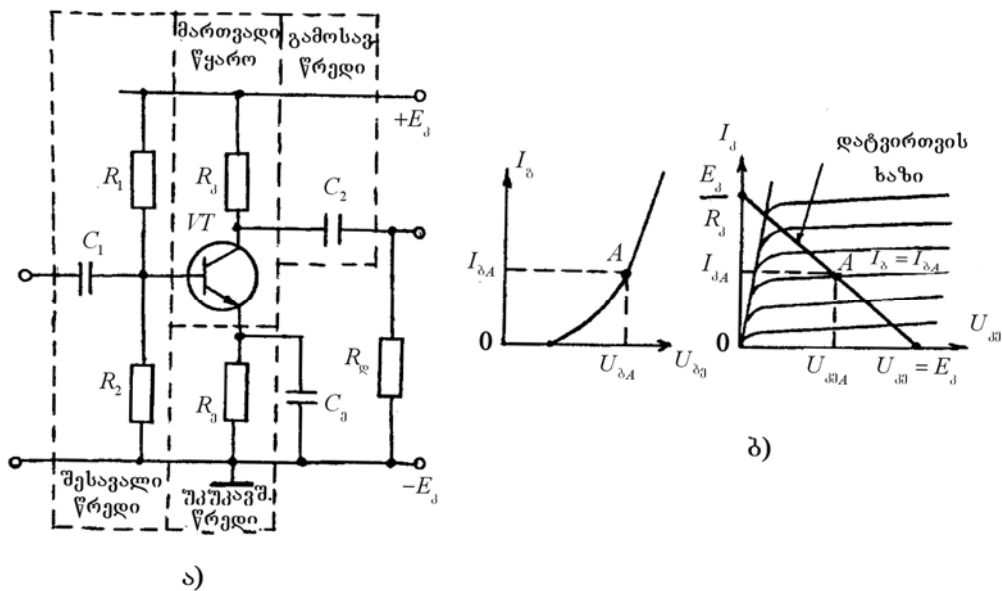
საკუთრივ მაძლიერებელი კასკადის (ელემენტარული მაძლიერებელი უჯრედის) ზოგად სტრუქტურულ სქემას 3.2 სურათზე ნაჩვენებია სახე აქვს. სტრუქტურულ სქემაში შედის:



სურ. 3.2. მაძლიერებელი კასკადის სტრუქტურული სქემა

- შესავალი წრედი, რომელიც უზრუნველყოფს მაძლიერებელი ელემენტის მუშა რეჟიმს მუდმივი დენის მიხედვით და შესავალზე სიგნალის მიწოდებას;
- ძაბვის ან დენის მართვადი წყარო მაძლიერებელი ელემენტის (ტრანზისტორის) გამოყენებით;
- გამოსავალი წრედი, რომელიც უზრუნველყოფს გაძლიერებული სიგნალის დატვირთვაზე გადაცემას;
- უკუკავშირის წრედი, რომელიც ახდენს მუშა რეჟიმის სტაბილიზაციას და აუმჯობესებს კასკადის ზოგიერთ სხვა მაჩვენებელს.

ზემოგანხილული სტრუქტურული სქემის შესაბამისად შედგენილი ელემენტარული მაძლიერებელი უჯრედის (მაძლიერებელი კასკადის) პრინციპული სქემა, დისკრეტული შესრულების ბიპოლარული ტრანზისტორის გამოყენებით, მოცემულია 3.3,ა სურათზე.



სურ. 3.3 მაძლიერებელი კასკადის პრინციპული სქემა (ა);  
ტრანზისტორის შესავალი და გამოსავალი მახასიათებლები (ბ)

სტრუქტურულ სქემაში ნაჩვენებია მართვადი წყარო აგებულია საერთო ემიტერით ჩართულ ბიპოლარულ ტრანზისტორზე, რომელიც შესავალ წრედზე მიწოდებული სიგნალის ცვლილების კანონზომიერების შესაბამისად არეგულირებს  $E_3$  მუდმივით ძაბვის წყაროდან  $R_L$  დატვირთვისადმი გადაცემულ სიძლავრეს.

მაძლიერებელი კასკადის შესავალ წრედში ჩართულია  $R_1, R_2$  ძაბვის გამყოფი და  $C_1$  კონდენსატორი.  $R_1, R_2$  ძაბვის გამყოფით  $VT$  ტრანზისტორის ბაზა-ემიტერის  $p-n$  გადასასვლელს მიეწოდება  $\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot E_3$ -ს ტოლი პირდაპირი წანაცვლების ძაბვა, რომელიც ტრანზისტორის შესავალი წრედის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის მიხედვით (სურ. 3.3,ბ)

ბაზაში გაატარებს  $I_{\delta A}$ -ს ტოლ დენს. ამ დენს სიმშვიდის, ანუ მუშა რეჟიმის დენი ეწოდება. თუ ძაბვის გამყოფიდან მოხსნილი პირდაპირი ძაბვა ისეთი სიდიდისაა, რომ  $A$  წერტილი მდებარეობს შესავალი მახასიათებლის წრფივ უბანზე და შესავალზე მოქმედი ცვლადი ძაბვა, ამპლიტუდის ფარგლებში ცვლილების დროს, არ გამოდის ამ მახასიათებლის წრფივი უბნიდან, მაშინ გასაძლიერებელი სიგნალის ფორმა პრაქტიკულად არ მახინჯდება. ასეთ შემთხვევაში მაძლიერებელი კასკადი მუშაობს გაძლიერების  $A$  რეჟიმში (გაძლიერების  $A$  კლასი).

$A$ -რეჟიმის გარდა მაძლიერებელი კასკადები შეიძლება მუშაობდნენ:  $B, C, D$  და შუალედურ  $AB$  რეჟიმში.

$B$  - რეჟიმის შემთხვევაში სიმშვიდის რეჟიმის შესაბამისი  $A$  წერტილი მდებარეობს აბსცისთა ღერძზე და ემთხვევა შესავალი მახასიათებლის საწყის წერტილს. ამის გამო, დენი ტრანზისტორში გაივლის გასაძლიერებელი სიგნალის მხოლოდ ნახევარი პერიოდის მანძილზე, ე.ი.  $180^\circ$ -ის შესაბამის დროის ინტერვალში. ამ კუთხის ნახევარს, რომელიც შეესაბამება ტრანზისტორში დენის შეწყვეტის მომენტს, მოკვეთის კუთხე ( $\theta$ ) ეწოდება და იგი  $90^\circ$ -ის ტოლია.  $B$  რეჟიმში ამუშავებენ მხოლოდ ორტაქტიან (სიმძლავრის მაძლიერებელ) კასკადებს.

$C$  - რეჟიმის გამოყენების შემთხვევაში, შესავალი დენი სიმშვიდის რეჟიმში ნულის ტოლია. ტრანზისტორში დენი გადის შესავალი სიგნალის პერიოდის ნახევარზე ნაკლები დროის მანძილზე ( $\theta < 90^\circ$ ). ამ რეჟიმში ამუშავებენ დიდი სიმძლავრის მაძლიერებელ კასკადებს.

$D$ -რეჟიმის დროს ტრანზისტორი იმყოფება მხოლოდ ორ მდგომარეობაში – მთლიანად ჩაკეტილში ან მთლიანად ღიაში. იგი გამოიყენება ტრანზისტორების ელექტრონული გასაღების (გადამრთველის) რეჟიმში მუშაობისას.

გამოსავალი წრედის (კოლექტორის) მუშა, ანუ სიმშვიდის რეჟიმის დენი განისაზღვრება ტრანზისტორის კოლექტორული მახასიათებლების მიხედვით (სურ. 3. 3, ბ). ამისათვის კოლექტორულ მახასიათებელთა ოჯახში,  $U_{\beta\beta} = E_{\beta} - I_{\beta} R_{\beta}$  განტოლების გამოყენებით, უნდა აიგოს დატვირთვის ხაზი. დატვირთვის ხაზის გადაკვეთა  $I_{\delta A}$  დენის შესაბამის კოლექტორულ მახასიათებელთან განაპირობებს მუშა რეჟიმში კოლექტორული დენის  $I_{\beta A}$  სიდიდეს.

$C_1$  კონდენსატორით  $VT$ - ტრანზისტორის ბაზას მეწოდება ცვლადი გასაძლიერებელი სიგნალი. მოხდება რა ამ სიგნალის წანაცვლების მუდმივ ძაბვაზე ზედდება, სიმშვიდის რეჟიმის შესაბამისი  $A$  წერტილი დაიწყებს გადაადგილებას როგორც შესავალ მახასიათებელზე, ისე გამოსავლის მახასიათებელთა ოჯახში აგებული დატვირთვის ხაზის გასწვრივ. ამის გამო, ადგილი ექნება ძალური მკვებავი  $E_{\beta}$  წყაროდან  $R_{\beta}$  დატვირთვისადმი გადაცემული სიმძლავრის რეგულირებას ისეთივე კანონით, როგორითაც გასაძლიერებელი სიგნალი იცვლება. ეს იმას ნიშნავს, რომ  $R_{\beta}$  დატვირთვაზე მიიღება გასაძლიერებელი სიგნალის ანალოგიური ფორმის, მხოლოდ მასზე გაცილებით მეტი სიმძლავრის ცვლადი სიგნალი.

ამავე დროს,  $C_1$  კონდენსატორი სიგნალის წყაროში არ გაატარებს  $U_{\beta A}$  ძაბვით გამოწვეულ მუდმივ დენს, რითაც გამოირიცხება სიგნალის ფორმის დამახინჯება.

მაძლიერებელი კასკადის გამოსავალ წრედში ჩართულია  $C_2$  კონდენსატორი. ეს კონდენსატორი უზრუნველყოფს გამოსავალ წრედში მუდმივი და ცვლადი პოტენციალების განცალკევებას და დატვირთვას მხოლოდ ცვლად ძაბვას აწვდის.

მაძლიერებელი კასკადის ხარისხიანი მუშობის უზრუნველყოფის თვალსაზრისით დიდი მნიშვნელობა ენიჭება სიმშვიდის რეჟიმის დენის სტაბილიზაციას. სიმშვიდის რეჟიმის სტაბილიზაციის ერთ-ერთი გავრცელებული მეთოდია მუდმივი დენის მიხედვით უარყოფითი უკუკავშირის გამოყენება. ამ მიზნით, ემიტარის წრედში ჩართულია  $R_9$  რეზისტორი. სხვადასხვა მადესტაბილიზებელი ფაქტორებით გამოწვეული სიმშვიდის რეჟიმის დენის ცვლილება  $R_9$  რეზისტორზე წარმოქმნის შესაბამის ძაბვის ვარდნას, რომელიც სიმშვიდის დენის საწყისი ცვლილების საწინააღმდეგოდაა მიმართული და ხელს უწყობს სიმშვიდის დენის სტაბილური სიდიდის შენარჩუნებას.

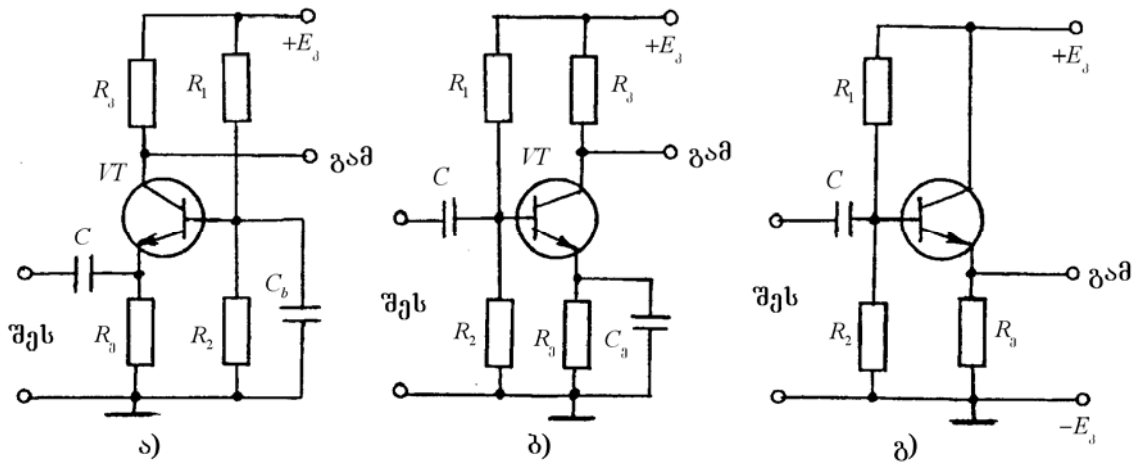
ცხადია,  $R_9$  რეზისტორში მუდმივ დენთან ერთად გაივლის გასაძლიერებელი სიგნალით შექმნილი ცვლადი დენიც. მაშინ, უარყოფითი უკუკავშირი განხორციელდება არა მარტო მუდმივი დენის, არამედ ცვლადი დენის მიხედვითაც, რაც გამოიწვევს გაძლიერების კოეფიციენტის მნიშვნელოვან შემცირებას. იმისათვის, რომ მივიღოთ სტაბილური რეჟიმი მუდმივი დენის მიხედვით და ამავე დროს ცვლადი სიგნალის მაქსიმალური გაძლიერებაც,  $R_9$  უნდა იყოს საკმაოდ დიდი სიდიდის, ხოლო მის პარალელურად ჩართოს დიდი ტევადობის მქონე კონდენსატორი -  $C_9$ .  $C_9$  კონდენსატორის წინალობა ცვლადი დენის მიმართ გაცილებით ნაკლები უნდა იყოს  $R_9$  რეზისტორის წინალობაზე იგივე დენის მიმართ.

მაძლიერებელი კასკადების თვისებების შეფასებას ახდენენ: დენისა ( $K_i$ ) და ძაბვის ( $K_u$ ) გაძლიერების კოეფიციენტის მიხედვით, შესავალისა ( $R_{\text{შვს}}$ ) და გამოსავალის ( $R_{\text{გამ}}$ ) წინალობის მიხედვით, ცვლადი სიგნალის სიხშირეთა გატარების ზოლის მიხედვით და სხვა.

### 3.1.2. საბაზო მაძლიერებელი კასკადები

დისკრეტული და ინტეგრალური შესრულების მრავალკასკადიანი მაძლიერებლები შეიცავენ ელემენტარულ მაძლიერებელ უჯრედებს, რომელთაც მაძლიერებელ კასკადებს უწოდებენ. 3.4. სურათზე მოცემულია ბიპოლარულ ტრანზისტორიანი საბაზო კასკადების პრინციპული სქემები.

3.4, ა სურათზე ნაჩვენებ საბაზო მაძლიერებელ კასკადში ტრანზისტორი ჩართულია საერთო ბაზით. გასაძლიერებელი სიგნალი მიეწოდება ემიტერს  $C$  კონდენსატორის დახმარებით. მუშა რეჟიმის განმსაზღვრელი მუდმივი ძაბვა მიეწოდება ბაზას  $R_1$ ,  $R_2$  ძაბვის გამყოფით, ხოლო ცვლადი დენის მიხედვით ბაზა მიერთებულია ნულოვან სალტესთან  $C_b$  მახლოკირებელი კონდენსატორით.



სურ. 3.4. საბაზო მადლიერებელი კასკადები:

ა-საერთო ბაზით ჩართვის სქემა; ბ-საერთო ემიტერით ჩართვის სქემა;  
 გ-საერთო კოლექტორით ჩართვის სქემა (ემიტერული მამეორებელი).

3.4, ბ სურათზე მოცემულია საერთო ემიტერიანი საბაზო კასკადის სქემა, რომელიც წინა პარგრაფში იყო განხილული.

3.4, გ სურათზე ნაჩვენებია საერთო კოლექტორიანი (ემიტერული მამეორებელი) საბაზო კასკადის სქემა. აქ მუშა რეჟიმს განსაზღვრავს  $R_1, R_2$  ძაბვის გამყოფიდან მოხსნილი მუდმივი ძაბვა. გასადლიერებელი სიგნალი მიეწოდება ბაზას  $C$  კონდენსატორის საშუალებით. ცვლადი დენის მიხედვით კოლექტორი შეერთებულია ნულოვან სალტესთან, ხოლო გადლიერებული სიგნალი მოიხსნება ემიტერში ჩართული  $R_3$  რეზისტორიდან.

საბაზო კასკადების ძირითადი ელექტრული პარამეტრების გაანგარიშება შეიძლება მოვახდინოთ ქვემოთ მოცემული გამოსახულებების გამოყენებით.

საერთო ბაზიანი კასკადისთვის:

$$R_{შეს} = R_3 \parallel r_3; \quad R_{გამ} = R_3; \quad K_i = \alpha; \quad K_u = \alpha R_3 / R_3 + r_3. \quad (3.1)$$

საერთო ემიტერიანი კასკადისთვის:

$$R_{შეს} = \beta(R_3 + r_3); \quad R_{გამ} = R_3; \quad K_i = \beta; \quad K_u = -R_3 / R_3 + r_3. \quad (3.2)$$

საერთო კოლექტორიანი კასკადისთვის:

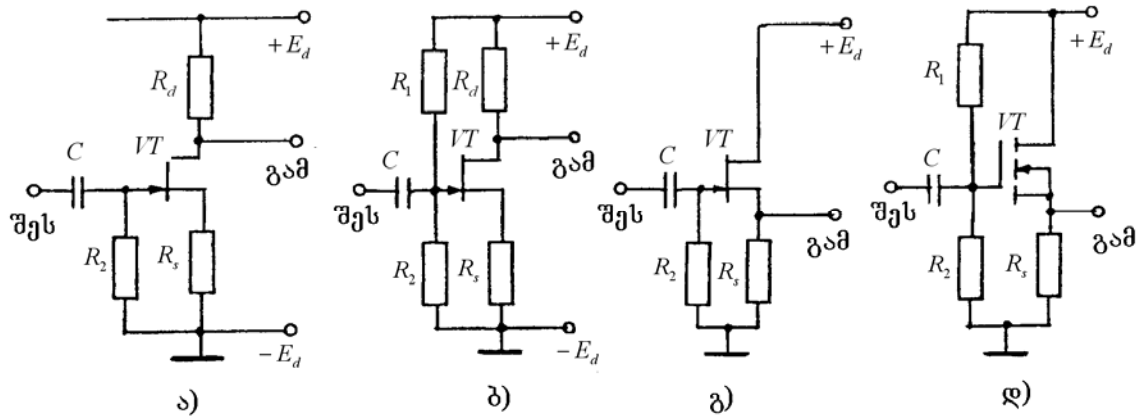
$$R_{შეს} = \beta(R_3 + r_3); \quad R_{გამ} = R_3 + r_3; \quad K_i = \beta + 1; \quad K_u = R_3 / R_3 + r_3 \approx 1, \quad (3.3)$$

სადაც  $K_i, K_u$  - დენისა და ძაბვის გადლიერების კოეფიციენტებია;

$$r_3 = \frac{\varphi_T}{I_3} - \text{ემიტერული გადასასვლელის წინალობა};$$

$\varphi_T$  - ტემპერატურული პოტენციალია (ოთახის ტემპერატურაზე  $\varphi_T = 0,026$  ვ).

ველით მართულ ტრანზისტორებზე აწყობილი და პრაქტიკაში ყველაზე ფართოდ გამოყენებული საბაზო კასკადების პრინციპული სქემები მოცემულია 3.5 სურათზე.



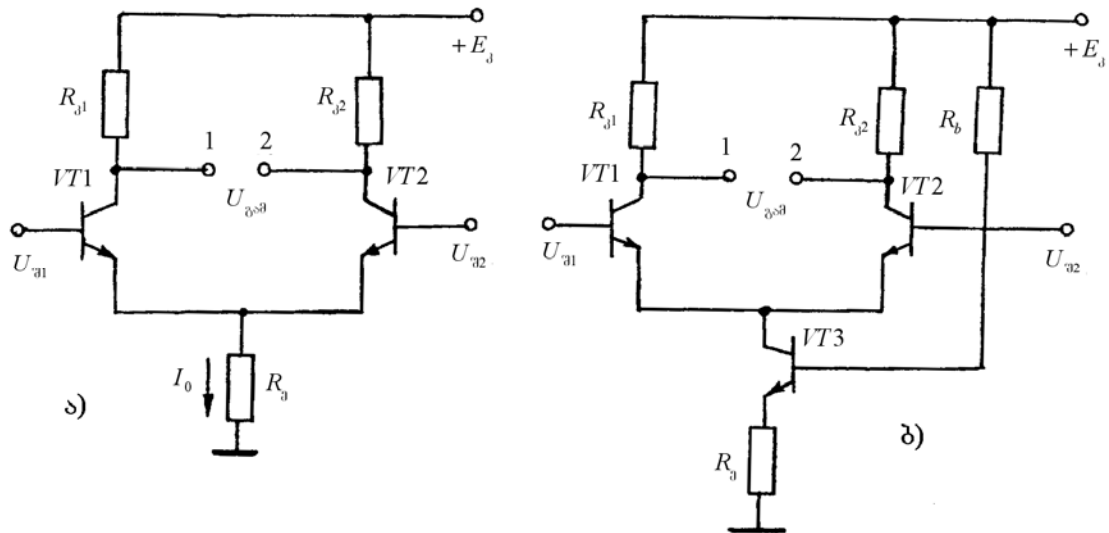
**სურ. 3.5. საბაზო მადლიერებელი კასკადები ველით მართული ტრანზისტორის გამოყენებით:**  
 ა, ბ - საერთო სათავიანი მადლიერებელი კასკადები;  
 გ, დ - საერთო ჩასადენიანი მადლიერებელი კასკადები.

როგორც 3.5 სურათიდან ჩანს, პრაქტიკული გამოყენება აქვს საერთო სათავით (სურ. 3.5 ა,ბ) და საერთო ჩასადენით (სურ. 3.5, გ, დ,) ჩართულ საბაზო კასკადებს. სურათზე ნაჩვენებია ასეთი საბაზო კასკადების ორ-ორი სქემური მოდიფიკაცია. ერთ შემთხვევაში მუშა რეჟიმის განმსაზღვრელი მუდმივი დაბვა სათავეში ჩართულ  $R_s$  რეზისტორზე არსებული დაბვის ვარდნის ტოლია. მეორე შემთხვევაში კი ჩამკეტს მიეწოდება დამატებითი დაბვა  $R_1, R_2$  დაბვის გამყოფიდან.

### 3.1.3. დიფერენციალური მადლიერებელი კასკადი და მისი ელემენტები

დიფერენციალური მადლიერებელი მიეკუთვნება მუდმივი დენის მადლიერებელთა ჯგუფს, რადგან შეუძლია ნულის ტოლი სიხშირის მქონე სიგნალების გაძლიერება. მაგრამ ასეთ მადლიერებლებს იყენებენ ცვლადი სიგნალების გასაძლიერებლადაც. ამიტომ უფრო სწორი იქნება, თუ დიფერენციალურ მადლიერებელს მივაკუთვნებთ უნივერსალურ მადლიერებელთა ჯგუფს.

მუდმივი დენის მადლიერებლებისათვის დამახასიათებელია გამოსავალი დაბვის თვითნებური ცვალებადობა (ნულის დრეიფი), როდესაც შესავალზე სიგნალი არ მოქმედებს. ამ უარყოფითი მოვლენის მინიმუმამდე შესასუსტებლად მუდმივი დენის მადლიერებლებს აწყობენ დაბალანსებული სქემის (ბოგას) პრინციპზე. ყველაზე ფართო გამოყენება მოიპოვა პარალელურ - ბალანსურმა სქემამ, რომელმაც მიიღო დიფერენციალური მადლიერებლის სახელწოდება. 3.6. სურათზე ნაჩვენებია დიფერენციალური მადლიერებელი კასკადის ორი მარტივი სქემური ვარიანტი.



სურ. 3.6 დიფერენციალური კასკადის სქემები:

ა- რეზისტორით ემიტერების წრედში; ბ- დენის სტაბილიზატორით ემიტერის წრედში

უმარტივესი მაძლიერებელი კასკადი შედგება ორი ერთნაირი მხრისაგან, რომელთაგან თითოეული შეიცავს ტრანზისტორს და მისი კოლექტორული დატვირთვის რეზისტორს ( $R_{\beta 1}, R_{\beta 2}$ ). ემიტერები გაერთიანებულია და მუშა რეჟიმის განმსაზღვრელი რეზისტორით მიერთებულია საერთო სალტესთან (ნულთან). მაძლიერებელ კასკადს გააჩნია ორი შესავალი წრედი, რომლებსაც უნდა მიუერთდეს  $U_{\alpha 1}$  და  $U_{\alpha 2}$  გასაძლიერებელი სიგნალები და ერთი გამოსავალი წრედი (1-2 წერტილებს შორის), რომლიდანაც მოიხსნება გაძლიერებული სიგნალი.

დავუშვათ, რომ მაძლიერებლის სქემა არის აბსოლუტურად სიმეტრიული, ე. ი.  $R_{\beta 1}, R_{\beta 2}$  რეზისტორების წინააღობები და  $VT1, VT2$  ტრანზისტორების პარამეტრები ზუსტად ერთნაირია. მაშინ, თუ შესასვლელზე მოქმედებს ერთნაირი სიდიდისა და ფაზის ელექტრული სიგნალები, ტრანზისტორებში გამავალი დენებიც იქნება ერთნაირი. ამიტომ გამოსავლის 1-2 წერტილებს შორის პოტენციალთა სხვაობა აღმოჩნდება ნულის ტოლი. გაძლიერების რეჟიმს, როდესაც ორივე გასაძლიერებელი სიგნალი ერთნაირია როგორც ამპლიტუდის, ისე ფაზის მიხედვით, სინფაზური სიგნალის გაძლიერების რეჟიმი ეწოდება.

თუ ორვე შესავალს მივაწვდით ერთნაირი დონის, მაგრამ საპირისპირო ფაზის სიგნალებს, მაშინ ერთი ტრანზისტორის დენი გაიზრდება, ხოლო მეორე ტრანზისტორის დენი იგივე სიდიდით შემცირდება, ამიტომ  $R_{\beta}$  წინააღობაში გამავალი  $I_0$  დენი უცვლელი დარჩება ( $I_0$  ცალკეულ ტრანზისტორში გამავალი დენების ჯამის ტოლია). ცალკეულ მხარში სხვადასხვა სიდიდის დენის გავლის გამო 1 და 2 წერტილების პოტენციალები აღარ იქნება ერთმანეთის ტოლი და გამოსავალზე მიიღება ნულისგან განსხვავებული ძაბვა. ეს ძაბვა ცალკეული ტრანზისტორის კოლექტორული ძაბვის ცვლილების გაორმაგებული სიდიდის ტოლი იქნება.

მაძლიერებელი კასკადი ამ შემთხვევაში მუშაობს დიფერენციალური სიგნალის გაძლიერების რეჟიმში.

თუ დადებითი სიგნალი იმოქმედებს მხოლოდ ერთ შესასვლელზე, მაგალითად, VT1 ტრანზისტორის ბაზაზე, მაშინ გაიზრდება ამ ტრანზისტორში გამავალი დენი. იგივე სიდიდით გაიზრდება  $I_0$  დენიც, რაც გამოიწვევს  $R_3$  რეზისტორზე ძაბვის ვარდნის გაზრდას.  $R_3$  რეზისტორზე ძაბვის ვარდნის ნაზრდი მოახდენს VT2 ტრანზისტორის ბაზასა და ემიტერს შორის პოტენციალთა სხვაობის ამ ნაზრდის ტოლი სიდიდით შემცირებას, რაც თავის მხრივ შეამცირებს ამ ტრანზისტორში გამავალ დენს. საბოლოოდ, ტრანზისტორების ბაზა-ემიტერს შორის მოქმედი ძაბვის ცვლილება აღმოჩნდება სიდიდით ტოლი და ნიშნით საწინააღმდეგო. მაშასადამე, შესავალი ძაბვის გარკვეული სიდიდით შეცვლისას შესაბამისი ტრანზისტორის ემიტერის პოტენციალი გაიზრდება ამ ძაბვის ნახევრის ტოლი სიდიდით. გარდა ამისა, იმისდა მიუხედავად, თუ კასკადის რომელ შესასვლელს მიეწოდა გასაძლიერებელი ძაბვა, ორივე ტრანზისტორში გამავალი დენი ერთნაირი სიდიდით შეიცვლება და დენის ეს ნაზრდი განისაზღვრება შესასვლელებს შორის მოდებული ძაბვების სხვაობის ნახევრით

ზემოაღნიშნულის გათვალისწინებით დიფერენციალურ კასკადის ბაზებს შორის მოქმედი დიფერენციალური სიგნალის გაძლიერების კოეფიციენტის გამოსახულება შეგვიძლია წარმოვიდგინოთ შემდეგი სახით

$$K_{\text{დ}} = R_3 / r_3, \quad (3.4)$$

სადაც  $R_3 = R_{31} = R_{32}$ ;  $r_3$  - ემიტერის შრის მოცულობითი წინაღობაა.

დიფერენციალური კასკადის მეორე მნიშვნელოვან პარამეტრს წარმოადგენს სინფაზური სიგნალის გაძლიერების კოეფიციენტი, რომელიც ასე გამოისახება

$$K_{\text{ს}} = R_3 / 2R_3. \quad (3.5)$$

სინფაზური სიგნალის გაძლიერების კოეფიციენტი უნდა იყოს რაც შეიძლება მცირე სიდიდის (იდეალურ შემთხვევაში ნულის ტოლი).

დიფერენციალური კასკადის შემდეგი მნიშვნელოვანი პარამეტრია სინფაზური სიგნალის ჩახშობის (ხმაურის სიგნალის ჩახშობის) კოეფიციენტი

$$K_{\text{ჩ}} = 20 \lg R_3 / r_3. \quad (3.6)$$

კასკადის სინფაზური სიგნალის ჩახშობის კოეფიციენტი უნდა იყოს რაც შეიძლება დიდი სიდიდის (იდეალურ შემთხვევაში უსასრულოდ დიდი).

(3.5) და (3.6) გამოსახულებებიდან ნათლად ჩანს, რომ  $K_{\text{დ}}$  და  $K_{\text{ს}}$  კოეფიციენტების სიდიდეები დამოკიდებულია  $R_3$  რეზისტორის წინააღობაზე. რაც უფრო დიდია ეს წინააღობა, მით უფრო მცირეა  $K_{\text{ს}}$  და დიდია  $K_{\text{დ}}$ . მაგრამ  $R_3$  წინააღობის დიდი სიდიდის დროს წარმოიქმნება მნიშვნელოვანი პრობლემა ტრანზისტორების მუდმივი დენის მიხედვით მუშა რეჟიმის უზრუნველყოფის თვალსაზრისით. კერძოდ, საჭირო ხდება  $E_3$  კვების წყაროს ძაბვის ისეთ სიდიდემდე გაზრდა, რომ ამ მეთოდის გამოყენება ტექნიკურად მიზანშეუწონელია. პრობლემის

გადაჭრა შესაძლებელი ხდება, თუ კასკადის სქემაში  $R_3$  რეზისტორის ნაცვლად საერთო ბაზით ჩართულ VT3 ტრანზისტორს გამოვიყენებთ (სურ. 3.6, ). იდენის არსი იმაში მდგომარეობს, რომ საერთო ბაზით ჩართული ტრანზისტორის გამოსავალი წრედის წინაღობა მუდმივი დენის მიმართ არ არის დიდი სიდიდის. ამავე დროს, ძალზე დიდი სიდიდისაა გამოსავალი წრედის დიფერენციალური წინაღობა (წინაღობა კოლექტორის დენის ცვლილების მიმართ)  $r_3 = \frac{dU_{კბ}}{dI_3} \rightarrow \infty$ , რადგან საერთო ბაზით ჩართვის შემთხვევაში ტრანზისტორის კოლექტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი დაბვის ღერძის თითქმის პარალელურია.

### 3.1.4. გამოსასვლელი მაძლიერებელი კასკადი

გამოსასვლელი კასკადი წარმოადგენს მრავალკასკადიანი მაძლიერებლის საბოლოო კასკადს. მისი ამოცანაა დატვირთვაში საჭირო სიმძლავრის უზრუნველყოფა. ამიტომ ამ კასკადს სიმძლავრის მაძლიერებელსაც უწოდებენ.

გამოსასვლელი კასკადი მოითხოვს კვების წყაროდან მაძლიერებელში შემოსული მთელი სიმძლავრის ძირითად ნაწილს. ამიტომ დიდი მნიშვნელობა ენიჭება ასეთი კასკადის მარგი ქმედების კოეფიციენტს (მქკ). ეს განსკუთრებით მნიშვნელოვანია ინტეგრალური სქემებისთვის, რომლებშიც კრისტალის მიერ გარემოში გაფანტული სიმძლავრის სიდიდე საკმაოდ შეზღუდულია.

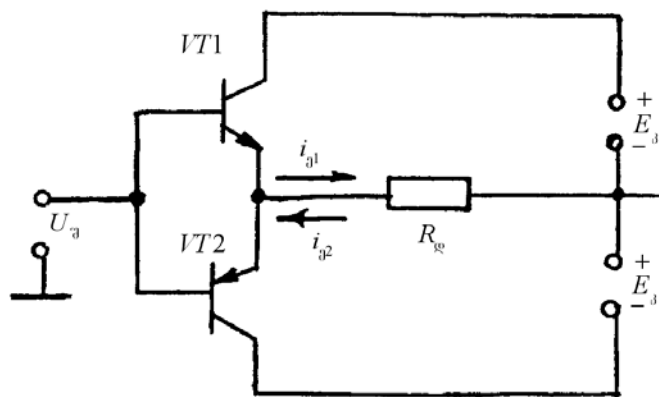
გამოსასვლელი კასკადის კვების ეკონომიური რეჟიმის უზრუნველსაყოფად საჭიროა მაძლიერებელი ელემენტის (ტრანზისტორის) შესაძლებლობის სრული გამოყენება, რაშიც პირველ რიგში იგულისხმება შესავლის მახასიათებლის როგორც წრფივი, ისე არაწრფივი უბნის გამოყენება. ამის გამო, ადგილი აქვს გამოსავალი სიგნალის ფორმის გადახრას შესავალი სიგნალი ფორმისაგან (სიგნალის არაწრფივ დამახინჯებას).

მაღალი მქკ-ისა და შედარებით დაბალი არაწრფივი დამახინჯების მიღების საშუალებას იძლევა გამოსასვლელი კასკადის ორტაქტიანი სქემები. ასეთი სქემა შეიცავს ორ მაძლიერებელ ელემენტს, რომლებიც უზრუნველყოფენ საერთო დატვირთვაში საწინააღმდეგო მიმართულების დენების გატარებას. პრაქტიკაში გავრცელებულია ტრანსფორმატორიანი და უტრანსფორმატორო ორტაქტიანი კასკადები.

თანამედროვე ელექტრონული აპარატურის ფართო მიკრომინიატურიზაციის გამო, ტრანსფორმატორიანი ორტაქტიანი კასკადების გამოყენების არეალი ძალზე შეიზღუდა დიდი გაბარიტული ზომებისა და წონის გამო. გარდა ამისა, ინტეგრალური შესრულების მაძლიერებლებში ტრანსფორმატორიანი ორტაქტიანი კასკადების რეალიზაცია საერთოდ შეუძლებელია. ამიტომ შევჩერდეთ მხოლოდ უტრანსფორმატორო ორტაქტიანი კასკადის განხილვაზე.

3.7 სურათზე ნაჩვენებია  $B$  რეჟიმში მომუშავე უტრანსფორმატორო ორტაქტანი გამოსასვლელი კასკადის მარტივი სქემა. მაძლიერებელ კასკადში გამოყენებულია ორი კვების წყარო და ჩართულია სხვადასხვა ტიპის ( $n-p-n$  და  $p-n-p$ ) ორი ტრანზისტორი (ტრანზისტორთა კომპლემენტარული წყვილი). ორივე ტრანზისტორის მართვის წრედზე მოქმედებს  $U_{ა}$  სიგნალი.  $U_{ა}$  სიგნალის დადებითი ნახევარპერიოდის დროს  $VT1$  ტრანზისტორი მუშაობს ემიტერული მამეორებლის რეჟიმში, ხოლო  $VT2$  ტრანზისტორი ჩაკეტილია. ამიტომ დატვირთვაზე მოქმედებს დაახლოებით  $U_{ა}$  ტოლი ძაბვა. დატვირთვაში გამავალი დენი კი  $(\beta+1)$ -ჯერ აღემატება შესავალი წრედის დენს. კასკადის სიმძლავრის გაძლიერების კოეფიციენტი

$$K_p \approx \beta + 1.$$



სურ. 3.7. გამოსასვლელი ორტაქტიანი კასკადი ტრანზისტორთა კომპლემენტარულ წყვილზე

$U_{ა}$ -სიგნალის უარყოფითი ნახევარპერიოდის დროს მივიღებთ საწინააღმდეგო სურათს-დენს გაატარებს  $VT2$  ტრანზისტორი და იმუშავეს ემიტერული მამეორებლის რეჟიმში, ხოლო  $VT1$  ტრანზისტორი ჩაკეტილია. ამრიგად, ტრანზისტორები იმუშავენ მორიგეობით, თითოეული სიგნალის ნახევარპერიოდის მანძილზე. როდესაც  $U_{ა} = 0$  ორივე ტრანზისტორი ჩაკეტილ მდგომარეობაშია.

სიმეტრიული კვების შემთხვევაში, ე.ი.  $|+E_ა| = |-E_ა|$ , დატვირთვაზე მიღებული ძაბვის ამპლიტუდა

$$U_{გამ.მ} = E_ა. \quad (3.7)$$

ამ დროს დატვირთვაში გამოიყოფა სიმძლავრე

$$P_{ღ \max} = \frac{E_ა^2}{2R_ღ}. \quad (3.8)$$

ორივე ტრანზისტორის მიერ კვების წყაროდან მოთხოვნილი სიმძლავრე იქნება

$$P_0 = 2E_j \cdot \frac{I_{g \max}}{\pi}, \quad (3.9)$$

სადაც  $I_{g \max} = \frac{U_{g \max}}{R_g}$  - დატვირთვის მაქსიმალური დენია.

ორტაქტიანი კასკადის მქკ

$$\eta = \frac{P_{g \max}}{P_0} = \frac{\pi}{4} = 0,785, \quad \eta = 78,5\%.$$

B რეჟიმში მომუშავე ორტაქტიან კასკადს აქვს საკმაოდ მაღალი მქკ. მაგრამ, ამავე დროს, მაღალია გაძლიერებული სიგნალის არაწრფივი დამახინჯება. არაწრფივი დამახინჯების კოეფიციენტის შესამცირებლად ბაზებს უნდა მეწოდოს წანაცვლების მუდმივი ძაბვები (AB რეჟიმი), ტრანზისტორების შესავალი მახასიათებლების არაწრფივი უბნის ზეგავლენის გამოსარიცხად.

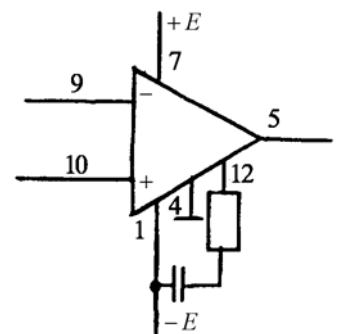
### 3.1.5 ოპერაციული მძლიერებელი (ომ)

#### 3.1.5.1. ზოგადი ცნობები

ოპერაციული მძლიერებელი თავდაპირველად გამოყენებული იყო ანალოგურ ელექტრონულ გამომთველელ მანქანებში სხვადასხვა მათემატიკური ოპერაციების (შეკრება, გამოკლება, დიფერენცირება, ინტეგრება, და სხ.) შესრულებისათვის, რამაც განაპირობა მათი დასახელება (ოპერაციული). შემდეგში ამ სახის მაძლიერებლების გამოყენების სფერო ძალიან გაფართოვდა და ამჟამად მათი გამოყენება ხდება სხვადასხვა აპარატურაში, 200-ზე მეტი ფუნქციური კვანძის სახით .

ომ-ის ცნების ქვეშ იგულისხმება ინტეგრალური მიკროსქემა, რომელიც აწყობილია დიფერენციალური მაძლიერებელი კასკადების ბაზაზე და აქედან გამომდინარე იგი მეკუთვნება უნივერსალურ მაძლიერებელთა ჯგუფს (ე.ი. შეუძლია როგორც მუდმივი, ისე ცვლადი სიგნალების გაძლიერება). ოპერაციული მაძლიერებლის მიკროსქემის გამოყენებით შექმნილი ფუნქციური კვანძის თვისებები (უმრავლეს შემთხვევაში) მხოლოდ უკუკავშირის წრედის თვისებებზეა დამოკიდებული.

3.8 სურათზე წარმოდგენილია ერთ-ერთი ტიპის (K140YD1) ოპერაციული მაძლიერებლის მიკროსქემის კორპუსზე განლაგებული საკონტაქტო გამომყვანების სქემა, სადაც თითოეულ გამომყვანს მიწერილი აქვს შესაბამისი ციფრი(კორპუსის „ფეხის“ ნომერი).

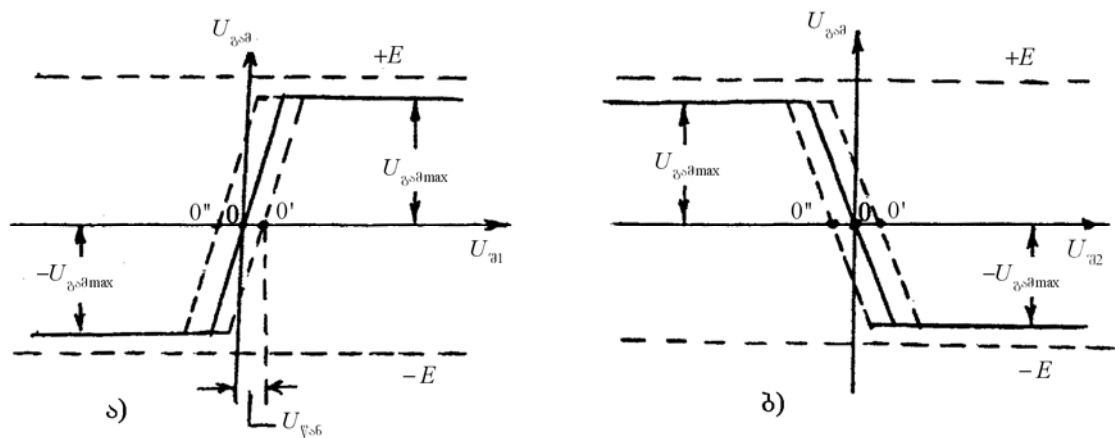


სურ. 3.8. K140YD1 ტიპის მიკროსქემის საკონტაქტო გამომყვანების განლაგება

ოპერაციულ მაძლიერებელს, დიფერენციალური მაძლიერებლის ანალოგიურად, აქვს ორი შესავალი, რომლებიც 9 და 10 ციფრებითაა აღნიშნული. ერთ შესავალს დასმული აქვს „-“ ნიშანი და მას მაინვერსირებელი შესავალი ეწოდება, რადგან აქ მიწოდებული სიგნალი გაძლიერების შემდეგ გამოსავალზე გამოდის შეცვლილი ნიშნით (ადგილი აქვს შემავალი სიგნალის ნიშნის ინვერსიას). მეორე შესავალს დასმული აქვს „+“ ნიშანი და მას ეწოდება არმაინვერსირებელი ან პირდაპირი შესავალი. აქ მიწოდებული სიგნალი გაძლიერების შემდეგ ნიშანს არ იცვლის. ხშირად, „-“ ნიშნის ნაცვლად მაინვერსირებელ შესავალს დასმული აქვს „0“ სიმბოლო, ხოლო არამაინვერსირებელი შესავალი ყოველგვარი აღნიშვნის გარეშეა. ომ-ს აქვს ერთი გამოსავალი, რომელიც აღნიშნულია ციფრით - 5. ოპერაციულ მაძლიერებელს ნორმალური ფუნქციონირებისათვის ესაჭიროება სხვადასხვა ნიშნის და ერთნაირი სიდიდის ორი ძაბვა ( $-E, +E$ ). ეს ძაბვები მიეწოდება შესაბამის საკონტაქტო გამომყვანებს, რომლებიც აღნიშნულნი არიან ციფრებით 7 და 1. ციფრით - 4 აღნიშნული მიკროსქემის საკონტაქტო გამომყვანი მიუერთდება საერთო სალტეს. გარდა ზემოაღნიშნული სავალდებულო საკონტაქტო გამომყვანებისა, მიკროსქემის კორპუსზე არსებობს შიგა წერტილების სხვა გამომყვანები, რომლებიც გათვალისწინებული არიან ოპერაციულ მაძლიერებლის მახასიათებლებისა და პარამეტრების საკორექციო გარეშე წრედის მისაერთებლად. მიკროსქემის ერთ-ერთი ასეთი გამომყვანი აღნიშნულია ციფრით - 12, რომელთანაც მიერთებულია მაკორექტირებელი  $C_1, R_1$  ელემენტები.

### 3.1.5.2. ოპერაციული მაძლიერებლის მახასიათებელი და პარამეტრები

ოპერაციული მაძლიერებლის ერთ-ერთ ძირითად მახასიათებლად ითვლება პირდაპირი გადაცემის, ანუ, როგორც მას ხშირად უწოდებენ, ამპლიტუდური მახასიათებელი  $U_{გაგ} = f(U_{გ})$  (სურ. 3.9.).



სურ. 3.9. ოპერაციული მაძლიერებლის ამპლიტუდური მახასიათებლები:

ა - არამაინვერსირებელ შესასვლელიანი; ბ - მაინვერსირებელ შესასვლელიანი

ამპლიტუდურ მახასიათებლებზე არსებობს ორი ერთმანეთისაგან მკვეთრად განსხვავებული უბანი:

- წრფივი გაძლიერების შესაბამისი ციკაბო უბანი, რომელიც შეესაბამება შესავალი დაბვის ცვლილებების მცირე დიაპაზონს (ნულიდან რამდენიმე მილივოლტამდე);
- გაჯერების უბანი, რომელზეც გამოსავალი დაბვა მიაღწევს რა  $\pm U_{გაშ.მ}$  სიდიდეს, რჩება უცვლელი  $U_{შ}$  დაბვის შემდგომი ზრდის მიუხედავად.

თუ ოპერაციული მაძლიერებლის პირველი (შესავალი) დიფერენციალური კასკადი იდეალურად სიმეტრიულია, მაშინ ამპლიტუდური მახასიათებელი კოორდინატთა სათავეზე გაივლის, რაც იმას ნიშნავს, რომ თუ  $U_{შ} = 0$ , გამოსავლის დაბვაც ნულის ტოლი იქნება. რეალური ამპლიტუდური მახასიათებელი დაძრულია (თითქმის ყოველთვის) კოორდინატთა სათავის მიმართ (წყვეტილი წირები). ამიტომ  $U_{შ} = 0$  შემთხვევაში,  $U_{გაშ} \neq 0$ .  $\theta'$  და  $\theta''$  წერტილების შესაბამის დაბვებს ნულის წანაცვლების დაბვები ეწოდება.

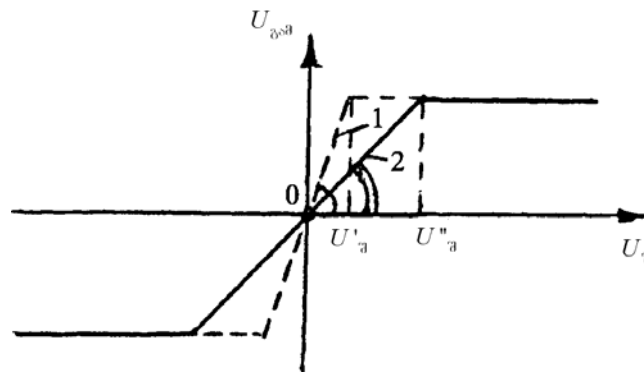
ოპერაციული მაძლიერებლის ძირითადი პარამეტრებია:

- დიფერენციალური სიგნალის გაძლიერების  $K_u$  კოეფიციენტი. ოპერაციული მაძლიერებლების  $K_u$  კოეფიციენტი  $10^3 \dots 10^6$  ტოლია;
- სინფაზური სიგნალის შესუსტების (ჩახშობის) კოეფიციენტი  $K_{i,შ}$ . სხვადასხვა ტიპის ოპერაციული მაძლიერებლის  $K_{i,შ} = (60 \dots 100)$  დბ;
- ერთეულოვანი გაძლიერების ( $K_u = 1$ ) შესაბამისი სიხშირე. ეს სიხშირე ოპერაციულ მაძლიერებლებში აღწევს  $15 \cdot 10^6$  ჰც-ამდე;
- ნულის წანაცვლების დაბვა  $U_{წან}$ . ეს დაბვა რამდენიმე მილივოლტს არ აღემატება;
- შესავალის წინაღობა  $-R_{შეს}$ . სხვადასხვა ტიპის ოპერაციული მაძლიერებლის  $R_{შეს} = 10^4 \dots 10^9$  ომ;
- გამოსავლის წინაღობა  $-R_{გაშ}$ . ოპერაციული მაძლიერებლის გამოსავლის წინაღობა არ აღემატება რამდენიმე ასეულ ომს;
- მაქსიმალური გამოსავალი დაბვა  $-U_{გაშ.მ}$ .

### 3.1.5.3. სამასშტაბო ოპერაციული მაძლიერებელი

ოპერაციული მაძლიერებლის დაბვის გაძლიერების კოეფიციენტი დიდი სიდიდისაა, ხოლო გამოსავალი დაბვის მაქსიმალური სიდიდე არ აღემატება ორ ათეულ ვოლტს, ამიტომ წრფივი გაძლიერების რეჟიმის შესაბამისი შესავალი სიგნალის ამპლიტუდური დიაპაზონი არ აღემატება რამდენიმე მილივოლტს. გასაძლიერებელი სიგნალის დინამიკური დიაპაზონი

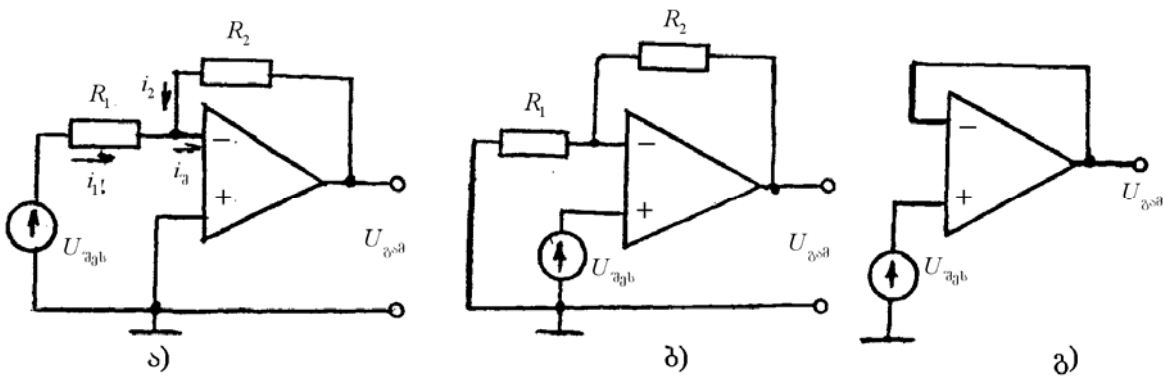
გაიზრდება, თუ ხელოვნურად შევამცირებთ ომ-ის ამპლიტუდური მახასიათებლის დახრილობის კუთხეს ძაბვის ღერძთან (სურ. 3.10). ამისათვის საკმარისია ომ-ში განვახორციელოთ უარყოფითი უკუკავშირი. ასეთი უკუკავშირის განსახორციელებლად საჭიროა გამოსავალზე მიღებული სიგნალის გარკვეულ ნაწილის მაინვერსირებელ შესავალზე დაბრუნება (სურ. 3. 11).



სურ. 3.10. არამაინვერსირებელი ომ-ის ამპლიტუდური მახასიათებელი:  
1- უკუკავშირის გარეშე; 2-უარყოფითი უკუკავშირით

უარყოფითი უკუკავშირის წრედში გამოყენებული სქემური კომპონენტების სახეობის მიხედვით ომ-იან სქემას შეუძლია სხვადასხვა ფუნქციის შესრულება. როდესაც უარყოფითი უკუკავშირის წრედში მხოლოდ რეზისტორებია გამოყენებული, მაშინ ომ-იანის სქემა ახდენს ელექტრული სიგნალის წრფივ (სიგნალის ფორმის შენარჩუნებით) გაძლიერებას. ასეთ სქემას სამასშტაბო ოპერაციულ მაძლიერებელს უწოდებენ.

3.11. სურათზე ნაჩვენებია მაინვერსირებელი და არამაინვერსირებელი სამასშტაბო ოპერაციული მაძლიერებლის სქემები.



სურ.3.11. სამასშტაბო ოპერაციული მაძლიერებლის სქემები:  
ა- მაინვერსირებელი ომ; ბ-არამაინვერსირებელი ომ; გ-ძაბვის მამოვრებელი ომ

მაინვერსირებელ სამასშტაბო მაძლიერებელში გასაძლიერებელი სიგნალი მიეწოდება მაინვერსირებელ შესავალს. ამავე შესავალს მიეწოდება უარყოფითი უკუკავშირის ძაბვა

$$U_{შეს} = \frac{R_f}{R_f + R_2} U_{გამ} \quad (3.10)$$

არამაინვერსირებელი შესავალი მიერთებულია საერთო სალტეზე (აქვს ნულის ტოლი პოტენციალი). კირპოფის პირველი კანონის თანახმად

$$i_{\mathcal{A}} = i_1 + i_2. \quad (3.11)$$

იდეალურ ომ-ში  $i_{\mathcal{A}} \approx 0$ . ამიტომ  $i_1 \approx -i_2$ . თუ გავითვალისწინებთ, რომ

$$i_1 = \frac{U_{\mathcal{A}B}}{R_1}, \quad i_2 = \frac{U_{\mathcal{A}D}}{R_2}. \quad (3.12)$$

მივიღებთ

$$\frac{U_{\mathcal{A}B}}{R_1} = -\frac{U_{\mathcal{A}D}}{R_2} \quad (3.13)$$

ძაბვის გაძლიერების კოეფიციენტი ტოლი იქნება

$$K_{\mathcal{A}} = \frac{U_{\mathcal{A}D}}{U_{\mathcal{A}B}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (3.14)$$

მაშასადამე, უარყოფით უკუკავშირიანი ომ-ის ძაბვის გაძლიერების კოეფიციენტი მხოლოდ მიკროსქემაზე დამატებული გარე ელემენტების (კიდული ელემენტების) პარამეტრზეა დამოკიდებული.

არამაინვერსირებელ სამასშტაბო მაძლიერებელში გასაძლიერებელი სიგნალი არამაინვერსირებელ შესავალს მიეწოდება (სურ. 3.11,ბ). უკუკავშირის ძაბვა მაინვერსირებელ შესასვლელზე მოქმედებს. ამის გამო, შესასვლელებს შორის არსებობს დიფერენციალური სიგნალი

$$U_{\text{დიფ}} = U_{\mathcal{A}B} - U_{\mathcal{A}D} = U_{\mathcal{A}B} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\mathcal{A}D}. \quad (3.15)$$

გამოსავალზე მიღებული ძაბვა

$$U_{\mathcal{A}D} = K_u \left( U_{\mathcal{A}B} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\mathcal{A}D} \right), \quad (3.16)$$

სადაც  $K_u$  - ომ-ის მიკროსქემის ძაბვის გაძლიერების კოეფიციენტი. უკუკავშირიანი ომ-ის ძაბვის გაძლიერების კოეფიციენტი

$$K_{\mathcal{A}} = \frac{U_{\mathcal{A}D}}{U_{\mathcal{A}B}} = \frac{K_u}{1 + K_u \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{I}{\frac{I}{K_u} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}}. \quad (3.17)$$

რადგან  $K_u \gg I$ , შეიძლება ჩავთვალოთ, რომ  $\frac{I}{K_u} \approx 0$ . მაშინ

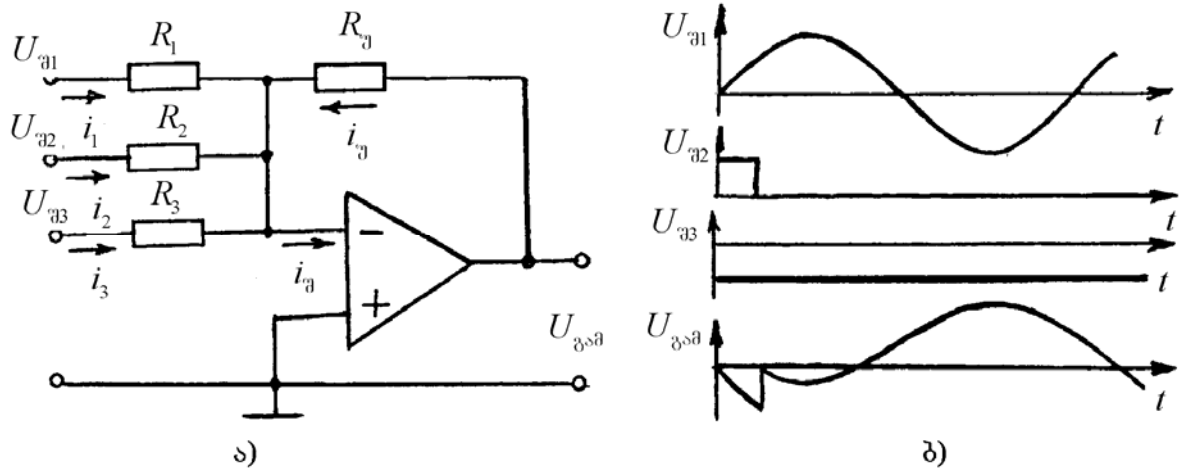
$$K_u = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = I + \frac{R_2}{R_1}. \quad (3.18)$$

თუ მაინვერსირებელ შესავალს მიეწოდება მთელი გამოსავალი ძაბვა, ე.ი.  $R_2 = 0$  (სურ. 3.11,ა), მაშინ  $R_1$  წინაღობის ნებისმიერი სიდიდის დროს  $K_{\mathcal{A}} = I$ . არამაინვერსირებელი სამასშტაბო მაძლიერებლის ასეთ სქემას ძაბვის მამოვრებელი ეწოდება ( $U_{\mathcal{A}D} \approx U_{\mathcal{A}B}$ ).

### 3.1.5.4. ოპერაციული სქემები

ოპერაციული მაძლიერებლების გამოყენებით შესაძლებელია ისეთი სქემების შექმნა, რომელთა საშუალებითაც ელექტრულ სიგნალებზე ზორციელდება მათემატიკური ოპერაციები (შეკრება, გამოკლება, ინტეგრება, დიფერენცირება და ა.შ.). ასეთი სქემები, ფუნქციური კვანძების სახით, ფართოდაა გამოყენებული ავტომატური მართვის მოწყობილობებში, გამოთვლითი ტექნიკის საშუალებებში და სხვა. განვიხილოთ ოპერაციული მაძლიერებლის გამოყენებით აწყობილი სიგნალების მაჯამებლისა და მაინტეგრებელი სქემების მუშაობის პრინციპი.

3.12. სურათზე წარმოდგენილია სიგნალების მაჯამებლის (სუმატორის) უმარტივესი სქემა და მისი მუშაობის ამსახველი დროითი დიაგრამები.



სურ.3.12. სუმატორის სქემა (ა), დროითი დიაგრამები (ბ)

კირჰოფის პირველი კანონის გამოყენებით შესავალი წრედისთვის შევადგინოთ დენების ბალანსის განტოლება

$$i_1 + i_2 + i_3 + i_{\text{ш}} = i_{\text{ш}} \quad (3.19)$$

თუ მივიჩნევთ რომ ოპერაციული მაძლიერებელი იდეალურია (ე.ი.  $K_u \rightarrow \infty$ ,  $R_{\text{შეს}} \rightarrow \infty$ ), მაშინ ომ-ის გადაცემის მახასიათებლის წრფივი გაძლიერების შესაბამის უბანზე მუშაობის შემთხვევაში, მის შესასვლელებს შორი პოტენციალთა სხვაობა ნულთანაა ახლოს. ამიტომ, რაკი არამაინვერსირებელი შესავალის პოტენციალი ნულის ტოლია (მიერთებულია ნულოვან სალტესთან), მაინვერსირებელი შესავლის პოტენციალიც ნულის ტოლი იქნება. ზემოაღნიშნულის გამო, მაინვერსირებელ შესავალზე მერთებული სიგნალები ერთმანეთზე არ მაოხდნენე ზეგავლენას და გვექნება:

$$i_1 = \frac{U_{\text{ш1}}}{R_1}, \quad i_2 = \frac{U_{\text{ш2}}}{R_2}, \quad i_3 = \frac{U_{\text{ш3}}}{R_3}, \quad i_{\text{ш}} = \frac{U_{\text{გამ}}}{R_{\text{ш}}}. \quad (3.20)$$

თუ გავითვალისწინებთ, რომ  $R_{\mathcal{G}} \rightarrow \infty$ , მაშინ  $i_{\mathcal{G}} \rightarrow 0$  და (3.19) გამოსახულება მიიღებს შემდეგ სახეს

$$i_1 + i_2 + i_3 = -i_{\mathcal{G}};$$

$$\frac{U_{\mathcal{G}1}}{R_1} + \frac{U_{\mathcal{G}2}}{R_2} + \frac{U_{\mathcal{G}3}}{R_3} = -\frac{U_{\mathcal{G}\mathcal{A}}}{R_{\mathcal{G}}}. \quad (3.21)$$

ვთქვათ,  $R_1 = R_2 = R_3 = R$ , მაშინ მაჯამებლის გამოსავალი ძაბვის გამოსახულებას ექნება შემდეგი სახე

$$U_{\mathcal{G}\mathcal{A}} = -\frac{R_{\mathcal{G}}}{R}(U_{\mathcal{G}1} + U_{\mathcal{G}2} + U_{\mathcal{G}3}). \quad (3.22)$$

ამრიგად, მაჯამებლის გამოსავალზე მიღებული ძაბვა შესავალზე მიწოდებულ სიგნალთა ძაბვების ჯამის პროპორციულია. „-“ ნიშანი მიუთითებს მასზე, რომ შეჯამებასთან ერთად ადგილი აქვს სიგნალების ნიშნის ინვერსიას (სურ.3.12, ბ).

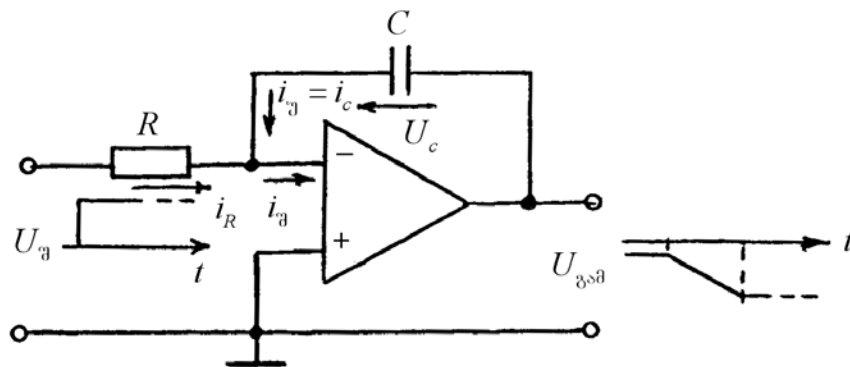
3. 13. სურათზე მოცემულია სიგნალების მაინტეგრების უმარტივესი სქემა. სამასშტაბო მაძლიერებლისგან განსხვავებით, აქ უკუკავშირი კონდენსატორითაა განხორციელებული.

შესავალი წრედის დენების ბალანსის განტოლება ასე ჩაიწერება

$$i_R + i_C = i_{\mathcal{G}}. \quad (3.24)$$

ვთქვათ, ომ იდეალურია, მაშინ  $i_{\mathcal{G}} \approx 0$  და (3.24) გამოსახულების საფუძველზე შეგვიძლია ჩავწეროთ

$$i_R = \frac{U_{\mathcal{G}}}{R} = -i_C. \quad (3.25)$$



სურ. 3.13. ინტეგრატორის სქემა ომ-ზე

კონდენსატორის ძაბვა, რომელიც სქემის გამოსავალი ძაბვის ტოლია, იცვლება შემდეგი კანონის მიხედვით

$$U_c = U_{\mathcal{G}\mathcal{A}} = \frac{1}{C} \int_0^t ic dt = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{\mathcal{G}}(t) dt. \quad (3.26)$$

იმის გამო, რომ სქემის შესავალზე მოქმედებს ნახტომისებური ხასიათის მუდმივი დაბვა (ე.ი.  $U_{\text{გაბ}}(t) = \text{const}$ ), სქემის გამოსავალი დაბვა

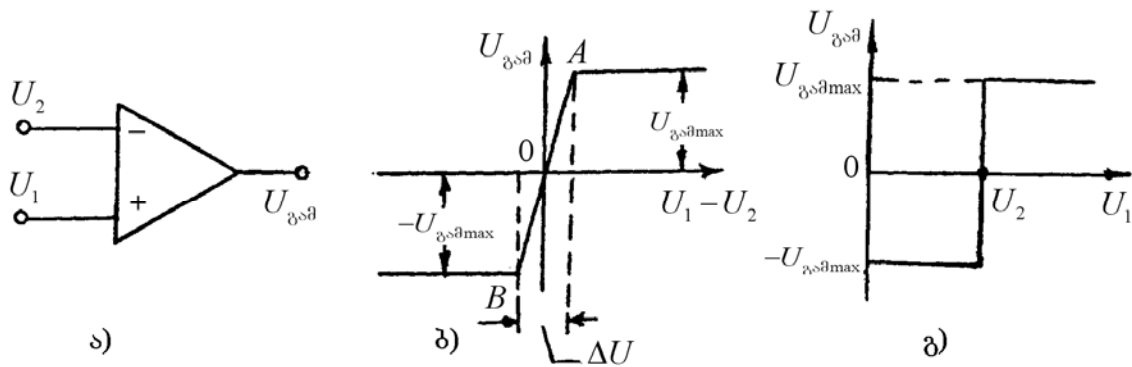
$$U_{\text{გაბ}} = -\frac{U_{\text{გ}}}{RC} \cdot t. \quad (3.27)$$

ამ გამოსახულებაში  $\frac{U_{\text{გ}}}{RC} = \text{const}$ .

მაშასადამე, თუ ინტეგრატორის შესავალზე  $t$  დროის ინტერვალში მუდმივი დაბვა მოქმედებს, მაშინ გამოსავალი დაბვა ( $U_{\text{გაბ}}$ ) დროის ამ ინტერვალში წრფივი კანონით შეიცვლება (სურ.3.13). აქედან გამომდინარე, ინტეგრატორი წარმოადგენს წრფივად ცვლადი სიგნალების გენერატორის ერთ-ერთ ძირითად კვანძს.

### 3.1.5.5. დაბვის ანალოგური კომპარატორი

დაბვის კომპარატორი წარმოადგენს ინტეგრალურ მიკროსქემას, რომლის დანიშნულებაცაა ორი დაბვის შედარება. პრინციპში, ყოველი ინტეგრალური ოპერაციული მაძლიერებელი დაბვის კომპარატორსაც წარმოადგენს, რადგან მის მაინვერსირებელ და არამაინვერსირებელ შესასვლელებზე მოწოდებული სიგნალები, შეედრება რა ერთმანეთს, გატოლების მომენტში გამოსავალზე წარმოაიქმნება სათანადო ნიშნისა და სიდიდის სიგნალი.



სურ. 3.14. დაბვის ანალოგური კომპარატორი

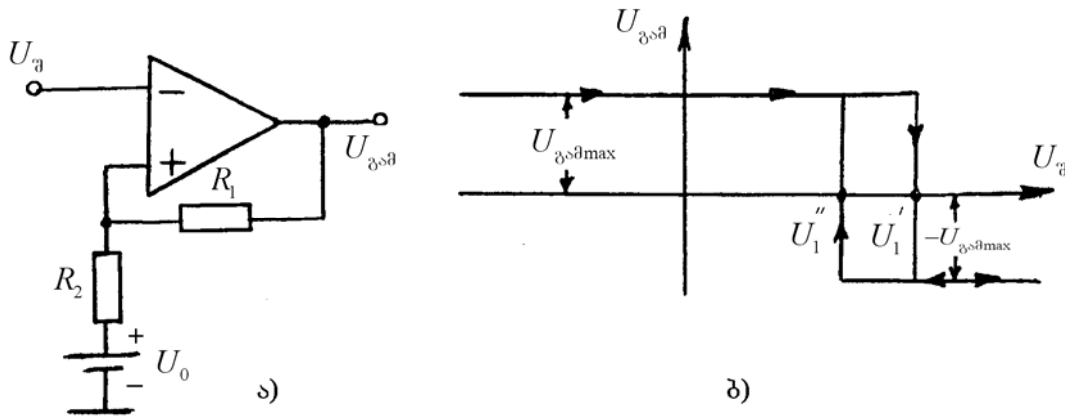
ვთქვათ, ომ-ს ინტეგრალური მიკროსქემის შესასვლელებზე მოქმედებს  $U_1$  და  $U_2$  დაბვები (სურ.3.14.ა). როდესაც  $U_1 > U_2$ , მაშინ ინტეგრალური მიკროსქემა გადაირთვება დადებითი გაჯერების მდგომარეობაში და გამოსავალზე აღმოჩნდება  $U_{\text{გაბ,max}}$  სიდიდის დაბვა, (სურ. 3.14.ბ). ხოლო, როდესაც  $U_1 < U_2$  მიკროსქემა გადაირთვება უარყოფითი გაჯერების მდგომარეობაში, ე.ი.  $U_{\text{გაბ}} = -U_{\text{გაბ,max}}$  (სურ. 3.14, გ).  $U_1$  და  $U_2$  დაბვების ტოლობის შემთხვევაში ომ იმუშავებს გადაცემის მახასიათებლის წრფივი გაძლიერების შესაბამის  $AB$  უბანზე (სურ.

3.14, ბ). ამ შემთხვევაში, გამოსავალი ძაბვა მოთავსდება  $U_{გაბ\max}$ -სა და  $-U_{გაბ\max}$ -ს შორის. ამიტომ  $U_1$  და  $U_2$  ძაბვათა სიდიდეების შედარებისას, შესაძლო ცდომილება შეიძლება შეფასდეს შეფარდებით

$$\frac{U_{გაბ\max} - (-U_{გაბ\max})}{K_u} = \frac{2U_{გაბ\max}}{K_u}.$$

იმის გამო, რომ  $K_u$  დიდი სიდიდისაა  $[(1...5) \cdot 10^4]$ , ეს ცდომილება მილივოლტის მეთედი ნაწილებით განისაზღვრება.

ფართო პარაქტიკული გამოყენება აქვს დადებით უკუკავშირიან კომპარატორებსაც, რომელთაც შმიტტის ტრიგერებს, ანუ ზღურბლურ ელემენტებს უწოდებენ (სურ. 3.15).



სურ. 3.15 შმიტტის ტრიგერის სქემა (ა), გადართვის მახასიათებელი (ბ)

კომპარატორის სქემაში  $R_1, R_2$  ძაბვის გამოყოფით განხორციელებულია დადებითი უკუკავშირი, რადგან გამოსავალი ძაბვის  $\pm \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{გაბ\max}$  ნაწილი უბრუნდება არამაინვერსირებელ შესავალს. ამავე შესავალს მიეწოდება გარეშე ძაბვის წყაროს  $U_0$  ძაბვის  $\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_0$  ნაწილი. მაშასადამე, არამაინვერსირებელ შესავალს მიეწოდება ძაბვა

$$U_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_0 \pm \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{გაბ\max}. \quad (3.28)$$

ომ-ის მაინვერსირებელ შესასვლელზე მოქმედებს  $U_გ$  სიგნალი. ვთქვათ, თავდაპირველად ამ შესასვლელზე მოქმედებს დიდი სიდიდის უარყოფითი სიგნალი და ამის გამო ომ იმყოფება დადებითი გაჯერების მდგომარეობაში. მაშინ, არამაინვერსირებელ შესასვლელს მიეწოდება დადებითი ძაბვა

$$U_1' = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_0 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{გაბ\max}. \quad (3.29)$$

კომპარატორი ამ მდგომარეობას შეინარჩუნებს მანამდე, ვიდრე  $U_{\mathcal{B}}$  სიგნალის დაბვა არ გაუტოლდება  $U'_1$  დაბვას. დაბვათა გატოლების მომენტში კომპარატორი გადაირთვება უარყოფითი გაჯერების მდგომარეობაში და გამოსავალზე აღმოჩნდება  $-U_{\mathcal{B}max}$  დაბვა. ამიტომ, არამაინვერსირებელ შესასვლელზე დაბვის სიდიდე შეიცვლება

$$U''_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_0 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\mathcal{B}max}. \quad (3.30)$$

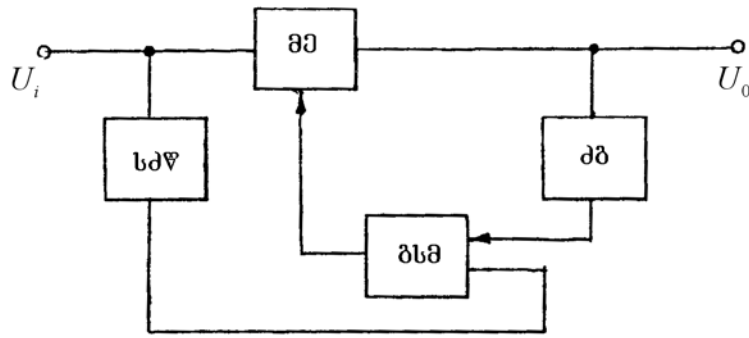
კომპარატორი უარყოფითი გაჯერების მდგომარეობაში დარჩება მანამდე, ვიდრე  $U_{\mathcal{B}}$  სიგნალის დაბვა შემცირების პროცესში არ გახდება  $U''_1$  დაბვის ტოლი. გატოლების მომენტში კომპარატორი დაუბრუნდება დადებითი გაჯერების მდგომარეობას და დარჩება ამ მდგომარეობაში, ვიდრე  $U_{\mathcal{B}}$  სიგნალის დაბვა კვლავ არ გაუტოლდება  $U'_1$  დაბვას.

ამრიგად, დადებით უკუკავშირიანი კომპარატორის (შმიტტის ტრიგერის) გამოსავალზე მდგომარეობის შეცვლა ხდება სიგნალის დაბვის სახვადასხვა მნიშვნელობების ( $U'_1$  და  $U''_1$ ) დროს. ეს კი იმას იწინავს, რომ ასეთი კომპარატორის გადაცემის მახასიათებელზე იარსებებს ჰისტერეზისის ყულფი, რომლის სიგანე  $U'_1 - U''_1$  დაბვით განისაზღვრება. შმიტტის ტრიგერის ჰისტერეზისის ყულფის სიგანე  $\frac{R_2}{R_1}$  შეფარდებაზეა დამოკიდებული.

### 3.1.6. დაბვის კომპენსაციური სტაბილიზატორი

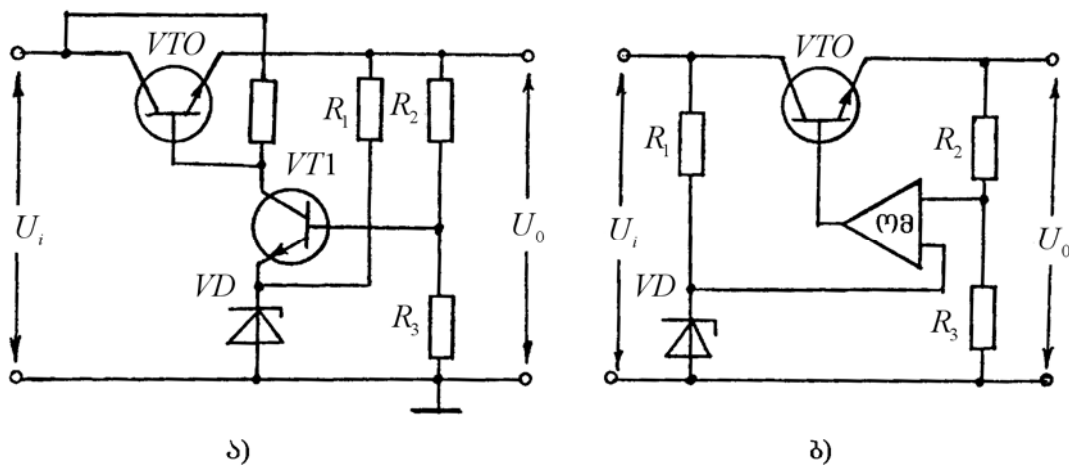
დაბვის პარამეტრული სტაბილიზატორისაგან განსხვავებით, კომპენსაციური სტაბილიზატორი დატვირთვაზე სტაბილურ დაბვას ინარჩუნებს უარყოფითი უკუკავშირის ელექტრული სიგნალის მარეგულირებელი ელემენტის მართვის ელექტროდზე შემოქმედების გზით. დაბვის მარეგულირებელ ელემენტად გამოიყენება ტრანზისტორი, რომელიც ჩაირთვება დატვირთვის მიმდევრობით ან პარალელურად. შესაბამისად არსებობს მიმდევრობითი და პარალელური ტიპის დაბვის კომპენსაციური სტაბილიზატორები. შედარებით მეტი გამოყენება აქვს მიმდევრობითი ტიპის კომპენსაციურ სტაბილიზატორებს, რომელთა სტრუქტურულ სქემას 3.16 სურათზე ნაჩვენებია სახე აქვს.

დაბვის გამყოფის (მგ) საშუალებით  $U_0$  გამოსავალი დაბვის ნაწილი მიეწოდება განთანხმების სიგნალის მაძლიერებელს (გსმ), სადაც ხდება მისი შედარება საყრდენი (სტაბილური) დაბვის წყაროს გამოსავალ დაბვასთან და ამ დაბვათა სხვაობის (ე. ი. განთანხმების სიგნალის) გაძლიერება. მაძლიერებლის გამოსავალი დაბვა მიეწოდება დაბვის მარეგულირებელი ელემენტის (მე) შესავალს და ახდენს მისი შიგა წინაღობის (გადაცემის კოეფიციენტის) შეცვლას.



სურ. 3.16. დაბვის კომპენსაციური სტაბილიზატორის სტრუქტურული სქემა

კომპენსაციური სტაბილიზატორის გამარტივებული პრინციპული სქემა ნაჩვენებია 3.17, ა სურათზე. სქემაში მარეგულირებელ ელემენტს წარმოადგენს საერთო კოლექტორით ჩართული (ემიტერული მამეორებელი)  $VTO$  ტრანზისტორი, ხოლო განთანხმების სიგნალის გაძლიერებას ახდენს  $VT1$  ტრანზისტორზე აწყობილი ერთკასკადიანი მაძლიერებელი. საყრდენი (სტაბილური) დაბვის წყაროს წარმოადგენს  $VD$  სტაბილიტრონი.  $R_1$  მისი დენის შემზღული წინაღობაა. გამოსავალი დაბვის გამოყოფად გამოყენებულია  $R_2, R_3$  რეზისტორები. სტაბილიზატორი შემდეგნაირად მუშაობს.



სურ. 3.17. დაბვის კომპენსაციური სტაბილიზატორების პრინციპული სქემები

$U_i$  შესავალი დაბვის გაზრდისას, თავდაპირველად გაიზრდება  $U_0$  გამოსავალი დაბვაც, რაც გამოიწვევს  $VT1$  ტრანზისტორის ბაზის დენისა და, მაშასადამე, კოლექტორის დენის გაზრდასაც. ამის გამო, შემცირდება ამ ტრანზისტორის კოლექტორის პოტენციალი, რაც თავის მხრივ გამოიწვევს  $VTO$  მარეგულირებელი ტრანზისტორის დენის შემცირებას (შიგა წინაღობის გაზრდას) და  $U_0$  დაბვის პროპორციულ შემცირებას. რის გამოც სტაბილიზატორის გამოსავალზე აღდგება დაბვის ნომინალური სიდიდე. ანალოგიურ პროცესს აქვს ადგილი

დატვირთვის დენის შემცირების დროს, რადგან საწყის ეტაპზე, ამ შემთხვევაშიც, ადგილი ექნება  $U_0$ -ის გაზრდას. თუ მოხდა  $U_i$  შესავალი ძაბვის შემცირება (ან დატვირთვის დენის გაზრდა), მაშინ საწყის ეტაპზე შემცირდება  $U_0$  ძაბვა, რაც თავის მხრივ შეამცირებს  $VTI$  ტრანზისტორის ბაზის დენს და გაზრდის ამავე ტრანზისტორის კოლექტორის პოტენციალს. ამის გამო გაიზრდება  $VT0$  მარეგულირებელი ტრანზისტორის დენი და შემცირდება მისი შიგა წინაღობა.  $VT0$  ტრანზისტორზე ძაბვის ვარდნის შემცირების შედეგად გაიზრდება  $U_0$  ძაბვა და სტაბილიზატორის გამოსავალზე აღდგება ძაბვის ნომინალური სიდიდე.

კომპენსაციური სტაბილიზატორის გამოსავალი ძაბვის განტოლება ასე შეიძლება ჩაიწეროს

$$K_0(U_{საყ} - K_{\rho}U_0) = U_0, \quad (3.31)$$

სადაც  $U_{საყ}$  -საყრდენი ძაბვის სიდიდეა,

$K_0$  -განთანხმების სიგნალის გაძლიერების კოეფიციენტი,

$K_{\rho} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \leq 1$  - ძაბვის გამყოფის გადაცემის კოეფიციენტი.

(3.31) გამოსახულებიდან მივიღებთ

$$U_0 = \frac{U_{საყ} \cdot K_0}{1 + K_0 K_{\rho}}. \quad (3.32)$$

თუ განთანხმების სიგნალის მაძლიერებელს გააჩნია დიდი გაძლიერების კოეფიციენტი და სრულდება პირობა  $K_0 K_{\rho} \gg 1$ , მაშინ მივიღებთ

$$U_0 \approx \frac{U_{საყ}}{K_{\rho}} = \frac{U_{საყ}(R_2 + R_3)}{R_3}. \quad (3.33)$$

(3.33) გამოსახულებიდან გამომდინარეობს, რომ კომპენსაციური სტაბილიზატორის გამოსავალი ძაბვა არ არის დამოკიდებული შესავალი ძაბვის ცვალებადობაზე და საყრდენი ძაბვის პროპორციულია. გამოსავალი ძაბვის სტაბილობა დამოკიდებულია საყრდენი ძაბვის სტაბილობაზე,  $R_2 R_3$  ძაბვის გამყოფის გადაცემის კოეფიციენტისა და განთანხმების სიგნალის გაძლიერების კოეფიციენტის სტაბილობაზე. ამის გამო, ძაბვის გამყოფში გამოყენებული უნდა იქნეს ერთნირი ტემპერატურული კოეფიციენტის მქონე რეზისტორები. განთანხმების სიგნალის გაძლიერების კოეფიციენტის არასტაბილობის გავლენა შეიძლება გამოირიცხოს, თუ ეს კოეფიციენტი დიდი სიდიდის იქნება (1000-ზე მეტი). ამიტომ განთანხმების სიგნალის მაძლიერებლად დიდი გაძლიერების კოეფიციენტის მქონე ოპერაციული მაძლიერებლის გამოყენებაა მიზანშეწონილი (სურ.3.17, ბ).

## 3.2 ელექტრონული გენერატორები

### 3.2.1. ზოგადი ცნობები

ელექტრონული გენერატორი მკვებავი მუდმივი ძაბვის წყაროს ენერგიას გარდაქმნის საჭირო ფორმის, სიხშირისა და სიმძლავრის ელექტრული რხევების ენერგიად. ელექტრონული გენერატორები წარმოადგენენ სხვადასხვა ხელსაწყოსა და მოწყობილობის შემადგენელ ნაწილს. ასე მაგალითად, ელექტრონული გენერატორები გამოიყენება უნივერსალურ გამზომ ხელსაწყოებში, ოსცილოგრაფებში, მიკროპროცესორულ სისტემებში, სხვადასხვა ტექნოლოგიურ დანადგარებში და ა.შ.

არსებობს ელექტრონულ გენერატორთა მრავალსახეობა. მათ კლასიფიკაციას ახდენენ: გენერატორიდან მიღებული ელექტრული რხევების ფორმისა და სიხშირის, გენერატორის მაძლიერებელ ნაწილში გამოყენებული აქტიურ ელემენტთა სახეობის, გენერატორის სქემაში გამოყენებული სიხშირის ამომრჩევი წრედების სახეობის, მოქმედების პრინციპის, დანიშნულების, სიმძლავრისა და სხვა ნიშნის მიხედვით.

გენერატორიდან მიღებული ელექტრული რხევების ფორმის მიხედვით არსებობს ჰარმონიული (სინუსოიდური) და არაჰარმონიული (რექალასაციური) რხევის გენერატორები.

გენერირებული ელექტრული რხევების სიხშირის სიდიდის მიხედვით არსებობს მაღალი და დაბალი სიხშირის გენერატორები.

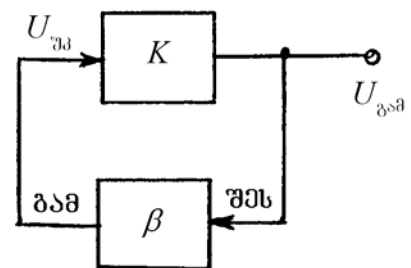
გამოყენებული აქტიური ელემენტების სახეობის მიხედვით არსებობს: ტრანზისტორიანი, ოპერაციულმაძლიერებელიანი, მილაკიანი, და სხვა გენერატორები.

გენერატორების სქემაში გამოყენებული სიხშირის ამომრჩევი წრედის სახეობის მიხედვით არსებობს  $LC$  – და  $RC$  – გენერატორები.

მოქმედების პრინციპის მიხედვით არსებობს თვითაღზნებადი, ანუ ავტოგენერატორები და გენერატორები გარე აღზნებით.

### 3.2.2 $LC$ – ავტოგენერატორის მოქმედების პრინციპი

$LC$  – ავტოგენერატორები მიეკუთვნებიან მაღალსიხშირულ გენერატორთა ჯგუფს. ავტოგენერატორის სტრუქტურული სქემა ნაჩვენებია 3.18 სურათზე. სტრუქტურულ სქემაში შედის ორი მთავარი კვანძი:  $K$  გაძლიერების კოეფიციენტის მქონე ერთკასკადიანი მაძლიერებელი და  $\beta$  გადაცემის კოეფიციენტის მქონე სიხშირის ამომრჩევი წრედი, რომლის დახმარებითაც მაძლიერებელში განხორციელებულია დადებითი უკუკავშირი.



სურ. 3.18. ავტოგენერატორის სტრუქტურული სქემა

იმისათვის, რომ ავტოგენერატორის მუდმივი ძაბვის წყაროსთან მიერთების შედეგად გამოსავალზე წარმოიქმნას მდგრადი ელექტრული რხევები, უნდა შესრულდეს თვითაღზნების ორი პირობა

$$K\beta = 1, \tag{3.34}$$

$$\varphi + \psi = 0; 2\pi, \tag{3.35}$$

სადაც  $K$  – მაძლიერებლის გაძლიერების კოეფიციენტის მოდულია;  $\beta = \frac{U_{\text{შპ}}}{U_{\text{კავ}}}$  – უკუკავშირის წრედის გადაცემის კოეფიციენტის მოდულია;  $\varphi$  – მაძლიერებელი კვანძის გამოსავალ და შესავალ ძაბვებს შორის ფაზური ძვრის კუთხეა;  $\psi$  – უკუკავშირის კვანძის შესავალ და გამოსავალ ძაბვებს შორის ფაზური ძვრის კუთხეა.

(3.34) ტოლობა წარმოადგენს ამპლიტუდური ბალანსის პირობას, ხოლო (3.35) ტოლობა – ფაზური ბალანსის პირობას.

ცნობილია, რომ საერთო ემიტერით ან საერთო სათავით ჩართული ტრანზისტორული მაძლიერებელი კასკადის გამოსავალზე მიღებული სიგნალის ფაზა  $180^\circ$ -ითაა დაძრული შესავალი სიგნალის ფაზისგან. ამიტომ, თუ გამოსავალი სიგნალის ნაწილს ფაზის შეუცვლელად მივაწვდით მაძლიერებლის შესავალს, მაშინ განხორციელდება უარყოფითი უკუკავშირი. იმისათვის, რომ შესრულდეს თვითაღზნებისათვის საჭირო ფაზური ბალანსის პირობა (ე.ი. მაძლიერებელში განხორციელდეს დადებითი უკუკავშირი) უკუკავშირის წრედმა მაძლიერებლის შესავალს უნდა მიაწოდოს  $180^\circ$ -ით დაძრული გამოსავალი ძაბვა (ამ ძაბვის განსაზღვრული ნაწილი).

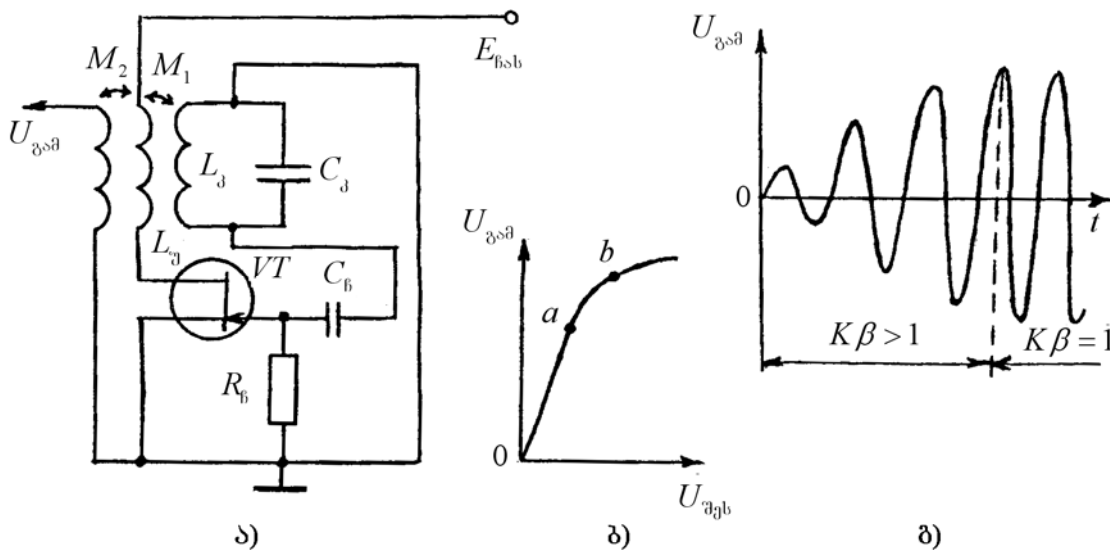
აუცილებელია ამპლიტუდური ბალანსის პირობის შესრულებაც, რადგან მუშაობის პროცესში ავტოგენერატორში ადგილი აქვს ენერგიის დანაკარგს. ენერგიის დანაკარგი უნდა შეივსოს კვების წყაროდან შემოსული ენერგიით, რაც დადებითი უკუკავშირის წრედის დახმარებით უნდა განხორციელდეს.

განვიხილოთ  $LC$  – ავტოგენერატორის მოქმედების პრინციპი, როდესაც რხევითი კონტური ჩართულია ტრანზისტორის შესავალი წრედის პარალელურად (სურ.3.19). ავტოგენერატორის მაძლიერებელ კვანძში აქტიურ ელემენტად გამოყენებულია საერთო სათავით ჩართული ველით მართული ტრანზისტორი. დადებითი უკუკავშირის რგოლის ფუნქციას კი ასრულებს ჩასადენის წრედში ჩართული  $L_j$  ინდუქციურობის კოჭა, რომელიც ინდუქციურ კავშირშია  $L_j, C_j$  რეზონანსული კონტურის ინდუქციურობის კოჭასთან. ავტოგენერატორში,

მუდმივი ძაბვის წყაროსთან მიერთების შემდეგ, აღიძვრება  $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_j C_j}}$  სიხშირის საწყისი სუსტი

რხევები, რომელიც იმოქმედებს რა ტრანზისტორის ჩამკეტზე (მართვის ელექტროდზე), გაძლიერდება და უკუკავშირისა და რხევითი კონტურის კოჭებს შორის არსებული ინდუქციური კავშირის წყალობით უბრუნდება რხევით კონტურს.  $L_j, C_j$  კონტურში წარმოქმნილი რხევები კვლავ გაძლიერდება და ა.შ. რხევების ამპლიტუდა თანდათანობით

იზრდება (სურ. 3.19, გ), რასაც შეესაბამება  $K\beta > 1$  პირობის შესრულება. ტრანზისტორის ჩამკეტზე (შესავალ წრედზე) მოქმედი რხევების ამპლიტუდის გაზრდის შედეგად ტრანზისტორი მუშაობას იწყებს ამპლიტუდური მახასიათებლის არაწრფივ უბანზე ( $ab$  უბანი, სურ. 3.19, ბ). ამის გამო, მცირდება გაძლიერების კოეფიციენტის მოდული და  $K\beta$  ნამრავლი გაუტოლდება ერთს (სურ. 3.19, გ). ამით დამთავრდება დამყარებული ამპლიტუდის მქონე მდგრადი რხევების ჩამოყალიბების პროცესი და ამპლიტუდური ბალანსის პირობის შესრულების შემთხვევაში ავტომატურად შენარჩუნდება მუდმივი სიდიდის ამპლიტუდა, რადგან  $L_{\gamma}$  ინდუქციურობის კოჭას დახმარებით  $E_{\beta\alpha}$  კვების წყაროდან შემოსული ენერგია მოახდენს რხევით კონტურში არსებული ენერგიის დანაკარგების კომპენსაციას.



სურ.3.19 სინუსოიდური რხევის  $LC$ -ავტოგენერატორი:

ა-ავტოგენერატორის პრინციპული სქემა; ბ-მაძლიერებლის ამპლიტუდური მახასიათებელი.

გ-ავტოგენერატორის თვითაღზნების დიაგრამა

$LC$ -ავტოგენერატორში ფაზური ბალანსის პირობა (3.35) სრულდება მხოლოდ  $\omega_0$  სიხშირეზე, ე.ი. უკუკავშირის რგოლი მხოლოდ ამ სიხშირეზე ახდენს მაძლიერებლის უზრუნველყოფას საჭირო სიღრმის დადებითი უკუკავშირით. პრაქტიკულად, ფაზური ბალანსის პირობის შესრულება ხორციელდება  $L_{\gamma}$  და  $L_j$  ინდუქციურობის კოჭების დახვევის მიმართულებათა შერჩევის გზით. კერძოდ,  $L_{\gamma}$  და  $L_j$  ინდუქციურობის კოჭების დახვევა უნდა მოხდეს ურთიერთ საპირისპირო მიმართულებით.

ავტოგენერატორში, ისე როგორც ელექტრონულ მაძლიერებელში, აუცილებელია ტრანზისტორის მუდმივი დენის მიხედვით მუშა რეჟიმის უზრუნველყოფა. ავტოგენერატორის სქემაში ამ ფუნქციას ასრულებს ელემენტები, რომლებიც  $n$ -არხიანი ველით მართულ ტრანზისტორის ჩამკეტს აწვდიან თითქმის მუდმივი სიდიდის უარყოფითი წანაცვლების ძაბვას.  $R_{\beta}$ ,  $C_{\beta}$  ელემენტების პარამეტრების შერჩევით შესაძლებელია ტრანზისტორის საჭირო რეჟიმში

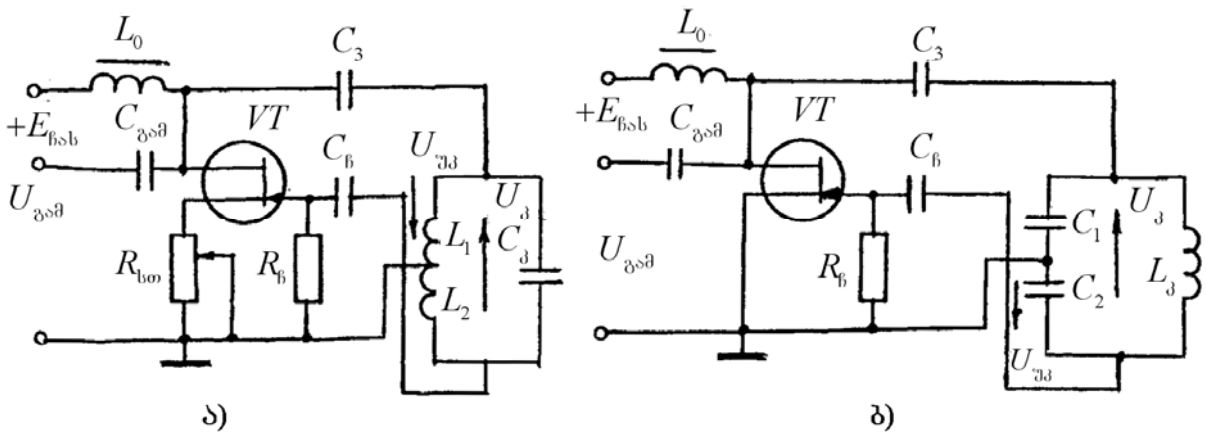
ჩაყენება.  $R_{\beta}$  რეზისტორის წინაღობა, ჩვეულებრივ, აიღება რამდენიმე მეგაომის ტოლი, ხოლო  $C_{\beta}$  კონდენსატორის ტევადობა აიღება 100 პიკოფარადის ფარგლებში.

### 3.2.3. ჰარმონიული რხევის ავტოგენერატორების სქემები

ფართო პრაქტიკული გამოყენება მოიპოვა სინუსოიდური რხევის  $LC$ -ავტოგენერატორის სქემებმა, რომლებშიც  $LC$  რხევით კონტურს გარე წრედთან გააჩნია არა ორწერტილიანი, არამედ სამწერტილიანი კონტაქტი. ამის გამო, ასეთ გენერატორებს სამწერტილიან გენერატორებს უწოდებენ. გამოიყენება ისეთი გენერატორების ორი სქემური ვარიანტი:

- ინდუქციური სამწერტილიანი გენერატორის სქემა;
- ტევადური სამწერტილიანი გენერატორის სქემა.

$LC$  კონტურის გარე წრედთან სამი წერტილით მიერთება რეზონანსული კონტურიდან უკუკავშირის სიგნალის უშუალო მოხსნის საშუალებას იძლევა. 3.20,ა სურათზე გამოსახულია ინდუქციური სამწერტილიანი, ხოლო 3.20,ბ სურათზე – ტევადური სამწერტილიანი გენერატორის პრინციპული სქემები.



სურ. 3.20. სამწერტილიანი  $LC$ -ავტოგენერატორების სქემები

დაგენილია, რომ სამწერტილიანი გენერატორების რხევითი კონტურის სხვადასხვა მხარეს მდებარე შტოების რეაქტიული გამტარობები უნდა იყოს ერთმანეთის ტოლი:

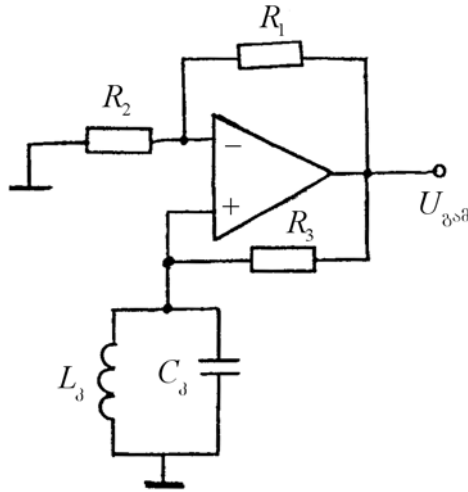
ინდუქციურ სამწერტილიან სქემაში

$$\frac{I}{\omega_0(L_1 + L_2)} = \omega_0 C_j; \quad (3.36)$$

ტევადურ სამწერტილიან სქემაში

$$\frac{\omega_0 C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{I}{\omega_0 L_j} \quad (3.37)$$

სამწერტილიანი ავტოგენერატორების სქემებში უკუკავშირის დაბვასა (სურ.3.20) და კონტურის დაბვას საერთო სალტის (აღნიშნულია  $\perp$  სიმბოლოთი) მიმართ აქვთ ურთიერთ საწინააღმდეგო მიმართულება (ფაზა), რაც განაპირობებს ფაზური ბალანსის პირობის შესრულებას. მოცემულ რეზონანსულ სიხშირეზე ამპლიტუდური ბალანსის პირობის შესრულება მიიღწევა  $L_1, L_2$  ინდუქციურობების ან  $C_1, C_2$  ტევადობების სიდიდეთა რეგულირების გზით.

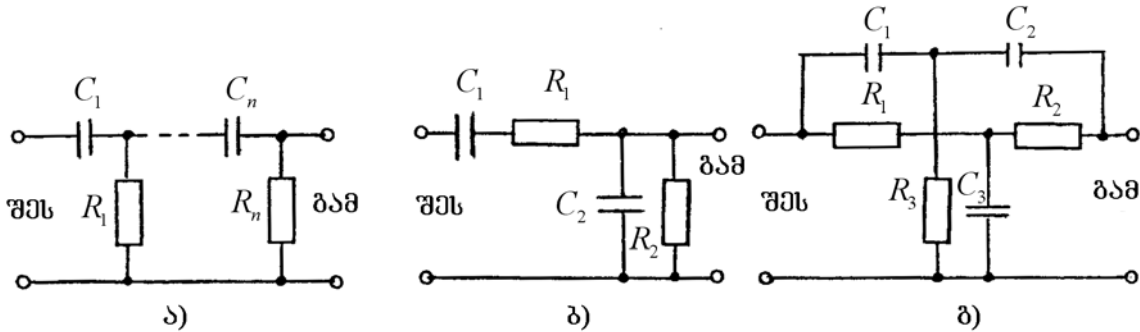


სურ. 3.21. LC-ავტოგენერატორის სქემა ოპერაციული მაძლიერებლის გამოყენებით

15 მგჰც სიხშირემდე LC-ავტოგენერატორებში შესაძლებელია ოპერაციული მაძლიერებლების გამოყენებაც. ასეთი გენერატორის პრინციპული სქემა 3.21. სურათზეა ნაჩვენები. გენერატორის სქემაში დადებითი უკუკავშირის გარდა, რომელიც LC რეზონანსული კონტურით ხორციელდება, გამოყენებულია უარყოფითი უკუკავშირიც ( $R_1, R_2$  დაბვის გამყოფით). უარყოფითი უკუკავშირის გამოყენება საჭიროა ოპერაციული მაძლიერებლის ამპლიტუდური მახასიათებლის დახრილობის შესაცვლელად.

ჰარმონიული რხევების ავტოგენერატორთა მეორე ჯგუფს მიეკუთვნებიან RC-ავტოგენერატორები, რომელთაც დაბალი და ინფრადიდი სიხშირის (რამდენიმე ასეული კილოჰერციდან ჰერცის მეთედ ნაწილებამდე) ჰარმონიული რხევების მისაღებად გამოიყენებენ. ამ სახის გენერატორებში დადებითი უკუკავშირის რგოლის ფუნქციას ასრულებს RC სიხშირის ამომრჩევი წრედი. LC წრედის ნაცვლად RC წრედის გამოყენება იმითაა განპირობებული, რომ LC კონტურის ზომები დაბალ სიხშირეებზე ძალზე დიდი სიდიდის გამოდის. ზემოაღნიშნულ სიხშირულ დიაპაზონში რეზისტორებისა და კონდენსატორების გამოყენებისას ავტოგენერატორს გააჩნია უფრო მაღალი სტაბილობა, აქვს ნაკლები მასა და ღირებულება LC-ავტოგენერატორთან შედარებით. RC-ავტოგენერატორის სქემაში გამოიყენება როგორც ბიპოლარული ტრანზისტორი, ისე ველით მართული ტრანზისტორი, აგრეთვე ოპერაციული ინტეგრალური მიკროსქემა.

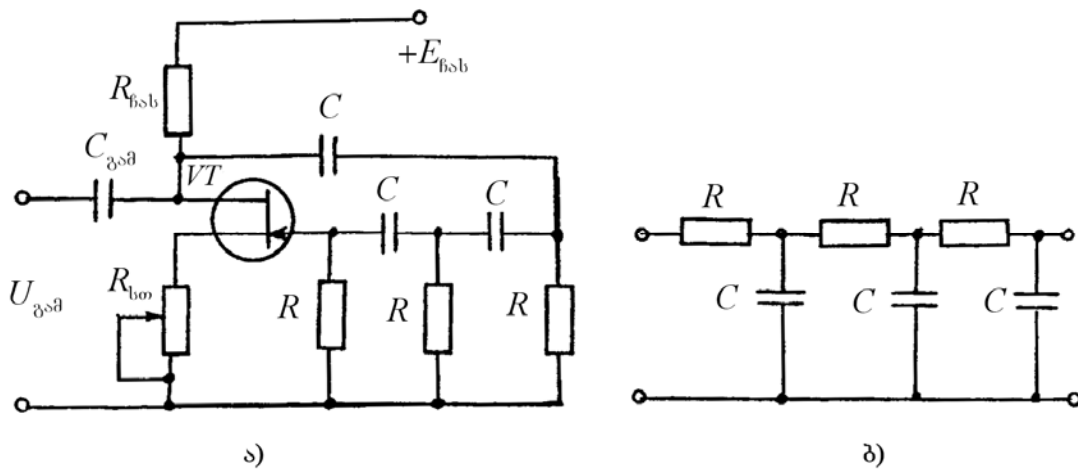
ავტოგენერატორის ზოგადი სტრუქტურული სქემის შესაბამისად (სურ.3.18), RC-ავტოგენერატორიც შეიცავს მაძლიერებელს (ძირითადად ერთკასკადიანს) და დადებითი უკუკავშირის სიხშირის ამომრჩევ რგოლს. ასეთი სიხშირის ამომარჩევ რგოლებად გამოიყენება:  $\Gamma$ -სებრი RC წრედი, ვინის ბოგა და ორმაგი T-სებრი ბოგა (სურ.3.22).



სურ. 3.22. სიხშირის ამომრჩევი RC წრედები:

ა-  $\Gamma$ -სებრი RC წრედი; ბ- ვინის ბოგა; გ – ორმაგი T-სებრი ბოგა

3.23. სურათზე მოცემულია RC-ავტოგენერატორის პრინციპული სქემა. სქემა შეიცავს ერთკასკადიან მაძლიერებელს ველით მართულ ტრანზისტორზე და  $\Gamma$ -სებრი სიხშირის ამომრჩევ წრედს.



სურ.3.23 RC-ავტოგენერატორის პრინციპული სქემა (ა); სამრგოლიანი  $\Gamma$ -სებრი წრედი (ბ)

ფაზური ბალანსის პირობის შესრულების მიზნით, რაც მოითხოვს მაძლიერებლის გამოსავალი ძაბვის ფაზის  $180^\circ$ -ით შეცვლას, გამოიყენება სამი ერთნაირი პარამეტრების მქონე  $\Gamma$ -სებრი RC წრედის მიმდევრობითი შეერთება. თუ ჩავთვლით, რომ მაძლიერებლის შესავალი წრედის წინააღობა ძალიან დიდი სიდიდისაა, ხოლო გამოსავალი წრედის წინააღობა – ძალიან პატარა, რასაც ყველაზე მეტად ველით მართულ ტრანზისტორებზე აწყობილი მაძლიერებელი

კასკადი პასუხობს, მაშინ თიოეული  $T$ -სებრი  $RC$  წრედი მოახდენს გამოსავალი ძაბვის  $60^\circ$ -იან ფაზურ ძვრას და ჯამში მივიღებთ გამოსავალი სიგნალის  $180^\circ$ -ან ფაზურ ძვრას.

გაანგარიშებით დადგენილია, რომ ფაზური ბალანსის პირობა სრულდება სიხშირეზე

$$f_0 = \frac{1}{15,4RC}, \quad (3.38)$$

ხოლო ამპლიტუდური ბალანსის პირობა სრულდება  $K \geq 29$  გაძლიერების კოეფიციენტის დროს.

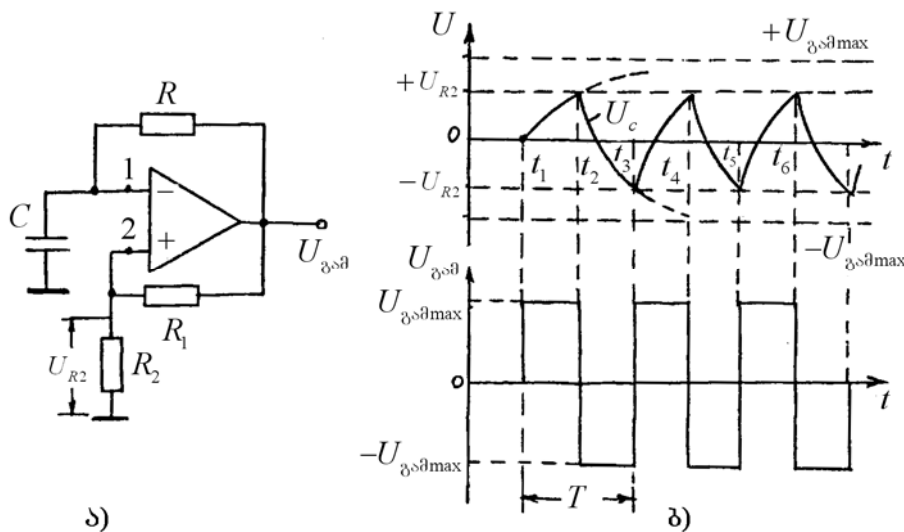
თუ ავტოგენერატორის უკუკავშირის კვანძში ადგილებს შეუცვლით რეზისტორებსა და კონდენსატორებს (სურ. 3. 23, ბ), მაშინ ავტორხვევების გენერაცია მოხდება

$$f_0 = \frac{1}{7,5RC} \quad (3.39)$$

სიხშირეზე, თუ გაძლიერებლის გაძლიერების კოეფიციენტი  $K \geq 18,4$ . ანალოგიურად აიწყობა დაბალი სიხშირის ავტოგენერატორის სქემა, როდესაც უკუკავშირის კვანძში 3.22 სურათზე მოცემული სხვა სიხშირის ამომრჩევი  $RC$  წრედი იქნება გამოყენებული.

### 3.2.4 მართკუთხა ფორმის რხევების ავტოგენერატორი (მულტივიბრატორი)

თუ ავტოგენერატორში თვითაღზნების პირობები სრულდება არა მხოლოდ ერთი რომელიმე სიხშირის დროს, არამედ რამდენიმე სიხშირისათვის ან სიხშირეთა ზოლისათვის, მაშინ ასეთი გენერატორის გამოსავალზე მიიღება ჰარმონიულისაგან განსხვავებული რთული ფორმის რხევები (მათ შორის მართკუთხა ფორმის რხევა), რომელიც შეიცავს სხვადასხვა სიხშირის რხევათა (ჰარმონიკათა) განსაზღვრულ სპექტრს. ასეთი გენერატორებიდან პრაქტიკაში ყველაზე ფართოდ გავრცელებულს მართკუთხა რხევების გენერატორი წარმოადგენს, რომელსაც მულტივიბრატორი ეწოდება



სურ.3.24. ავტორხვევითი მულტივიბრატორის სქემა (ა); ძაბვების დიაგრამები (ბ)

მულტივიბრატორი შეიძლება აიწყოს როგორც ტრანზისტორებზე, ისე ინტეგრალურ მიკროსქემებზე. 3.24 სურათზე ნაჩვენებია ოპერაციული ინტეგრალური მიკროსქემის ბაზაზე აწყობილი ავტორხევითი მულტივიბრატორის სქემა. ოპერაციულ მაძლიერებელზე მკვებავი დაბვების მიწოდებისას, საწყის ეტაპზე, მაინვერსირებელ 1– შესავალს, რომელიც  $C$  კონდენსატორის გავლით საერთო სალტესთანაა მიერთებული (ეს უკანასკნელი  $\perp$  – სიმბოლოთია აღნიშნული), ნულის ტოლი პოტენციალი გააჩნია ( $C$  – კონდენსატორი განმუხტულ მდგომარეობაშია). არამაინვერსირებელ 2 – შესავალს კი  $R_1, R_2$  დაბვის გამოყოფით მიეწოდება უკუკავშირის დაბვა. ცხადია, მკვებავი დაბვების მიერთებამდე  $U_{გაბ} = 0$ . დაბვების მიერთებისას აუცილებლად ექნება ადგილი  $U_{გაბ}$  დაბვის გადახრას ნულიდან დადებითი ან უარყოფითი მიმართულებით. დავუშვათ, რომ დაბვებთან მიერთებისას მულტივიბრატორის გამოსავალზე აღიძვრა  $\Delta U_{გაბ} > 0$  დაბვის მცირე ნაზრდი. ეს დაბვა  $R_1, R_2$  უკუკავშირის წრედით მიეწოდება არამაინვერსარებელ შესავალს და გაძლიერების შემდეგ უბრუნდება გამოსავალს. გაზრდილი გამოსავალი დაბვა კვლავ მიეწოდება არამაინვერსირებელ შესავალს, გაძლიერდება, გადაეცემა გამოსავალს და ა.შ. აღიძვრება დაბვის ზვავისებური ზრდის პროცესი, რის შედეგადაც გამოსავალი დაბვა თითქმის მყისიერად იზრდება  $U_{გაბ max}$  – მდე და რჩება უცვლელი. მაშასადამე, საწყის ეტაპზე ოპერაციული მაძლიერებლის მაინვერსირებელ შესავალს აქვს ნულის ტოლი პოტენციალი, ხოლო არამაინვერსირებელ შესავალზე მოქმედებს დადებითი უკუკავშირის დაბვა

$$U_{R_2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{გაბ max}, \quad (3.40)$$

რომელიც ოპერაციულ მაძლიერებელს ტოვებს დადებითი გაჯერების მდგომარეობაში.  $U_{გაბ max}$  დაბვა  $R$  რეზისტორის გავლით მოქმედებს  $C$  კონდენსატორზე, რის გამოც იგი იწყებს დამუხტვას  $\tau = RC$  დროის მუდმივას შესაბამისი სისწრაფით. შესაბამისად, დაიწყება მაინვერსირებელი შესავალის პოტენციალის ზრდის პროცესი. დროის  $t_2$  მომენტში (სურ. 3.24,ბ)  $U_c$  დაბვა (მაინვერსირებელ შესავალზე მოქმედი დაბვა) გაუტოლდება არამაინვერსირებელ შესავალზე მოქმედ  $U_{R_2}$  დაბვას, რაც გამოიწვევს ოპერაციული მაძლიერებლის გადართვას უარყოფითი გაჯერების მდგომარეობაში (დიფერენციალური შესასვლელის თვისების თანახმად) და გამოსავალზე აღმოჩნდება  $U_{გაბ max}$  დაბვა. ამიტომ არამაინვერსირებელ შესავალზე იმოქმედებს უკუკავშირის დაბვა

$$U_{R_2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{გაბ max}, \quad (3.41)$$

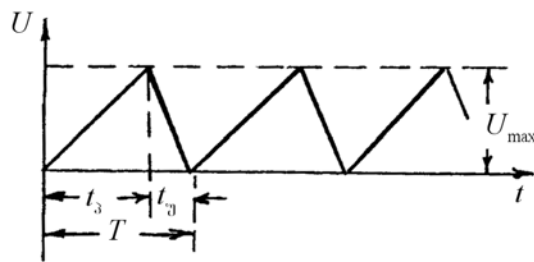
რომელიც უნარჩუნებს ოპერაციულ მაძლიერებელს უარყოფითი გაჯერების მდგომარეობას. ამჯერად  $C$  კონდენსატორზე იმოქმედებს უარყოფითი დაბვა, რის გამოც იგი დაიწყებს გადა-მუხტვას  $\tau = RC$  დროის მუდმივას შესაბამისი სისწრაფით.  $t_3$  მომენტში კონდენსატორის დაბვა

გაუტოლდება არამაინვერსირებელ შესავალზე მოქმედ  $U_{R_2}$  ძაბვას, რაც გამოიწვევს ოპერაციული მაძლიერებლის გადართვას დადებითი გაჯერების მდგომარეობაში და მულტივიბრატორის გამოსავალზე კვლავ აღმოჩნდება  $+U_{გამmax}$  ძაბვა. ამით მთავრდება ავტოგენერატორის გამოსავალზე აღძრული მართკუთხა ფორმის რხევის ერთი სრული პერიოდი ( $T$ ). ამის შემდეგ ზემოაღწერილი პროცესი იწყებს განმეორებას და მულტივიბრატორის გამოსავალზე ჩამოყალიბდება მართკუთხა ფორმის რხევები, რომლის სიხშირე

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2RC \ln(1 + \frac{2R_2}{R_1})}. \quad (3.42)$$

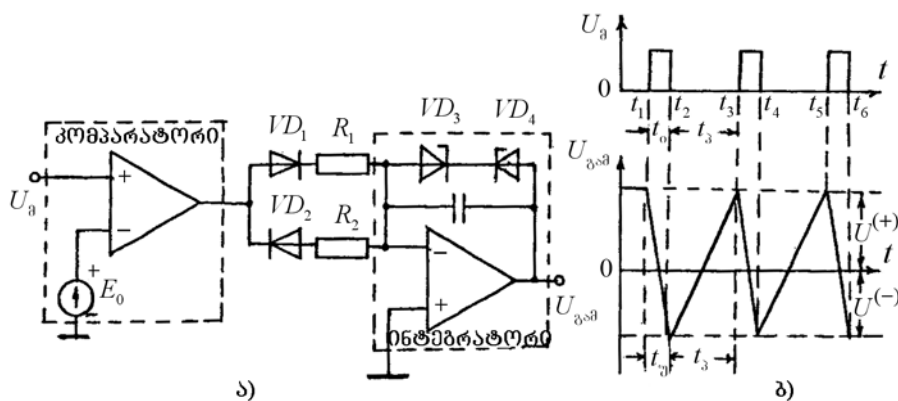
### 3.2.5. წრფივად ცვლადი ძაბვის გენერატორი

წრფივად ცვლადი ძაბვის გენერატორი გამოსავალზე გვაძლევს ხერხისებური ფორმის ძაბვას (სურ.3.25). ასეთი ფორმის ძაბვის ძირითადი პარამეტრებია: პირდაპირი (მუშა) სვლის ხანგრძლივობა ( $t_3$ ), უკუსვლის ხანგრძლივობა ( $t_3'$ ), ამპლიტუდა ( $U_m$ ) და განმეორებადობის პერიოდი ( $T$ ).



სურ. 3.25 ხერხისებური ძაბვის დიაგრამა

პრაქტიკაში გავრცელებული წრფივად ცვლადი ძაბვის გენერატორები სხვადასხვა სქემური შესრულებისაა. მათ შორის განსაკუთრებული ადგილი უკავია სქემებს **ომ**-ის გამოყენებით. ერთ-ერთ ასეთი სქემა 3.26,ა სურათზეა წარმოდგენილი. აქვე ნაჩვენებია სქემის მუშაობის ამსახველი დროითი დიაგრამა (მურ.3.26,ბ).



სურ. 3.26 წრფივად ცვლადი ძაბვის გენერატორის სქემა (ა),  
მმართველი და გამოსავალი ძაბვების დიაგრამები (ბ)

წრფივად ცვლადი ძაბვის გენერატორის სქემის ძირითადი კვანძებია: კომპარატორი და ინტეგრატორი. გენერატორი მუშაობს გარედან აგზნების რეჟიმში. მისი მართვა ხორციელდება გარეშე ამგზნები  $U_g$  იმპულსური ძაბვით. მმართველი იმპულსის ხანგრძლივობა ( $t_o$ ) განაპირობებს გენერატორის გამოსავალი ძაბვის უკუსვლის ხანგრძლივობას ( $t_y$ ). ხოლო მმართველ იმპულსთა შორის პაუზის ხანგრძლივობა ( $t_3$ ) - გამოსავალი ძაბვის პირდაპირი (მუშა) სვლის ხანგრძლივობას ( $t_3$ ). არამაინვერსირებელ შესავალზე მმართველი სიგნალის მიწოდებამდე ( $t_1$  მომენტამდე) კომპარატორი იმყოფება უარყოფითი გაჯერების მდგომარეობაში ( $U'_{g\partial} = -U'_{g\partial max}$ ), რადგან მაინვერსირებელ შესავალზე  $E_0$  დადებითი ძაბვა მოქმედებს. კომპარატორის გამოსავალის უარყოფითი ძაბვა,  $VD2$  დიოდის გავლით, იმოქმედებს რა ინტეგრატორის მაინვერსირებელ შესავალზე, გენერატორის გამოსავალზე წარმოშობს  $U_{g\partial} = U^{(+)}$  დადებით ძაბვას.

კომპარატორის არამაინვერსირებელ შესავალზე  $U_{g\partial} > E_0$  ამპლიტუდის მქონე მმართველი იმპულსის მოწოდების ( $t_1$  მომენტი) შემდეგ, კომპარატორი გადაირთვება დადებითი გაჯერების მდგომარეობაში ( $U'_{g\partial} = U'_{g\partial max}$ ), გაიღება  $VD1$  დიოდი და ინტეგრატორის მაინვერსირებელ შესავალზე იმოქმედებს  $t_o$  ხანგრძლივობის დადებითი მუდმივი ძაბვა. ამიტომ, ინტეგრატორის გამოსავალზე (და მაშასადამე, გენერატორის გამოსავალზე) ძაბვა იწყებს შემცირებას წრფივი კანონით, იცვლის ნიშანს და დამყარდება  $U_{g\partial} = U^{(-)}$  დონეზე ( $t_1...t_2$  ინტერვალში), რითაც დამთავრდება გენერატორის გამოსავალი ძაბვის უკუსვლის ფორმირების პროცესი. გამოსავალი ძაბვის უკუსვლის წრფის დახრილობა ეტოლება

$$S_y = \frac{dU_{g\partial}}{dt} = -U_{g\partial max} \cdot \frac{I}{R_1 C}, \quad (3.43)$$

სადაც  $U_{g\partial max}$  - ინტეგრატორში გამოყენებული **ოშ**-ის გამოსავალი ძაბვის მაქსიმალური მნიშვნელობაა.

კომპარატორის არამაინვერსირებელ შესავალზე მმართველი იმპულსის შეწყვეტისას, მაინვერსირებელ შესავალზე მოქმედი  $E_0$  დადებითი ძაბვა კომპარატორს გადართავს უარყოფითი გაჯერების მდგომარეობაში ( $U'_{g\partial} = -U'_{g\partial max}$ ). ამიტომ, გაიღება  $VD2$  დიოდი და იმპულსთა შორის არსებული პაუზის შესაბამისი დროის ინტერვალში ( $t_2...t_3$ ), ინტეგრატორის გამოსავალზე ჩამოყალიბდება გენერატორის პირდაპირი (მუშა) სვლის შესაბამისი წრფივად ცვლადი ძაბვა. გენერატორის გამოსავალი ძაბვის პირდაპირ სვლის შესაბამისი წრფის დახრილობა ეტოლება

$$S_3 = \frac{dU_{g\partial}}{dt} = U_{g\partial max} \cdot \frac{I}{R_2 \cdot C}. \quad (3.44)$$

წრფივად ცვლადი ძაბვის გენერატორის მდგრადი მუშაობის უზრუნველყოფის მიზნით საჭიროა შემდეგი პირობის შესრულება

$$t_p S_p = -t_n S_n. \quad (3.45)$$

ამ პირობის დაცვას ახდენენ ძაბვის მინიმალური  $[U^{(-)}]$  და მაქსიმალური  $[U^{(+)}]$  მნიშვნელობების შეზღუდვის გზით. ამისათვის, ინტეგრატორის გამოსავალის პარალელურად უნდა ჩაერთოს სხვადასხვა სიდიდის სტაბილიზაციის ძაბვის მქონე, შემხვედრად შეერთებული,  $VD3$  და  $VD4$  სტაბილიტრონები.  $VD3$  სტაბილიტრონის სტაბილიზაციის ძაბვის სიდიდე განაპირობებს გენერატორის გამოსავალი ძაბვის  $U^{(+)}$  მაქსიმალურ მნიშვნელობას, ხოლო  $VD4$  სტაბილიტრონის სტაბილიზაციის ძაბვის სიდიდე – გამოსავალი ძაბვის მინიმალურ  $U^{(-)}$  მნიშვნელობას.

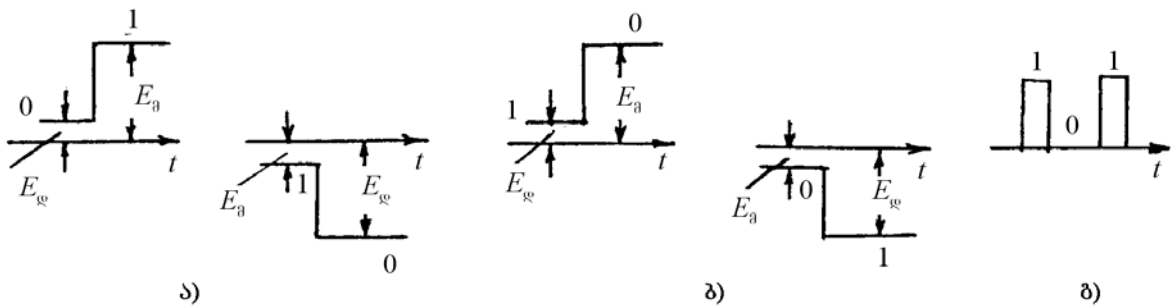
გარეშე აგზნებიანი წრფივად ცვლადი ძაბვის გენერატორების გარდა არსებობს თვით-აგზნების (ავტორხევით) რეჟიმში მომუშავე გენერატორებიც.

## 4. ციფრული ელექტრონიკის შესავალი

### 4.1. ძირითადი ცნობები და განმარტებები

თანამედროვე ელექტრონიკაში ფართოდაა გამოყენებული ორობითი კოდის სახით წარმოდგენილი ინფორმაციის მიღების, დამუშავებისა და გადაცემის ციფრული მეთოდები. ინფორმაციის ციფრული დამუშავების მოწყობილობების საფუძველს ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემები წარმოადგენენ. ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემების გამოყენებით აიწყობა სხვადასხვა ლოგიკური მოწყობილობები, მეხსიერების მოწყობილობები, კოდის გარდამქმნელები და სხვა.

ყოველი ციფრული მიკროსქემა წარმოადგენს ლოგიკურ ელემენტთა ნაკრებს. ლოგიკური ელემენტები ციფრული ფორმით წარმოდგენილ ელექტრულ სიგნალებზე აწარმოებენ მარტივ ლოგიკურ ოპერაციებს. ციფრული სიგნალები კი ჩვეულებრივ დებულობენ მხოლოდ ორ რიცხვით მნიშვნელობას. ეს მნიშვნელობებია ერთი ან ნული. ლოგიკური ელემენტის შესასვლელზე მოქმედი ციფრული სიგნალი (ე.ი. 1 და 0) წარმოსდგება მაღალი და დაბალი დონის ელექტრული პოტენციალის ანდა ძაბვის იმპულსის სახით.



სურ. 4.1 ციფრული სიგნალის სახეები

K155 სერიის და სხვა მიკროსქემებისათვის დაბალი დონის ძაბვა ეტოლება  $0 \dots 0,4$  ვ, ხოლო მაღალი დონის ძაბვა აღემატება 2,4 ვ-ს.

როდესაც პოტენციალის მაღალ დონეს შეესაბამება ლოგიკური 1, ხოლო პოტენციალის დაბალ დონეს – ლოგიკური 0, მაშინ ასეთ ლოგიკას დადებითი, ანუ პოზიტიური ლოგიკა ეწოდება (სურ.4.1,ა). შებრუნებული შესაბამისობის შემთხვევაში საქმე გვაქვს უარყოფით, ანუ ნეგატიურ ლოგიკასთან (სურ.4.1,ბ). იმპულსური სიგნალის სახე ნაჩვენებია 4.1, გ სურათზე. ამ შემთხვევაში, ლოგიკური ელემენტის შესავალზე ძაბვის იმპულსის მოქმედების მომენტში ამ შესავალზე აღმოჩნდება ლოგიკური 1, ხოლო ძაბვის იმპულსის არარსებობის დროს – ლოგიკური 0.

## 4.2. ორობითი სიგნალების ლოგიკური გარდაქმნები. ლოგიკური ელემენტები

ორობითი (ციფრული) სიგნალების ლოგიკური გარდაქმნა მიმდინარეობს სამი ელემენტარული ოპერაციის გამოყენებით:

- ლოგიკური გამრავლება, ანუ ოპერაცია „და“;
- ლოგიკური შეკრება, ანუ ოპერაცია „ან“;
- ლოგიკური უარყოფა, ანუ ოპერაცია „არა“.

$n$  ცვლადის (ციფრული ფორმითი წარმოდგენილი სიგნალის) ყველა შესაძლო ფუნქცია შეიძლება მიღებულ იქნას ამ სამი ოპერაციის დახმარებით. ლოგიკური ოპერაცია კი შეიძლება წარმოდგენილი იყოს: სიტყვიერად, ცხრილის სახით, ალგებრულად და გარფიკის სახით.

ელემენტებს, რომლებიც ასრულებენ: „და“, „ან“, „არა“ ლოგიკურ ოპერაციებს ეწოდება:

**და**-ლოგიკური ელემენტი, **ან**-ლოგიკური ელემენტი და **არა**-ლოგიკური ელემენტი.

**ლოგიკური გამრავლების ოპერაცია (კონიუნქცია). და-ლოგიკური ელემენტი.** გამრავლების ლოგიკური ოპერაცია ალგებრულად შემდეგ ნაირად ჩაიწერება

$$Y = X1 \wedge X2 \wedge \dots \wedge Xn, \tag{4.1}$$

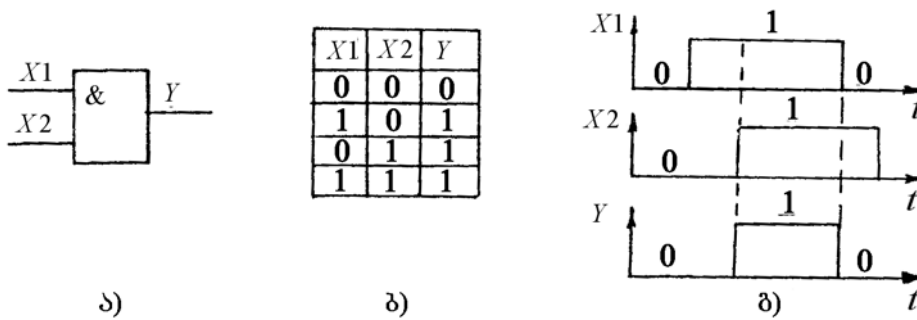
სადაც  $X1, X2, Xn$  –ციფრული სიგნალებია ლოგიკური ელემენტის შესასვლელელებზე. ლოგიკური ელემენტის შესასვლელელების მინიმალური რაოდენობა ორის ტოლია.

$Y$  –ციფრული სიგნალია ლოგიკური ელემენტის გამოსასვლელზე;

$\wedge$  –ლოგიკური გამრავლების აღმნიშვნელი სიმბოლოა. ზოგჯერ გამოიყენება გამრავლების ჩვეულებრივი „·“-სიმბოლოც.

ინფორმაციის დამუშავების თვალსაზრისით გამრავლების ლოგიკური ოპერაცია წარმოადგენს სხვადასხვა სიგნალის წყაროდან ლოგიკური ელემენტის შესასვლელეებზე მისული ლოგიკური 1-ების დამთხვევის ოპერაციას. **და**-ლოგიკური ელემენტის მუშაობის ლოგიკა ასეთია: მაღალი დონის ძაბვა ელემენტის გამოსავალზე მიიღება მხოლოდ იმ შემთხვევაში, როდესაც ასეთი დონის სიგნალი იმოქმედებს ერთდოულად მის ყველა შესავალზე. 4.2. სურათზე ნაჩვენებია: ორშესასვლელიანი **და**-ლოგიკური ელემენტის გრაფიკული აღნიშვნა, მუშაობის ჭეშმარიტების ცხრილი და ლოგიკურ ელემენტში მიმდინარე ელექტრული პროცესების დროითი დიაგრამები.

ჭეშმარიტების ცხრილი წარმოდგენას იძლევა **და**-ლოგიკური ელემენტის მდგომარეობის (შესავალ და გამოსავალ სიგნალებს შორის ლოგიკური კავშირის) შესახებ. როგორც ჭეშმარიტების ცხრილიდან ჩანს, ლოგიკური ელემენტის გამოსვლაზე მაღალი დონის სიგნალი (ლოგიკური 1) მხოლოდ იმ შემთხვევაში მიიღება, თუ ამ ელემენტის ორივე შესავალზე აღმოჩნდება ასეთივე დონის სიგნალი.



სურ.4.2 და-ლოგიკური ელემენტი:

ა-გრაფიკული აღნიშვნა; ბ-მუშაობის ჭეშმარიტების ცხრილი;  
 გ-მიმდინარე ელექტრული პროცესების დროითი დიაგრამები

4.2,გ სურათზე ნაჩვენებია დროითი დიაგრამები თვალსაჩინო წარმოდგენას იძლევა და-ლოგიკურ ელემენტში მიმდინარე ელექტრული პროცესების შესახებ. დროითი დიაგრამის მიხედვით, მაღალი დონის სიგნალი პირველად აღმოჩნდა X1 შესავალზე. გამოსავალზე მაღალი დონის სიგნალი აღმოჩნდება როგორც კი ასეთივე დონის სიგნალი იმოქმედებს X2 შესავალზეც და გამოსავალზე შენარჩუნდება მაღალი დონის ძაბვა მანამდე, სანამ მაღალი დონის ძაბვა (სიგნალი) არსებობს ლოგიკური ელემენტის ორივე შესავალზე.

შეკრების ლოგიკური ოპერაცია (დიზიუნქცია). **ან-ლოგიკური ელემენტი.** ინფორმაციის დამუშავების თვალსაზრისით ეს ოპერაცია არის სხვადასხვა სიგნალის წყაროდან მოსული ინფორმაციის შეკრება და გაერთიანება ერთ არხში. ლოგიკური შეკრების ოპერაცია ალგებრულად ასე ჩაიწერება

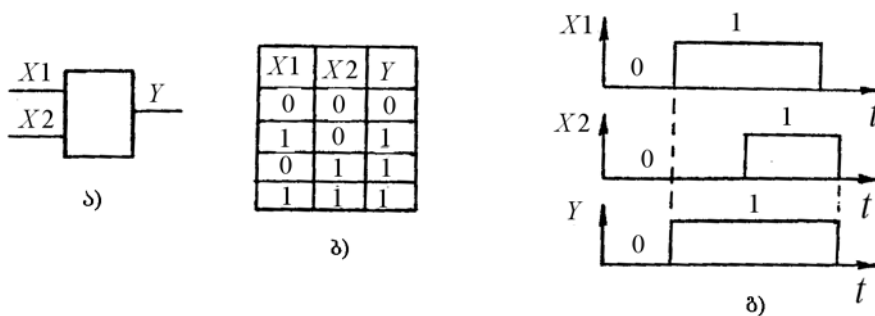
$$Y = X1 \vee X2 \vee \dots \vee Xn, \tag{4.2}$$

სადაც Y -სიგნალია ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე;

X1, X2...Xn -სიგნალებია ლოგიკური ელემენტის შესასვლელებზე;

$\vee$  -ლოგიკური შეკრების აღმნიშვნელი სიმბოლოა. ზოგჯერ გამოიყენება შეკრების ჩვეულებრივი „+“ სიმბოლო.

4.3 სურათზე ნაჩვენებია ან-ლოგიკური ელემენტის გრაფიკული აღნიშვნა, მუშაობის ჭეშმარიტების ცხრილი და მიმდინარე ელექტრული პროცესების დროითი დიაგრამები.



სურ. 4.3 ან-ლოგიკური ელემენტი: ა - ლოგიკური ელემენტის გრაფიკული აღნიშვნა;  
 ბ - მუშაობის ჭეშმარიტების ცხრილი; გ - ელექტრული პროცესების დროითი დიაგრამები

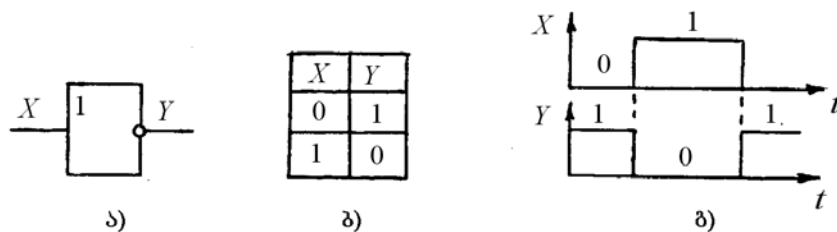
**ან**-ლოგიკური ელემენტს, **და**-ლოგიკური ელემენტის მსგავსად, გააჩნია ორი ან მეტი შესავალი. ორშესავლელიანი **ან**-ლოგიკური ელემენტის მუშაობის ჭეშმარიტების ცხრილისა და ელექტრული პროცესების დროითი დიაგრამების თანახმად (სურ.4.3, გ), მაღალი დონის სიგნალი გამოსავალზე აღმოჩნდება, თუ ასეთივე დონის სიგნალი მოქმედებს  $X1$  ან  $X2$  შესავალზე, ანდა ორივე შესავალზე ერთდროულად.

**ლოგიკური უარყოფის ოპერაცია (ინვერსია).** **არა**-ლოგიკური ელემენტი. ლოგიკური უარყოფის ოპერაციის შემსრულებელ ელემენტს გააჩნია ერთი შესავალი და ერთი გამოსავალი. **არა**-ლოგიკური ელემენტი წარმოადგენს ინვერტორს, ე.ი. ისეთ ელექტრონულ მოწყობილობას, რომლის გამოსავალი სიგნალის დონე შესავალზე მოქმედი სიგნალის დონის საწინააღმდეგოა. ეს იმას ნიშნავს, რომ, თუ ასეთი ლოგიკური ელემენტის შესავალზე მოქმედებს მაღალი დონის სიგნალი (ლოგიკური 1), მაშინ მის გამოსავალზე აღმოჩნდება დაბალი დონის სიგნალი (ლოგიკური 0) და პირიქით – თუ ლოგიკური ელემენტის შესავალზე დაბალი დონის სიგნალი (ლოგიკური 0) მოქმედებდა, მაშინ გამოსავალზე აღმოჩნდება მაღალი დონის სიგნალი (ლოგიკური 1). უარყოფის ლოგიკური ოპერაცია ალგებრულად ასე ჩაიწერება

$$Y = \bar{X} \quad (4.3)$$

ალგებრულ ჩანაწერში უარყოფის ოპერაცია სიმბოლურად  $X$  ცვლადის ზემოთ ხაზის დასმით აღინიშნება და სიტყვიერად გამოითქმის როგორც „არა  $X$ “.

4.4 სურათზე მოცემულია **არა**-ლოგიკური ელემენტის გრაფიკული აღნიშვნა, მუშაობის ჭეშმარიტების ცხრილი და ლოგიკურ ელემენტში მიმდინარე ელექტრული პროცესის დიაგრამა.



სურ. 4.4. არა - ლოგიკური ელემენტი:

ა - გრაფიკული აღნიშვნა; ბ - მუშაობის ჭეშმარიტების ცხრილი; გ- დროითი დიაგრამა

### 4.3. ბულის ალგებრის აქსიომები და კანონები

ციფრული ელექტრონიკის მოწყობილობის მუშაობის არსში გასარკვევად წარმოდგენა უნდა გვქონდეს ლოგიკის, ანუ ბულის ალგებრის (დ. ბული არის ლოგიკის ალგებრის ფუძემდებელი) აქსიომებსა და კანონებზე.

ბულის ალგებრის აქსიომები შემდეგი სახითაა ჩამოყალიბებული:

$$1 + X = 1; 0 \cdot X = 0; 0 + X = X; 1 \cdot X = X;$$

$$X + X = X; X \cdot X = X; X + \bar{X} = 1; X \cdot \bar{X} = 0; \bar{\bar{X}} = X. \quad (4.4)$$

ბულის ალგებრის კანონები კი ასეა ჩამოყალიბებული:

$$\begin{aligned}
 X1 + X2 &= X2 + X1; & X1 \cdot X2 &= X2 \cdot X1; \\
 X1 + X2 + X3 &= X1 + (X2 + X3); & X1 \cdot X2 \cdot X3 &= X1 \cdot (X2 \cdot X3); \\
 X1 \cdot (X2 + X3) &= (X1 \cdot X2) + (X1 \cdot X3); \\
 X1 + (X2 \cdot X3) &= (X1 + X2) \cdot (X1 + X3); \\
 \overline{X1 + X2} &= \overline{X1} \cdot \overline{X2}; & \overline{X1 \cdot X2} &= \overline{X1} + \overline{X2}; \\
 X1 + X1 \cdot X2 &= X1; & X1 \cdot (X1 + X2) &= X1.
 \end{aligned}
 \tag{4.5}$$

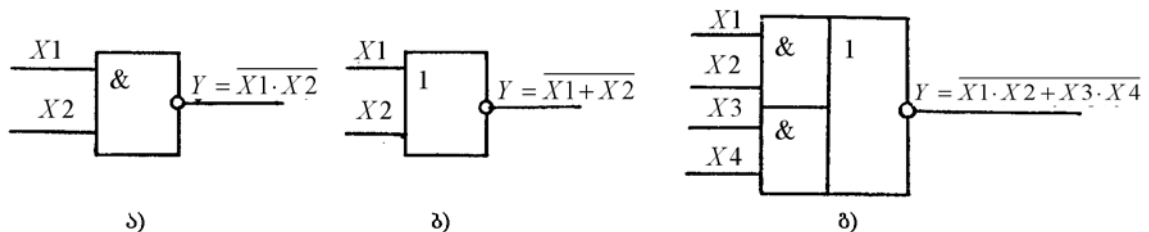
ამ აქსიომებისა და კანონების გამოყენება ლოგიკური ფუნქციების გამარტივების (მინიმიზაციის) საშუალებას იძლევა.

#### 4.4. კომბინაციური ლოგიკური ელემენტები

უმარტივესი ელემენტების საშუალებით შეიძლება აიწყოს უფრო რთული ლოგიკური წრედები, რომლებიც ასრულებენ ორ და მეტ ლოგიკურ ოპერაციას. მათ კომბინაციურ ლოგიკურ ელემენტებს უწოდებენ.

4.5. სურათზე ნაჩვენებია ზოგიერთი მათგანის გრაფიკული აღნიშვნები და შესრულებული ლოგიკური ოპერაციების ალგებრული გამოსახულებები.

განვიხილოთ **და-არა** ლოგიკური ელემენტის მუშაობის პრინციპი, იგი წარმოადგენს ორი უმარტივესი **და-** და **არა-** ლოგიკური ელემენტის კომბინაციას. ასეთ ლოგიკურ ელემენტს გააჩნია ორი ან მეტი შესავალი და ერთი გამოსავალი, რომელიც მცირე დიაპეტრიანი წრითაა აღნიშნული (სურ.4.5,ა). ამ ლოგიკური ელემენტის მუშაობის ჭეშმარიტების ცხრილი და მასში მიმდინარე ელექტრული პროცესების დიაგრამები 4.6. სურათზეა ნაჩვენები. თუ ლოგიკური ელემენტის ყველა შესავალზე აღმოჩნდება მაღალი დონის სიგნალი (ლოგიკური 1), მაშინ გამოსავალზე მიიღება დაბალი დონის სიგნალი (ლონიკური 0), ხოლო როდესაც მხოლოდ ერთ ან ორივე შესავალზე დაბალი დონის სიგნალია მიწოდებული, მაშინ გამოსავალზე აღმოჩნდება მაღალი დონის სიგნალი (ლოგიკური 1). ასეთი დასკვნა დასტურდება 4.6. სურათზე წარმოდგენილი ლოგიკური ელემენტის მუშაობის ჭეშმარიტების ცხრილითა და დროითი დიაგრამებით.



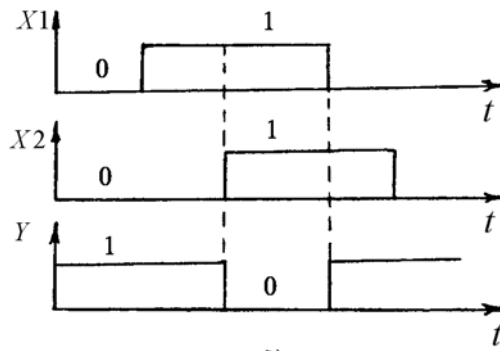
სურ. 4.5. კომბინაციური ლოგიკური ელემენტების გრაფიკული აღნიშვნები:

ა - და-არა ლოგიკური ელემენტი;

ბ - ან-არა ლოგიკური ელემენტი; გ - და-ან-არა ლოგიკური ელემენტი

X1	X2	Y
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

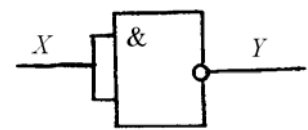
ა)



ბ)

სურ. 4.6. **და-არა** კომბინაციური ლოგიკური ელემენტი:  
 ა - მუშაობის ტემპარაიტების ცხრილი; ბ - დროითი დიაგრამები

თუ **და-არა** ლოგიკური ელემენტის შესასვლელებს ერთმანეთთან შევავრთებთ და მას მივაწვდით მაღალი დონის სიგნალს, ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე მივიღებთ დაბალი დონის სიგნალს, და პირიქით, გაერთიანებულ შესასვლელებზე დაბალი დონის სიგნალის მიწოდების შემთხვევაში გამოსავალზე აღმოჩნდება მაღალი დონის სიგნალი. მაშასადამე, ამ შემთხვევაში **და-არა** ელემენტი გარდაიქმნება ინვერტორად, ე.ი. შეასრულებს

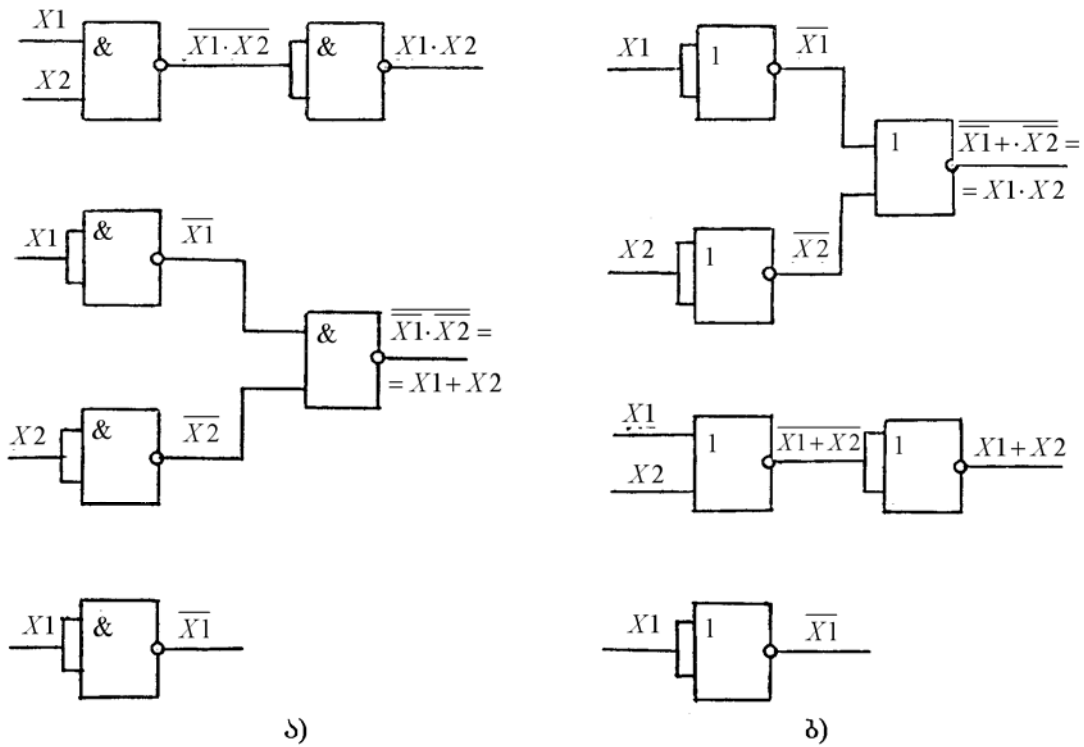


სურ. 4.7. **და-არა** ლოგიკური ელემენტი ინვერტორის რეჟიმში

ლოგიკური უარყოფის ოპერაციას (სურ. 4.7). **და-არა** ლოგიკური ელემენტის ეს თვისება ფართოდაა გამოყენებული ციფრული ტექნიკის მოწყობილობებში.

ანალოგიური განხილვის საფუძველზე დავასკვნით, რომ **ან-არა** კომბინაციური ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე მაღალი დონის სიგნალი აღმოჩნდება მხოლოდ იმ შემთხვევაში, თუ ლოგიკური ელემენტის ყველა შესავალზე დაბალი დონის სიგნალი იქნება მიწოდებული. ლოგიკური ცვლადების ყველა სხვა კომბინაციის დროს ელემენტის გამოსავალზე აღმოჩნდება დაბალი დონის სიგნალი.

განხილული უმარტივესი და კომბინაციური ლოგიკური სქემებიდან ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემების შემადგენლობაში ძირითადად გამოყენებულია შედარებით მარტივი **და-არა**, **ან-არა** კომბინაციური ლოგიკური ელემენტები და უფრო რთული **და-ან-არა** ლოგიკური ელემენტი. ამ ლოგიკურ ელემენტთაგან ნებისმიერის გამოყენებით შეიძლება მოვახდინოთ **და**, **ან**, **არა** ელემენტარული ფუნქციის რეალიზაცია. 4.8 სურათზე წარმოდგენილია **და-არა** და **ან-არა** კომბინაციური ელემენტებით ელემენტარული ლოგიკური ოპერაციების რეალიზაციის მაგალითები.



სურ. 4.8. **დბ, ან, არა** ლოგიკური ოპერაციების რეალიზაცია **დბ-არა** (ა) და **ან-არა** (ბ) ლოგიკური ელემენტებით.

#### 4.5. ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემების საბაზო ელემენტები

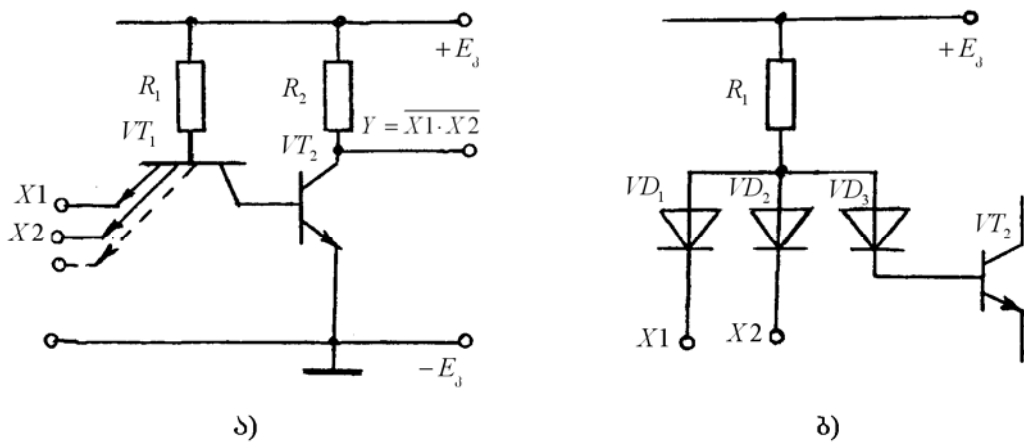
პრაქტიკაში გავრცელებულია სხვადასხვა სერიის ციფრული (ლოგიკური) ინტეგრალური მიკროსქემები. თითოეული სერიის მიკროსქემის საფუძველს (ბაზას) **დბ-არა, ან-არა** ლოგიკური ოპერაციის შემსრულებელი ელექტრული სქემა (ლოგიკური ელემენტი) წარმოადგენს. სწორედ ამ საბაზო ელექტრული სქემის პარამეტრებზეა დამოკიდებული ცალკეული სერიის ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემის ფუნქციური შესაძლებლობები.

საბაზო ელემენტის სქემური შესრულების მიხედვით უნდა გამოიყოს ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემების შემდეგი ძირითადი ჯგუფები:

- დიოდ-ტრანზისტორულ ლოგიკიანი (დტლ) სერიის მიკროსქემები;
- ტრანზისტორულ – ტრანზისტორულ ლოგიკიანი (**ტტლ**) სერიის მიკროსქემები;
- ემიტერულკავშირიანი (**მკლ**) სერიის მიკროსქემები;
- ინტეგრალური მიკროსქემების სერია სხვადასხვა ტიპის ( $n$  და  $P$ ) დაინდუქციებულარ-ხიანი ველით მართული ტრანზისტორული წყვილის (ლითონი-ორჟანგი-ნახევარგამტარი სტრუქტურის ტრანზისტორები), ანუ ტრანზისტორთა კომპლემენტარული წყვილის (შემოკლებით **კლონ**-ტრანზისტორების) გამოყენებით.

განვიხილოთ ციფრულ ინტეგრალურ მიკროსქემებში ფართოდ გამოყენებული **ტტლ** და **კლონ** საბაზო ელემენტები.

**ტტლ საბაზო ელემენტი.** საბაზო ელემენტში გამოყენებულია მრავალემიტერიანი ტრანზისტორი (სურ.4.9. ა), რომლის დამზადება მხოლოდ ინტეგრალური ტექნოლოგიის გამოყენებით გახდა შესაძლებელი. ამ სახის ტრანზისტორის სტრუქტურაში ემიტერული  $P-n$  გადასასვლელები ისეა განლაგებული, რომ გამორიცხულია მათი პირდაპირი ურთიერთ ზემოქმედება. ამის გამო, ემიტერული გადასასვლელები შეიძლება განხილული იქნეს პარალელურად ჩართული დამოუკიდებელი დიოდების სახით, როგორც ეს 4.9, ბ სურათზე წარმოდგენილ ექვივალენტურ სქემაზეა ნაჩვენები. ამავე ექვივალენტურ სქემაზე  $VT1$  ტრანზისტორის კოლექტორული გადასასვლელიც დიოდის სახითაა ( $VD3$ ) წარმოდგენილი.



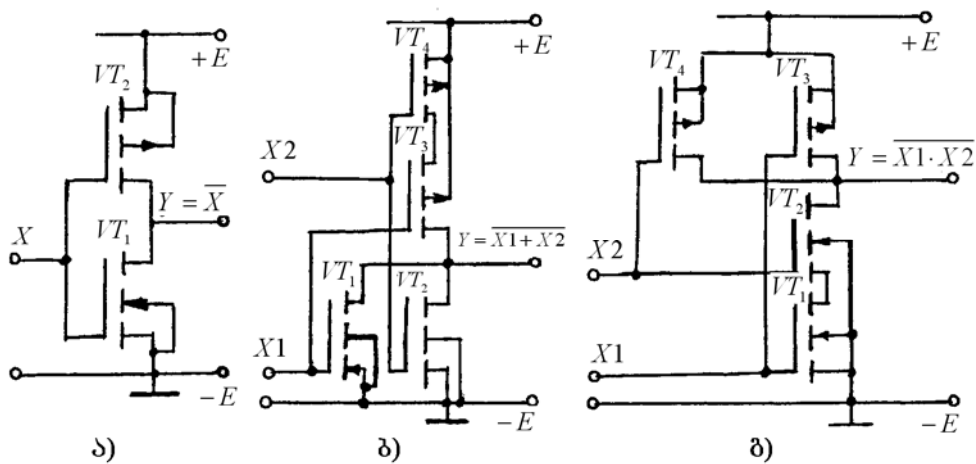
სურ. 4.9. ტტლ საბაზო ელემენტის სქემა: მარტივი ინვერტორით (ა), მრავალემიტერიანი ტრანზისტორის ექვივალენტური სქემა (ბ)

საბაზო ელემენტის შესავალ წრედებს  $VD1, VD2$  დიოდები სახით წარმოდგენილი მრავალემიტერიანი (ამ შემთხვევაში ორემიტერიანი) ტრანზისტორის ემიტერული გადასასვლელები წარმოადგენენ, ხოლო საბაზო ელემენტის გამოსავალი სიგნალი მოიხსნება  $VT_2$  ტრანზისტორის კოლექტორიდან. ეს ტრანზისტორი ახდენს ციფრული სიგნალის ინვერსიას და, აქედან გამომდინარე, ასრულებს **არა**-ლოგიკური ოპერაციას.  $VT_2$  ტრანზისტორის ბაზის დენი განპირობებულია  $VT_1$  ტრანზისტორის კოლექტორული გადასასვლელის, ანუ კოლექტორული დიოდის ( $VD3$ ) დენით. თუ საბაზო ელემენტის ორივე შესავალს მაღალი დონის სიგნალი (ლოგიკური 1) მიეწოდება, მაშინ  $VT_1$  ტრანზისტორის ემიტერული გადასასვლელები (ე.ი.  $VD_1, VD_2$  დიოდები) ჩაკეტილია და  $E_d$  ძაბვით განპირობებული დენი გაივლის კონტურში:  $+E_d - R_1 - VD_3 - VT_2$  ტრანზისტორის ბაზა-ემიტერის გადასასვლელი -  $-E_d$ .  $VT_2$  გადადის გაჯერების რეჟიმში და მის კოლექტორზე აღმოჩნდება სიგნალის დაბალი დონე (ლოგიკური 0). როდესაც  $VT_1$  ტრანზისტორის ერთ შესავალზე მაინც დაბალი დონის სიგნალი (ლოგიკური 0)

იმოქმედებს, მაშინ  $E_j$  ძაბვით განპირობებული დენი გაივლის  $RI$  რეზისტორსა და ღია მდგომარეობაში მყოფ შესავალი წრედის დიოდში ( $VD1$  და  $VD2$ ).  $RI$  რეზისტორზე გაიზრდება ძაბვის ვარდნა, რაც გამოიწვევს  $VT1$  ტრანზისტორის ბაზის დადებითი პოტენციალის მკვეთრ შემცირებას. ამის გამო, ჩაიკეტება  $VD3$  კოლექტორული დიოდი და  $VT2$  ტრანზისტორის ბაზაში დენი შეწყდება. ეს ტრანზისტორი აღმოჩნდება მოკვეთის რეჟიმში და საბაზო ელემენტის გამოსავალზე მიიღება მაღალი დონის სიგნალი (ლოგიკური 1). მაშასადამე, საბაზო ელემენტი ასრულებს **ღა-არა** ლოგიკურ ოპერაციას.

ზემოთ განხილული იყო ტტლ საბაზო ელემენტის გამარტივებული სქემური ვარიანტი. თანამედროვე ციფრულ ინტეგრალურ მიკროსქემებში გამოყენებული საბაზო ელემენტები შედარებით რთული სქემური შესრულებისაა. ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემის დატვირთვის უნარიანობის გაზრდა, აგრეთვე **ღა-არა** ლოგიკური ოპერაციის გარდა **ან-არა** ოპერაციის შესრულება, შესაძლებელი ხდება ფაზის დამხლეჩი კასკადის დამატებით და ინვერტორის სქემის გართულების ხარჯზე.

**კლონ საბაზო ელემენტი.** კლონ სერიის ციფრული მიკროსქემების უმარტივეს ელემენტს წარმოადგენს კლონ ინვერტორი, რომლის ელექტრული სქემა 4.10,ა სურათზეა ნაჩვენები. სქემა შეიცავს სხვადასხვა ტიპის დაინდუქციებულარხიან ტრანზისტორთა წყვილს ( $VT1, VT2$ ).  $n$ -არხიანი ტრანზისტორის ( $VT1$ ) სათავე მიერთებულია საერთო სალტესთან (ნულოვანი პოტენციალის მქონე სალტე). ეს ტრანზისტორი ითვლება აქტიურ ტრანზისტორად.  $P$ -არხიანი ტრანზისტორის ( $VT2$ ) სათავე მიერთებულია კვების წყაროს პლუსთან ( $+E$ ).  $VT2$  ტრანზისტორი წარმოადგენს  $VT1$  აქტიური ტრანზისტორის დატვირთვას (დინამიკური დატვირთვა).



სურ. 4.10. კლონ სერიის მიკროსქემის საბაზო ელემენტები: ინვერტორი (ა), **ან-არა** ლოგიკური ელემენტი (ბ), **ღა-არა** ლოგიკური ელემენტი (გ)

სქემა ასრულებს ლოგიკური უარყოფის ოპერაციას (ოპერაცია **არა**) და მუშაობს დადებითი ლოგიკის შესაბამისად. მართლაც, თუ  $X$  შესავალზე მოქმედებს მაღალი დონის სიგნალი (ლოგიკური 1). მაშინ გაიღება  $VT1$  ( $n$ -არხიანი) ტრანზისტორი, ხოლო  $VT2$  ( $P$ -არხიანი)

ტრანზისტორი ჩაიკეტება. ამიტომ ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე აღმოჩნდება დაბალი დონის სიგნალი (ლოგიკური 0). როდესაც  $X$  შესავალზე იმოქმედებს დაბალი დონის სიგნალი  $VT1$  ტრანზისტორი ჩაიკეტება, ხოლო  $VT2$  ტრანზისტორი გაიღება, რადგან ამ ტრანზისტორის ჩამკეტს მისივე სათავის მიმართ აღმოჩნდება დაახლოებით  $-E$ -ს ტოლი პოტენციალი. ამიტომ ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე აღმოჩნდება მაღალი დონის სიგნალი.

**კლონ** - ინვერტორის უმნიშვნელოვანესი თვისებაა ის, რომ  $VT1$  აქტიური ტრანზისტორი როგორც ჩაკეტილი, ისე ღია მდგომარეობის დროს (სტატიკური რეჟიმი), კვების წყაროდან სიმძლავრეს პრაქტიკულად არ მოითხოვს. სიმძლავრე იხარჯება მხოლოდ გადართვის დინამიკური პროცესის დროს, გამოსავალი წრედის პარაზიტული ტევადობისა და ტრანზისტორის ელექტროდთაშორისი ტევადობების დამუხტვაზე. გადართვების დინამიკური პროცესის დროს ინვერტორის მიერ კვების წყაროდან მოთხოვნილი სიმძლავრე

$$P_{ღონ} = 2C \cdot f \cdot U^2, \quad (4.6)$$

სადაც  $C$  -დატვირთვის ექვივალენტური ტევადობაა;  $f$  -გადართვების მუშა სიხშირეა;  $U$  -კვების წყაროს ძაბვა.

**კლონ**-ინვერტორი წარმოადგენს **ან-არა**, **ღა-არა** ლოგიკური ელემენტების საბაზო ელემენტს. 4.10,ბ სურათზე მოცემულია ორშესასვლელიანი **ან-არა** ლოგიკური ელემენტის სქემა. აქ, პარალელურად შეერთებული  $VT1$  და  $VT2$   $n$ -არხიანი ტრანზისტორები წარმოადგენენ აქტიურ ტრანზისტორებს, ხოლო მიმდევრობით შეერთებული  $VT3$  და  $VT4$   $P$ -არხიანი ტრანზისტორები-დატვირთვის ტრანზისტორებია.  $VT1$  და  $VT3$  ტრანზისტორები წარმოქმნიან ერთ კომპლემენტარულ წყვილს (**კლონ**-ინვერტორი) და მათი მართვა ხორციელდება  $X1$  სიგნალით.  $VT2$  და  $VT4$  ტრანზისტორები კი წარმოქმნიან მეორე კომპლემენტარულ წყვილს (მეორე **კლონ**-ინვერტორი) და მათი მართვა ხდება  $X2$  სიგნალით. როდესაც შესასვლელზე დაბალი დონის სიგნალია, ორივე აქტიური ტრანზისტორი ჩაკეტილია, ხოლო ორივე დატვირთვის ტრანზისტორი ღიაა. ამიტომ ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე აღმოჩნდება მაღალი დონის სიგნალი. თუ ერთ შესავალზე მაინც მაღალი დონის სიგნალი იმოქმედებს, მაშინ ერთ-ერთი აქტიური ტრანზისტორი გაიღება, ხოლო მასთან წყვილში მომუშავე დატვირთვის ტრანზისტორი ჩაიკეტება და ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე აღმოჩნდება დაბალი დონის სიგნალი. მაშასადამე, სქემა ასრულებს **ან-არა** ლოგიკურ ოპერაციას.

ორშესასვლელიანი **ღა-არა** ლოგიკური ელემენტის სქემაში (სურ.4.10, გ) აქტიური ტრანზისტორები ( $VT1, VT2$ ) მიმდევრობითაა შეერთებული, ხოლო დატვირთვის ტრანზისტორები ( $VT3, VT4$ ) - პარალელურად.  $VT1$  და  $VT3$  ტრანზისტორები წარმოქმნიან ერთ კომპლემენტარულ წყვილს და მათი მართვა მიმდინარეობს  $X1$  სიგნალით.  $VT2$  და  $VT4$  ტრანზისტორები წარმოქმნიან მეორე კომპლემენტარულ წყვილს და მათი მართვა ხდება  $X2$  სიგნალით. იმის გამო, რომ აქტიური ტრანზისტორები მიმდევრობითაა შეერთებული, ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე დაბალი დონის სიგნალი მიიღება, თუ ორივე ტრანზისტორი ერთდროულად ღია მდგომარეობაშია, ე.ი. ორივე შესავალზე მოქმედებს მაღალი დონის სიგნალი.

შესასვლელზე მოქმედი სიგნალების ნებისმიერი სხვა კომბინაციის დროს ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე აღმოჩნდება მაღალი დონის სიგნალი. მაშასადამე, ლოგიკური ელემენტი ასრულებს **დბ-არბ** ლოგიკურ ოპერაციას.

კლონ სერიის ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემები კვების წყაროდან მოიხმარენ გაცილებით ნაკლებ სიმძლავრეს, ვიდრე სხვა სერიის მიკროსქემები, გააჩნიათ გარე ხელშეშელების მიმართ გაზრდილი მდგრადობა და დატვირთვის გაზრდილი უნარიანობა.

#### 4.6. ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემების პარამეტრები

ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემების ძირითადი პარამეტრებია:

- ლოგიკური 1-ის შესაბამისი (იგულისხმება დადებითი ლოგიკა) შესავალისა და გამოსავალის ძაბვები:  $U_{\delta}^I$  და  $U_{\delta}^I$  – მიკროსქემის შესავალზე და გამოსავალზე ძაბვის მაღალი დონის შესაბამისი მნიშვნელობები;
- ლოგიკური 0-ის შესაბამისი შესავალის და გამოსავალის ძაბვები:  $U_{\delta}^0$  და  $U_{\delta}^0$  – მიკროსქემის შესავალზე და გამოსავალზე ძაბვის დაბალი დონის შესაბამისი მნიშვნელობები;
- ლოგიკური 1-ის შესაბამისი შესავალის და გამოსავალის დენები:  $I_{\delta}^I$  და  $I_{\delta}^I$ , აგრეთვე ლოგიკური 0-ის შესაბამისი შესავალის და გამოსავალის დენები:  $I_{\delta}^0$  და  $I_{\delta}^0$ ;
- სიგნალის ლოგიკური ვარდნილი (ფრონტი)  $\Delta U_{\text{ლოგ}} = U_{\delta}^I - U_{\delta}^0$ ;
- ზღურბლური ძაბვა ( $U_{\text{ზღ.}}$ ) – შესავალზე მოქმედი ძაბვის სიდიდე, რომლის დროსაც მიკროსქემის გამოსავალზე ადგილი აქვს მდგომარეობის საწინააღმდეგოთი შეცვლას;
- ლოგიკური 1-ის და ლოგიკური 0-ის შესაბამისი სიგნალების (ძაბვის) ზემოქმედების დროს შესავალის და გამოსავალის წინაღობები:  $R_{\delta}^I; R_{\delta}^0$  და  $R_{\delta}^I; R_{\delta}^0$ ;
- მიკროსქემის მიერ კვების წყაროდან მოთხოვნილი სიმძლავრის საშუალო მნიშვნელობა

$$P_{\text{შ.საშ}} = \frac{P_{\delta}^0 + P_{\delta}^I}{2}, \quad (4.7)$$

სადაც  $P_{\delta}^0$  და  $P_{\delta}^I$  – მიკროსქემის მიერ კვების წყაროდან მოთხოვნილი სიმძლავრეებია სქემის გამოსავალზე ლოგიკური 0-ისა და ლოგიკური 1-ის დროს;

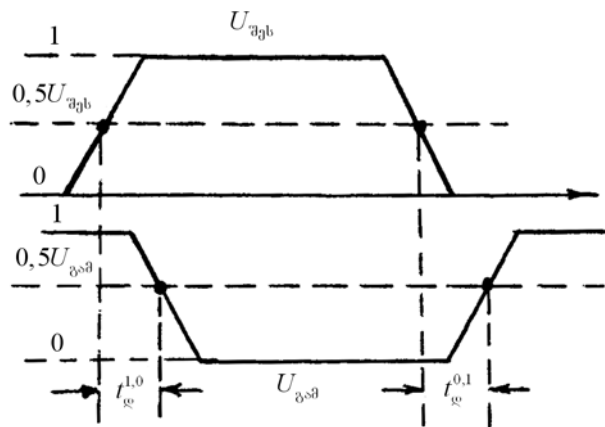
- ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემის შესასვლელების რიცხვი;
- ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემის დატვირთვის უნარიანობა. ამ პარამეტრის შეფასებას ახდენენ გამოსავალის განშტოების კოეფიციენტით, რომელიც გვიჩვენებს ანალოგიური მიკროსქემების იმ რაოდენობას, რომელთა მიერთებაცაა შესაძლებელი მოცემული მიკროსქემის გამოსავალზე.

ზემოაღნიშნული პარამეტრები მიეკუთვნებიან ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემების სტატიკურ პარამეტრთა ჯგუფს. მიკროსქემების დინამიკური თვისებების შესაფასებლად გამოიყენება: სიგნალის გადაცემის დაყოვნების დრო ( $t_{\varphi}$ ) და შესავალი სიგნალის მაქსიმალური სიხშირე ( $f_{max}$ ).

ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემების შესავალზე მიწოდებული სიგნალი სქემის გამოსავალზე გამოდის გარკვეული დაყოვნებით. სიგნალის შესავალიდან გამოსავალზე გადაცემის დაყოვნების დრო ( $t_{\varphi}$ ) განაპირობებს ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემების სწრაფქმედებას.  $t_{\varphi}$  დაყოვნების დროს, როგორც წესი, საზღვრავენ **პრად**-ლოგიკური ელემენტის შესავალზე და გამოსავალზე არსებული სიგნალების ამპლიტუდის ნახევრის შესაბამის დონეთა შორის დროის ინტერვალის მიხედვით (სურ.4.11)

$$t_{\varphi} = \frac{t_{\varphi}^{1,0} + t_{\varphi}^{0,1}}{2}, \quad (4.8)$$

სადაც  $t_{\varphi}^{1,0}$  - სიგნალის გადაცემის დაყოვნების ხანგრძლივობაა მიკროსქემის ჩართვის დროს;  $t_{\varphi}^{0,1}$  - სიგნალის გადაცემის დაყოვნებაა მიკროსქემის გამორთვის დროს.



სურ. 4.11. სიგნალის გადაცემის დაყოვნების დიაგრამა

## 4.7. ციფრული ელექტრონიკის ფუნქციური კვანძები

### 4.7.1 ტრიგერები

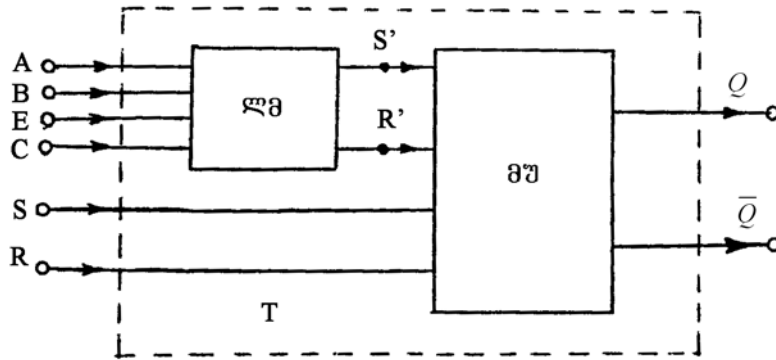
#### 4.7.1.1 ზოგადი ცნობები

ტრიგერები მიეკუთვნებიან ლოგიკურ მოწყობილობათა ჯგუფს. მათი მუშაობის თავისებურებაა ის, რომ გააჩნიათ ორი მდგრადი მდგომარეობა – ლოგიკური 1 და 0. ამ ორი მდგრადი მდგომარეობიდან ერთ-ერთში ტრიგერს შეუძლია დარჩეს რაგინდ დიდი დროის განმავლობაში,

ე.ი. მას აქვს ინფორმაციის დამახსოვრების უნარი. მაშასადამე, კომბინაციური ლოგიკური სქემებისაგან განსხვავებით, ტრიგერი არის დამახსოვრების უნარის მქონე ლოგიკური მოწყობილობა.

ტრიგერი მდგომარეობას იცვლის გარეშე მმართველი სიგნალების (ინფორმაციის) ზეგავლენით. ამავე დროს, ტრიგერის გამოსავალი სიგნალი (მდგომარეობა) საზოგადოდ დამოკიდებულია არა მარტო მოცემულ მომენტში მის შესასვლელზე მოქმედ სიგნალებზე, არამედ იმ სიგნალებზეც, რომელიც ამავე შესასვლელზე ადრე მოქმედებდნენ.

4.12 სურათზე ნაჩვენებია ტრიგერების განზოგადებული სტრუქტურული სქემა. სტრუქტურულ სქემაში შედის მეხსიერების უჯრედი (მუ) და მმართველი ლოგიკური მოწყობილობა (ლმ).



სურ. 4.12. ტრიგერების სტრუქტურული სქემა

ლოგიკური მოწყობილობა შემოსულ ინფორმაციას გარდაქმნის სიგნალთა კომბინაციად, რომელთა ზემოქმედების შედეგად მეხსიერების უჯრედი დაიკავებს ორიდან ერთ რომელიმე მდგარად მდგომარეობას (ლოგიკურ 0-ს ან ლოგიკურ 1-ს).

საინფორმაციო სიგნალები მიეწოდება ლოგიკური მოწყობილობის  $A$  და  $B$  შესასვლელებს. გარდაქმნის შემდეგ, ლოგიკური მოწყობილობიდან გამოსული სიგნალები ზემოქმედებს მეხსიერების უჯრედის  $S'$  და  $R'$  შიგა შესასვლელებზე.  $E$  შესავალი გამოიყენება ინფორმაციის (სიგნალის) მიღების ნებართვის გასაცემად, ხოლო  $C$  შესავალი უზრუნველყოფს ინფორმაციის სინქრონიზებულ (ტაქტირებულ) მიღებას.

ტრიგერული სქემები აიწყო სატანდარტული ლოგიკური ელემენტების გამოყენებით (**ან-არა**, **და-არა**). ამა თუ იმ ტრიგერის სქემის შექმნის პროცესში უნდა დამუშავდეს ლოგიკური ელემენტების შეერთების სქემა და განხორციელდეს ამ ლოგიკური ელემენტების მართვის ორგანიზაცია. აღნიშნულიდან გამომდინარე, არსებობს სხვადასხვაგვარი შესრულების ტრიგერები. მათ კლასიფიკაციას ჩვეულებრივ ახდენენ ინფორმაციის მიღებისა (ჩაწერის) და ფუნქციური ნიშანთვისებების მიხედვით.

ინფორმაციის ჩაწერის (მიღების) ხასიათიდან გამომდინარე არსებობს არასინქრონიზებული (ასინქრონული) და სინქრონიზებული (სინქრონული ან ტაქტირებული) ტრიგერები.

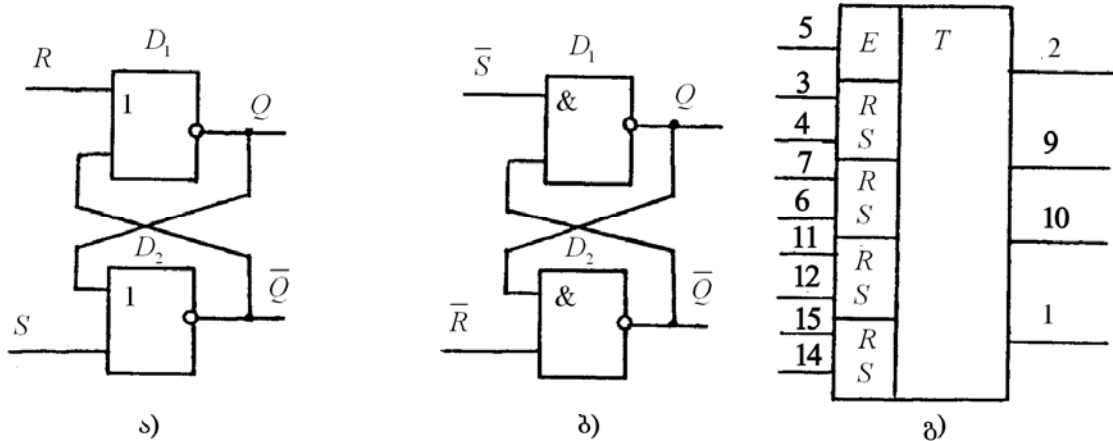
ასინქრონული ტრიგერის მდგომარეობის შეცვლისათვის საკმარისია მმართველ შესასვლელებზე სიგნალების მისვლა. სინქრონიზებულ (სინქრონულ) ტრიგერში კი მმართველ (საინფორმაციო) შესავალზე სიგნალის არსებობის შემთხვევაში ტრიგერი მხოლოდ მაშინ შეიცვლის მდგომარეობას, თუ იმავე მომენტში სიგნალი (იმპულსის პოტენციალის ან ფრონტის სახით) იმოქმედებს  $C$  - მასინქრონებელ შესავალზეც.

ფუნქციური ნიშანთვისების მიხედვით ერთმანეთისაგან უნდა განვასხვაოთ:  $RS$ -;  $D$ -;  $T$ -;  $JK$  - ტიპის ტრიგერები. ტრიგერის სახელწოდება ასახავს მართვის ორგანიზაციის თავისებურებას და ელექტრული სიგნალების მიწოდებისას მისი ფუნქციონირების ამსახველი ლოგიკური განტოლების სახეს.

ტრიგერს აქვს ორი გამოსავალი. ერთ-ერთ გამოსავალს პირდაპირი გამოსავალი ეწოდება და აღინიშნება  $Q$  ასოთი, მეორე გამოსავალს ინვერსული გამოსავალი ეწოდება და აღინიშნება  $\bar{Q}$ -ით. ტრიგერის მდგომარეობა განისაზღვრება პირდაპირი გამოსავალის სიგნალით. ტრიგერი იმყოფება 1 მდგომარეობაში, როდესაც  $Q=1, \bar{Q}=0$ , ხოლო 0-მდგომარეობაში, როდესაც  $Q=0, \bar{Q}=1$ .

#### 4.7.1.2. ტრიგერთა სქემები და მოქმედების პრინციპი

**$RS$ -ტრიგერი.** ტრიგერთა შორის ყველაზე მარტივი სქემა  $RS$  - ტიპის ასინქრონულ ტრიგერს გააჩნია. ასეთი ტრიგერის სქემაში შედის ჯვარედინი უკუკავშირებით აღჭურვილი ორი **ან-არა**, ანდა ორი **და-არა** ლოგიკური ელემენტი (სურ.4.13)



სურ. 4.13. ასინქრონული  $RS$ -ტრიგერის სქემები:

ა - ან-არა ლოგიკურ ელემენტებზე. ბ - და-არა ლოგიკურ ელემენტებზე;

გ - 564TP2 ტიპის მიკროსქემა

$RS$ -ტრიგერს აქვს ორი საინფორმაციო შესავალი ( $R, S$ ) და გააჩნია ორი მდგრადი მდგომარეობა, რის გამოც მას ბისტაბილურ უჯრედსაც უწოდებენ. როდესაც  $R=0$  და  $S=1$  ტრი-

გერი გადაირთვება 1-მდგომარეობაში ( $Q=1$ ), ხოლო თუ  $R=1$  და  $S=0$  ტრიგერი აღმოჩნდება 0-მდგომარეობაში.  $R=1, S=1$  კომბინაცია RS-ტიპის ტრიგერისთვის აკრძალულია, რადგან ამ დროს ტრიგერის მდგომარეობა გაურკვეველია ( $X$ ). სიგნალების ასეთი კომბინაციის დროს იგი შეიძლება აღმოჩნდეს როგორც ლოგიკური 1, ისე ლოგიკური 0-მდგომარეობაში. ამიტომ შესავალი სიგნალების ეს კომბინაცია უნდა გამოირიცხოს. RS-ტრიგერის მდგომარეობები, შესავალი სიგნალების სხვადასხვა კომბინაციის დროს, 4.1. ცხრილშია მოცემული.

ცხრ.4.1

S	R	$Q_{n+1}$
0	0	$Q_n$
1	0	1
0	1	0
1	1	X

ცხრ.4.2

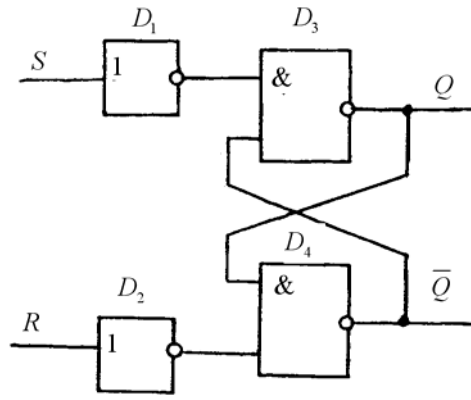
$\bar{S}$	$\bar{R}$	$Q_{n+1}$
0	0	X
0	1	1
1	0	0
1	1	$Q_n$

ამ ცხრილში  $Q_n$ -ით აღნიშნულია ტრიგერის მდგომარეობა ახალი მდგომარეობაში გადართვამდე, ხოლო  $Q_{n+1}$ -ით - ახალ მდგომარეობაში გადართვის შემდეგ.

თუ RS-ტრიგერი **და-არა** ლოგიკურ ელემენტებზეა აწყობილი, მაშინ ტრიგერი 1-მდგომარეობაში ( $Q=1$ ) გადაირთვება  $\bar{S}=0, \bar{R}=1$  სიგნალთა კომბინაციის დროს, ხოლო 0-მდგომარეობაში ( $Q=0$ ) -  $\bar{S}=1, \bar{R}=0$  კომბინაციის დროს. ამ შემთხვევაში აკრძალულია  $\bar{S}=\bar{R}=0$  კომბინაცია.

ასეთი სქემური შესრულების RS-ტრიგერის (ბისტაბილური უჯრედის) მდგომარეობის შეცვლა  $\bar{S}$ - და  $\bar{R}$ - შესასვლელების მიხედვით ხდება ლოგიკური 0-ის შესაბამისი სიგნალებით. ამიტომ, ასეთ ტრიგერს შეიძლება ეწოდოს ტრიგერი ინვერსული მართვით. მისი მდგომარეობები შესავალი სიგნალების სხვადასხვა კომბინაციის დროს მოცემულია 4.2. ცხრილში. თუ ამ ტრიგერის  $\bar{S}$ - და  $\bar{R}$ - შესასვლელებს მმართველ სიგნალებს ინვერტორის გავლით მივაწვდით (სურ. 4.14), მაშინ იგი იმუშავებს 4.1. ცხრილის შესაბამისად.

RS-ტრიგერს, როგორც დამოუკიდებელ მოწყობილობას, შედარებით შეზღუდული გამოყენება აქვს. სამაგიეროდ ფართოდაა იგი გამოყენებული სხვა, უფრო რთული, ტრიგერის შემადგენლობაში ბისტაბილური უჯრედის (მეხსიერების უჯრედის) სახით.

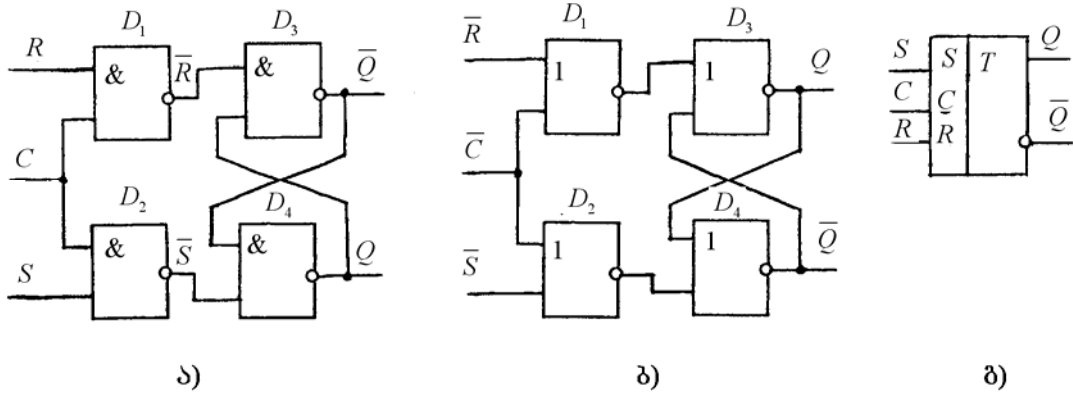


სურ. 4.14. ა სინქრონული RS – ტრიგერის სქემა დამატებითი  $D_1$  და  $D_2$  ინვერტორებით

რიგ შემთხვევაში RS – ტრიგერის დამზადება ხდება დამოუკიდებელი მიკროსქემის სახითაც. ასე მაგალითად, 564TP2 მიკროსქემის კორპუსში (სურ. 4.13,გ) მოთავსებულია ოთხი RS – ტრიგერი  $Q_1...Q_4$  (1,2,9,10) საინფორმაციო გამოსასვლელებით. გარდა ამისა, მას გააჩნია ინფორმაციის (სიგნალის) მიღების ნებართვის შესავალი ( $E$ ). როდესაც  $E$  – შესავალზე მოქმედებს ლოგიკური 1, მაშინ ყველა ტრიგერი მუშაობს ერთმანეთისგან დამოუკიდებლად. თუ  $E$  – შესავალზე ლოგიკური 0 მოქმედებს, მაშინ სხვა შესასვლელზე მოქმედ სიგნალებს აღარ შეუძლიათ ტრიგერის მდგომარეობის შეცვლა.

სინქრონიზებული (ტაქტირებული) RS – ტრიგერის სქემას დამატებული აქვს ორი ლოგიკური ელემენტი (სურ. 4.15).  $D_1$  და  $D_2$  **და-არა** ლოგიკური ელემენტების თითო შესავალი შეერთებულია ერთმანეთთან და მიეწოდება სინქრონიზაციის სიგნალი ( $C$  – შესავალი), ხოლო ამავე ლოგიკური ელემენტების სხვა ორი შესავალი ასრულებს  $S$  – და  $R$  – შესავლელების ფუნქციას. სინქრონიზებული RS – ტრიგერის მდგომარეობა იცვლება მხოლოდ იმ შემთხვევაში, თუ  $R$  – და  $S$  – შესავლელებზე საინფორმაციო სიგნალების მოქმედების დროს  $C$  – შესავალზე მოქმედებს სინქრონიზაციის იმპულსის მაღალი პოტენციალი (ლოგიკური 1).

მაგალითისათვის განვიხილოთ **და-არა** ლოგიკურ ელემენტებზე აწყობილი სინქრონული ტრიგერის (სურ. 4.15ბა) მოქმედების პრინციპი. ვთქვათ, ტრიგერი იმყოფება  $Q=1$  მდგომარეობაში და შესასვლელებზე მივიდა სიგნალთა კომბინაცია:  $R=1, S=0$ . თუ  $C$  – შესავალზე ამ დროს იმოქმედებს ლოგიკური 1-ის შესაბამისი სიგნალი, მაშინ  $D_1$  **და-არა** ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე იქნება ლოგიკური 0 (ე.ი.  $\bar{R}=0$ ), ხოლო  $D_2$  ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე – ლოგიკური 1 (ე.ი.  $\bar{S}=1$ ).  $D_3, D_4$  ლოგიკურ ელემენტებზე აწყობილი ბისტაბილური უჯრედის შესავალზე მოქმედი  $\bar{R}=0, \bar{S}=1$  კომბინაცია განაპირობებს გამოსავალზე  $Q=0$  მდგომარეობას (იხ. 4.2. ცხრილი). მაშასადამე, მოხდა ტრიგერის ახალ მდგომარეობაში გადართვა.



სურ. 4.15. სინქრონული  $RS$ -ტრიგერები:  
 ა - **დნ-არა** ლოგიკურ ელემენტზე; ბ - **ან-არა** ლოგიკურ ელემენტზე;  
 გ-სინქრონული -ტრიგერის პირობითი აღნიშვნა

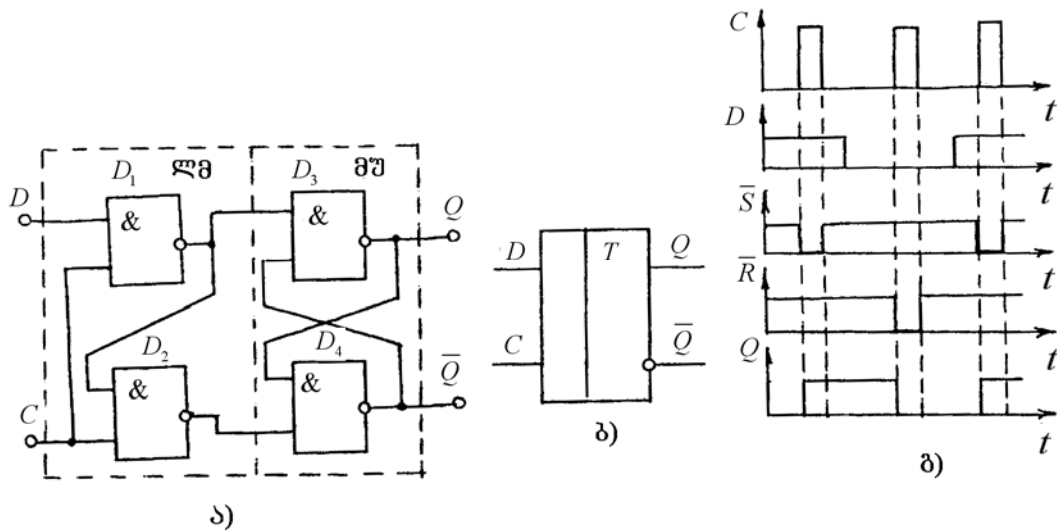
ტრიგერი მდგომარეობას იმ შემთხვევაშიც შეიცვლის, თუ ტრიგერის  $Q=0$  მდგომარეობის დროს შესასვლელელებზე გვექნება  $S=1, R=0$  კომბინაცია და  $C$  - შესავალზე იმოქმედებს სინქრონიზაციის იმპულსის მაღალი პოტენციალი (ლოგიკური 1). შესასვლელელებზე მოქმედ სიგნალთა ასეთი კომბინაციის დროს  $D_2$  **დნ-არა** ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე მიიღება ლოგიკური 0 ( $\bar{S}=0$ ). ხოლო  $D_1$  ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე - ლოგიკური 1 ( $\bar{R}=1$ ). ბისტაბილური უჯრედის შესასვლელელებზე მმართველი სიგნალების ასეთი კომბინაციის დროს ის გადაირთვება  $Q=1$  მდგომარეობაში.

$R$ - და  $S$ - შესასვლელელებზე სიგნალთა ნებისმიერი კომბინაციის დროს ტრიგერის მდგომარეობა უცვლელი რჩება, თუ ამ სიგნალების არსებობის მომენტში  $C$  შესავალზე არ იმოქმედებს სინქრონიზაციის იმპულსის მაღალი პოტენციალი, რადგან ამ შემთხვევაში  $D_1$  და  $D_2$  ლოგიკური ელემენტების გამოსასვლელელებზე მიიღება  $\bar{R}=1, \bar{S}=1$  კომბინაცია, რომელიც ბისტაბილური უჯრედის მდგომარეობას არ ცვლის.

**$D$ -ტრიგერი.** ასეთი ტრიგერი მიეკუთვნება სინქრონიზებულ ტრიგერთა ჯგუფს. ელემენტარული  $D$ -ტრიგერი, რომლის სქემა 4.16 სურათზეა წარმოდგენილი, შეიცავს მეხსიერების უჯრედსა (ბისტაბილური უჯრედი) და მმართველ ლოგიკურ მოწყობილობას. მმართველი ლოგიკური მოწყობილობა აწყობილია ორ **დნ-არა** ლოგიკურ ელემენტზე ( $D_1, D_2$ ) და აქვს  $D$ -საინფორმაციო და  $C$ -სინქრონიზაციის შესასვლელეები.

$D$ -ტრიგერის მუშაობა აღიწერება შემდეგი ლოგიკური განტოლებით

$$Q_{n+1} = D_n \quad (4.9)$$



სურ. 4.16.  $D$ -ტრიგერი:

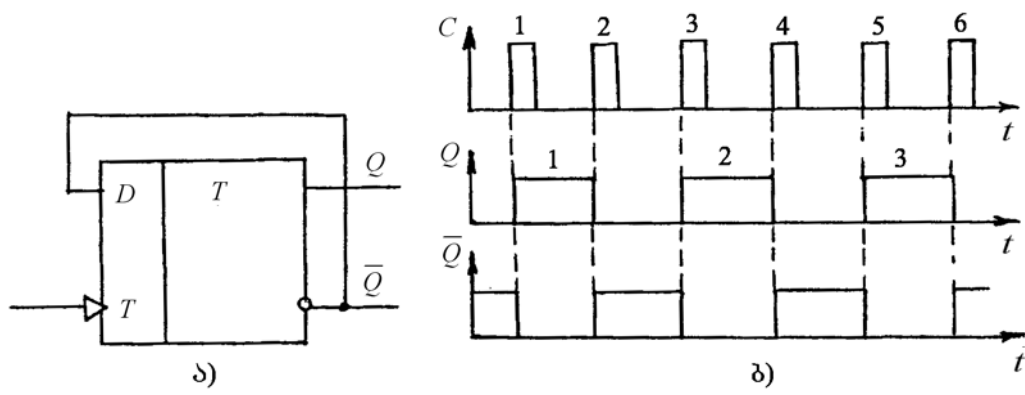
- ა - ტრიგერის სქემა; ბ - ტრიგერის პირობითი აღნიშვნა;
- გ - შესავალი და გამოსავალი სიგნალების დიაგრამები

განტოლებიდან ჩანს რომ  $D$ -ტრიგერის მდგომარეობა ემთხვევა საინფორმაციო შესავალზე მოქმედი სიგნალის კოდს (ლოგიკური 1 ან ლოგიკური 0).  $D$ -შესავალზე მოქმედი სიგნალი ტრიგერის მდგომარეობას ცვლის იმ შემთხვევაში, თუ  $C$ -შესავალზე ამ დროს 1-ის შესაბამისი სიგნალი მოქმედებს. როგორც შესავალი და გამოსავალი სიგნალების დიაგრამიდან (სურ.4.16, გ) ჩანს, როდესაც  $D=1$  და  $C$ -შესავალზე მიეწოდება სინქრონიზაციის სიგნალი ( $C=1$ ), მაშინ  $D_1$  ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე აღმოჩნდება ლოგიკური 0-ის შესაბამისი პოტენციალი, ხოლო  $D_2$  ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე – ლოგიკური 1-ის შესაბამისი პოტენციალი. სიგნალთა კომბინაცია –  $\bar{S}=0$ ,  $\bar{R}=1$  მეხსიერების უჯრედს (ბისტაბილურ უჯრედს) გადართავს  $Q=1$  მდგომარეობაში. როდესაც  $D=0$  და  $C=1$ , მაშინ  $D_1$  ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე აღმოჩნდება ლოგიკური 1-ის შესაბამისი პოტენციალი, ხოლო  $D_2$  ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე – ლოგიკური 0-ის შესაბამისი პოტენციალი. სიგნალთა კომბინაცია –  $\bar{S}=1$ ,  $\bar{R}=0$  მეხსიერების უჯრედს გადართავს  $Q=0$  მდგომარეობაში. მაშასადამე, ტრიგერის მეხსიერების უჯრედში ჩაიწერება ის ინფორმაცია, რომელიც არსებობდა  $D$ -შესავალზე სინქრონიზაციის იმპულსის  $C$ -შესავალზე მიწოდების მომენტში.  $D$ -ტრიგერის მუშაობის თავისებურებაა ის, რომ  $D$ -შესავალზე ლოგიკური 1-ის შესაბამისი პოტენციალის მიწოდების შეწყვეტისას,  $Q=1$  მდგომარეობა შენარჩუნდება  $C$ -შესავალზე სინქრონიზაციის მორიგი სიგნალის ( $C=1$ ) მიწოდებამდე, ე.ი. ადგილი აქვს ტრიგერის გამოსავალზე ინფორმაციის დაყოვნებას (შენახვას) სინქრონიზაციის სიგნალის ერთი პერიოდის განმავლობაში. ამის გამო,  $D$ -ტრიგერს დაყოვნების ტრიგერსაც უწოდებენ.

პრაქტიკაში გამოიყენება სხვა სქემური შესრულების  $D$ -ტრიგერებიც.

**T-ტრიგერი.** ეს არის ლოგიკური მოწყობილობა, რომელსაც გააჩნია ორი მდგრადი მდგომარეობა და ერთი მმართველი  $T$ -შესავალი. ტრიგერის მდგომარეობა იცვლება (გადაირთვება  $Q=1$  მდგომარეობიდან  $Q=0$  მდგომარეობაში ან პირიქით -  $Q=0$  მდგომარეობიდან  $Q=1$  მდგომარეობაში)  $T$ -შესავალზე ყოველი ახალი სიგნალის (ლოგიკური 1) მოქმედების დროს.  $T$ -ტრიგერს მთვლელ ტრიგერსაც უწოდებენ. ასეთი სახელწოდება იმითაა განპირობებული, რომ მმართველ შესავალზე  $n$  რაოდენობის სიგნლის (ლოგიკური 1) მიწოდებისას, ტრიგერის გამოსავალზე მიიღება  $n/2$  რაოდენობის  $Q=1$  მდგომარეობა, ე.ი. შეუძლია შესავალზე მოქმედი იმპულსური სიგნალის რაოდენობის დათვლა.

მთვლელი ტრიგერის სქემა აიწყობა სინქრონიზებულ  $RS$ - და  $D$ - სქემებში სათანადო უკუკავშირების განხორციელების გზით. 4.17 სურათზე ნაჩვენებია იმპულსის ფრონტით ტაქტირებული  $D$ -ტრიგერის ბაზაზე აწყობილი მთვლელი ტრიგერის მარტივი სქემა.



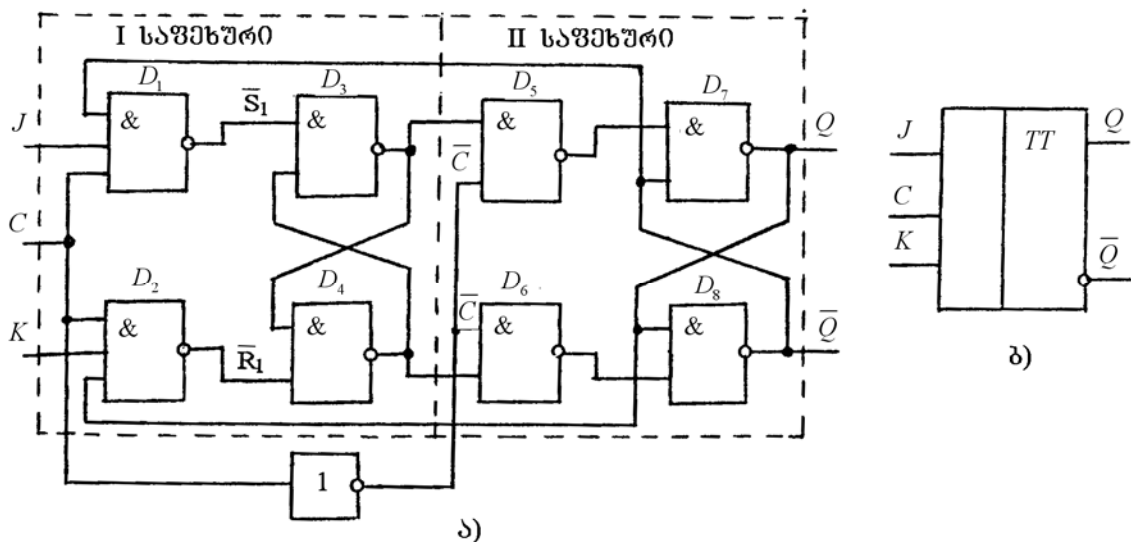
**სურ. 4.17 მთვლელი (T) ტრიგერი:**  
 ა - მთვლელი ტრიგერის სქემა; ბ - გადართვის დიაგრამა

განვიხილოთ მთვლელი ტრიგერის მუშაობის პრინციპი. ტრიგერის სქემაში გამოყენებული  $D$ -ტრიგერის ინვერსული გამოსავალი ( $\bar{Q}$ ) შეერთებულია მის  $D$ -შესავალთან, ხოლო საინფორმაციო (მმართველი) სიგნალი მიეწოდება  $T$ -შესავალს. დავუშვათ, რომ საწყის მომენტში  $D$ -ტრიგერი არის  $Q=0$  მდგომარეობაში. მაშინ, ინვერსულ გამოსავალთან ( $\bar{Q}=1$ ) მიერთებულ  $D$ -შესავალზე აღმოჩნდება ლოგიკური 1-ის შესაბამისი პოტენციალი. ამიტომ,  $T$ -შესავალზე პირველი საინფორმაციო სიგნალის (ლოგიკური 1) მისვლისთანავე ტრიგერი გადაირთვება  $Q=1$  მდგომარეობაში. გადართვის შემდეგ  $\bar{Q}=0$  და  $D$ -შესავალზე იარსებებს ლოგიკური 0-ის შესაბამისი პოტენციალი. ამრიგად, პირველი მმართველი სიგნალის შემოქმედების შემდეგ მთვლელი ტრიგერი აღმოჩნდება  $Q=1$  მდგომარეობაში.  $D$ -შესავალზე კი აღმოჩნდება ლოგიკური 0. ამიტომ  $T$ -შესავალზე მისული მეორე სიგნალი  $D$ -ტრიგერს გადართავს  $Q=0$  მდგომარეობაში, რის შედეგადაც  $D$ -შესავალზე კვლავ აღმოჩნდება ლოგიკური 1-ის შესაბამისი პოტენციალი და ა.შ. (სურ. 4.17, ბ).

მაშასადამე, მთვლელი ტრიგერის მდგომარეობა იცვლება  $T$ -შესავალზე ყოველი ახალი საინფორმაციო სიგნალის მისვლის შემდეგ.  $T$ -შესავალზე ლოგიკური 1-ის შესაბამისი ყოველი ორი იმპულსის მიწოდების შედეგად ტრიგერის გამოსავალზე წარმოიქმნება  $Q=1$  მდგომარეობის შესაბამისი ერთი იმპულსი.

მთვლელი ტრიგერების დამზადება დამოუკიდებელი მიკროსქემის სახით არ ხდება. მთვლელი რეჟიმი მიიღება  $D$ -და  $JK$ -ტრიგერების მიკროსქემებში სათანადო გადართვების შესრულების გზით.

**$JK$ -ტრიგერი.** ამ ტიპის ტრიგერი უნივერსალურ ტრიგერს წარმოადგენს, რადგან მის სქემაში მარტივი გადართვების შესრულების შემდეგ შესაძლებელია  $RS$ - და  $T$ -ტრიგერების მიღება.  $JK$ -ტრიგერი, სინქრონიზებული  $RS$ -ტრიგერის მსგავსად, სამშესასვლელიანია. იგი ორსაფეხურიანი სტრუქტურის მქონე ლოგიკურ მოწყობილობას წარმოადგენს (სურ.4.18, ა).



სურ. 4.18 ორსაფეხურიანი  $JK$ -ტრიგერის სქემა (ა) და პირობითი აღნიშვნა (ბ)

$JK$ -ტრიგერის პირველი საფეხურის სინქრონულ  $RS$ -ტრიგერს წამყვანი (ძირითადი) ტრიგერი ეწოდება, ხოლო მეორე საფეხურის სინქრონულ  $RS$ -ტრიგერს - ამჟღადი ტრიგერი.

$JK$ -ტრიგერის მდგომარეობა განისაზღვრება მმართველ  $J$  (*Jump*-ნახტომი) და  $K$  (*Keep*-შენახვა) შესასვლელზე მისული სიგნალების კომბინაციის მიხედვით. ასეთ ტრიგერს, სინქრონული  $RS$ -ტრიგერისაგან განსხვავებით, აღარ გააჩნია  $J$ - და  $K$ - შესასვლელზე სიგნალთა აკრძალული კომბინაცია -  $J=1$  და  $K=1$ . აღნიშნული კომბინაციის დროს  $JK$ -ტრიგერის მდგომარეობა იცვლება საწინააღმდეგო მდგომარეობით  $C$ -შესავალზე ყოველი ახალი იმპულსის (ლოგიკური 1) მისვლის შემდეგ.

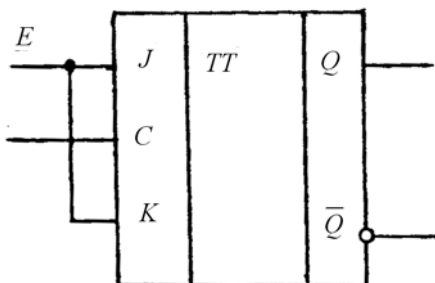
განვიხილოთ  $JK$ -ტრიგერის მუშაობა  $J$ - და  $K$ - შესავლელზე სიგნალთა სხვადასხვა კომბინაციის დროს. ვთქვათ, ტრიგერი თავდაპირველად იმყოფება  $Q=0$  ( $\bar{Q}=1$ ) მდგომარეობაში. წამყვანი  $RS$ -ტრიგერის შემადგენლობაში შემავალ სამშესავლელიან  $D_1$  **და-არა** ლოგიკური ელემენტის შესავლელზე იმოქმედებს  $J, C$  და  $\bar{Q}$ , ხოლო  $D_2$  **და-არა** ლოგიკური ელემენტის შესავლელზე -  $R, C$  და  $Q$  სიგნალები. ამიტომ, წამყვანი  $RS$ -ტრიგერის ბისტაბილური უჯრედის ( $D_3, D_4$  ლოგიკურ ელემენტებზე) შესავლელებს მიეწოდება:  $\bar{S}_1 = \overline{J \cdot C \cdot \bar{Q}}$  და  $\bar{R}_1 = \overline{K \cdot C \cdot Q}$  სიგნალები. თუ  $JK$ -ტრიგერის შესავლელებზე სიგნალთა  $J=1, K=0$  კომბინაციაა, მაშინ  $C$ -შესავლელზე პირველი მასინქრონებული სიგნალის ( $C=1$ ) მისვლის შემდეგ  $\bar{S}_1 = \overline{1 \cdot 1 \cdot 1} = 0$  და  $\bar{R}_1 = \overline{0 \cdot 1 \cdot 0} = 1$ . ამიტომ, წამყვანი ტრიგერის ბისტაბილური უჯრედი (ინვერსული მართვით) ჩადება  $Q_1=1$  მდგომარეობაში  $C$ -შესავალზე სიგნალის შეწყვეტის მომენტში ( $\bar{C}=1$ ), ამჟამად ტრიგერი გადაირთვება  $Q_2=Q=1$  მდგომარეობაში, ე. ი.  $J=1, K=0$  კომბინაციის დროს ადგილი ექნება  $JK$ -ტრიგერის  $Q=1$  ( $\bar{Q}=0$ ) მდგომარეობაში გადართვას.

როდესაც  $JK$ -ტრიგერის შესავლელებზე იმოქმედებს  $J=0, K=1$  კომბინაცია, მაშინ  $C$ -შესავალზე მასინქრონებული სიგნალის მისვლის შემდეგ  $\bar{S}_1 = \overline{0 \cdot 0 \cdot 1} = 1$  და  $\bar{R}_1 = \overline{1 \cdot 1 \cdot 1} = 0$ . ამიტომ,  $D_3, D_4$  ბისტაბილური უჯრედი გადაირთვება  $Q_1=0$  მდგომარეობაში, ხოლო  $C$ -შესავალზე სიგნალის შეწყვეტის მომენტში ( $\bar{C}=1$ ) ამჟამად ტრიგერიც აღმოჩნდება  $Q_2=0$  მდგომარეობაში. ამრიგად, სიგნალთა კომბინაცია  $J=0, K=1$  ახდენს  $JK$ -ტრიგერის  $Q=0$  მდგომარეობაში ჩაყენებას.

თუ  $J=K=1$  და  $C=1$ , მაშინ  $\bar{S}_1 = \overline{1 \cdot 1 \cdot \bar{Q}}$  და  $\bar{R}_1 = \overline{1 \cdot 1 \cdot Q}$ . ამიტომ, თუ ტრიგერი  $Q=0$  ( $\bar{Q}=1$ ) მდგომარეობაშია, მაშინ  $\bar{S}_1 = \overline{1 \cdot 1 \cdot 1} = 0$  და  $\bar{R}_1 = \overline{1 \cdot 1 \cdot 0} = 1$ , რაც გამოიწვევს ტრიგერის  $Q_1=1$  მდგომარეობაში გადართვას. მაგრამ, როდესაც ტრიგერი არის  $Q=1$

მდგომარეობაში და შესავლელებზე არის  $J=1, K=1, C=1$  კომბინაცია, მაშინ  $\bar{S}_1 = \overline{1 \cdot 1 \cdot 0} = 1$  და  $\bar{R}_1 = \overline{1 \cdot 1 \cdot 1} = 0$ . ამიტომ ტრიგერი გადაირთვება  $Q=0$  მდგომარეობაში.

ამრიგად,  $J=K=1$  კომბინაციის დროს  $JK$ -ტრიგერი იმუშავებს მთვლელი ტრიგერის რეჟიმში, ე.ი. შეიცვლის მდგომარეობას მასინქრონებულ შესავალზე ყოველი ახალი სიგნალის (ლოგიკური 1) მისვლისას.  $JK$ -ტრიგერის მთვლელი ტრიგერის რეჟიმში ჩასაყენებლად საკმარისია  $J$ - და  $K$ -შესავლელების გაერთიანება და მკვებავი ძაბვის წყაროსთან მიერთება (სურ. 4.19)



სურ. 4.19.  $JK$ -ტრიგერის

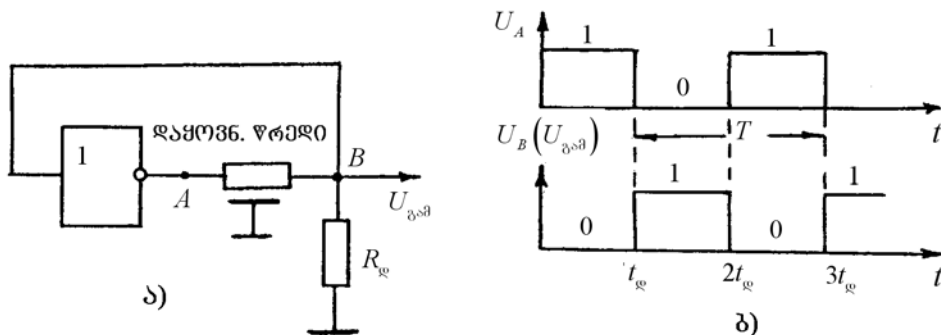
$T$ -ტრიგერად ჩართვა

#### 4.7.2. მულტივიბრატორები

ინფორმაციის გარდაქმნისა და დამუშავების ციფრულ მოწყობილობებში მართკუთხა ფორმის ავტორხევეების გენერატორად ციფრულ ინტეგრალურ მიკროსქემებზე აგებული მულტივიბრატორებია გამოყენებული.

უმარტივეს სქემაში მართკუთხა ფორმის ავტორხევეები მიიღება, თუ **არა** ლოგიკური ელემენტის (ინვერტორის) გამოსავალს დაყოვნების წრედის საშუალებით მივუერთებთ ინვერტორის შესავალს (სურ.4.20,ა).

ინვერტორის ელექტრული კვების წყაროსთან მიერთების შემდეგ, საწყის მომენტში მის გამოსავალზე წარმოიქმნება ლოგიკური 1-ის შესაბამისი მაღალი პოტენციალი ( $U_A$ ). ეს პოტენციალი  $t_{\phi}$  დაყოვნებით მიეწოდება როგორც  $R_{\phi}$  დატვირთვის რეზისტორს ( $B$  წერტილი), ისე ინვერტორის შესავალს. ინვერტორი სწრაფად გადაირთვება ლოგიკური 0-ის შესაბამის მდგომარეობაში, ხოლო  $B$ -წერტილს შეუნარჩუნდება ლოგიკური 1-ის შესაბამისი მაღალი პოტენციალი  $t_{\phi}$  დაყოვნების დროის განმავლობაში ( $t = 2t_{\phi}$  მომენტამდე). ამის შემდეგ  $B$  წერტილს აღმოაჩნდება ლოგიკური 0-ის შესაბამისი პოტენციალი და ინვერტორი გადაირთვება ლოგიკური 1-ის შესაბამის მდგომარეობაში და ა.შ. სქემის გამოსავალზე ჩამოყალიბდება  $T = 2t_{\phi}$  განმეორებადობის პერიოდის მქონე მართკუთხა ფორმის იმპულსთა მიმდევრობა (სურ. 4.20, ბ).



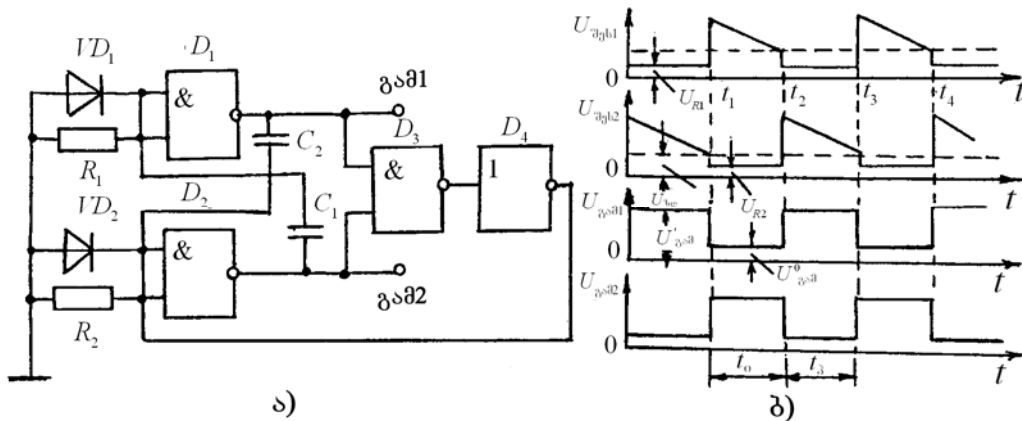
სურ.4.20. მართკუთხა ფორმის ავტორხევის გენერატორის მარტივი სქემა (ა),  
დროითი დიაგრამა(ბ)

ავტორხევით რეჟიმში მომუშავე მულტივიბრატორის სქემაში გამოყენებულია ჯვარედინი უკუკავშირებით აღჭურვილი ორი ინვერტორი. დაყოვნების წრედის ფუნქციას აქ ასრულებს უკუკავშირის წრედში ჩართული კონდენსატორი (სურ. 4.21.ა).

ერთი ინვერტორის გამოსავალთან მიერთებული კონდენსატორი იმუხტება მეორე ინვერტორის შესავალი წრედის მიმდევრობით ჩართული რეზისტორის გავლით. კონდენსატორის დამუხტვის პროცესში ამ რეზისტორზე მიღებული ძაბვის ვარდნა მიეწოდება აღნიშნული ინვერტორის შესავალს ( $U_{\phi}$  ძაბვა) და, აქედან გამომდინარე, განპირობებს პოტენციალის სიდი-

დეს ინვერტორის გამოსავალზე (ლოგიკური 0 ან ლოგიკური 1). კერძოდ, როდესაც რომელიმე ინვერტორი ( $D_1$  ან  $D_2$ ) გადაირთვება ლოგიკური 1-ის შესაბამის მდგომარეობაში, მაშინ მის გამოსავალთან დაკავშირებული კონდენსატორი იწვევს დამუხტვას მეორე ინვერტორის შესავალ წრედში ჩართული რეზისტორის გავლით. კონდენსატორის დამუხტვის საწყის ეტაპზე რეზისტორში გაივლის მაქსიმალური სიდიდის დენი და მასზე მიღებული ძაბვის ვარდნა ( $U_{\mathcal{R}}$ ) ამ ინვერტორს გადართავს ლოგიკური 0-ის შესაბამის მდგომარეობაში.

4.21,ბ სურათზე ნაჩვენებია მულტივიბრატორის მუშაობის ამსახველი დროითი დიაგრამა.  $t=0$  მომენტში  $D_1$  ინვერტორის გამოსავალთან მიერთებულ  $C_2$  კონდენსატორზე მოქმედებს ლოგიკური 1-ის შესაბამისი მაღალი პოტენციალი და  $C_2$  იწვევს დამუხტვას  $R_2$  რეზისტორის გავლით.  $t=0$  მომენტში  $U_{\mathcal{R}2}$  მაქსიმალური სიდიდისაა (ლოგიკური 1-ის შესაბამისი), რის გამოც  $D_2$  ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე აღმოჩნდება ლოგიკური 0-ის შესაბამისი პოტენციალი.



სურ. 4.21. მულტივიბრატორის სქემა (ა) და დროითი დიაგრამები (ბ)

$C_2$  კონდენსატორის დამუხტვის პროცესში მისი დენი მცირდება  $\tau_2 = R_2 C_2$  დროის მუდმივას შესაბამისი სიჩქარით და ამის გამო ასეთივე სიჩქარით მცირდება  $D_2$ -ის შესავალზე მოქმედი ძაბვის ( $U_{\mathcal{R}2}$ ) სიდიდეც.  $t=t_1$  მომენტში  $U_{\mathcal{R}2}$  ძაბვა გაუტოლდება  $D_2$  ლოგიკური ელემენტის (ინვერტორის) ამოქმედების (გადართვის) ძაბვის ზღურბლურ მნიშვნელობას ( $U_{\mathcal{R}2}$ ), რაც გამოიწვევს მის გადართვას ლოგიკური 1-ის შესაბამის მდგომარეობაში (ამ ლოგიკური ელემენტის შესავალზე იმოქმედებს ლოგიკური 0-ის შესაბამისი პოტენციალი).  $t_1$  მომენტიდან დაწყებული ადგილი ექნება  $C_1$  კონდენსატორის დამუხტვას  $R_1$  რეზისტორის გავლით.  $U_{\mathcal{R}1}$  ძაბვის საწყისი ნახტომი მოახდენს  $D_1$  ინვერტორის ლოგიკური 0-ის შესაბამის მდგომარეობაში გადართვას და დარჩება ამ მდგომარეობაში მანამდე ( $t=t_2$ ), ვიდრე  $\tau_1 = R_1 C_1$  დროს შესაბამისი სიჩქარით კლებადი  $U_{\mathcal{R}1}$  ძაბვა არ გაუტოლდება  $D_1$  ლოგიკური ელემენტის ლოგიკური 1-ის შესაბამის მდგომარეობაში გადართვის ძაბვას ( $U_{\mathcal{R}1}$ ).  $t=t_3$  მომენტში მოხდება  $D_1$  და  $D_2$  ლოგიკური

ელემენტების ახალი გადართვები და ა.შ. მულტივიზრატორის გამოსავალზე ჩამოყალიბდება მართკუთხა ფორმის იმპულსთა მიმდევრობა ( $U_{გაბ.1}, U_{გაბ.2}$ ).

მულტივიზრატორის გამოსავალზე მიღებული იმპულსის ხანგრძლივობა

$$t_o \approx R_1 C_1 \ln \frac{U'_{გაბ} - U_{გაბ}^0 + U_{R1}}{U_{ზღ}} \quad (4.10)$$

იმპულსთა შორის პაუზის ხანგრძლივობა

$$t_3 \approx R_2 C_2 \ln \frac{U'_{გაბ} - U_{გაბ}^0 + U_{R1}}{U_{ზღ}}, \quad (4.11)$$

სადაც  $U_{R1}, U_{R2}$  - ძაბვის ვარდნებია  $R_1$  და  $R_2$  რეზისტორებზე;

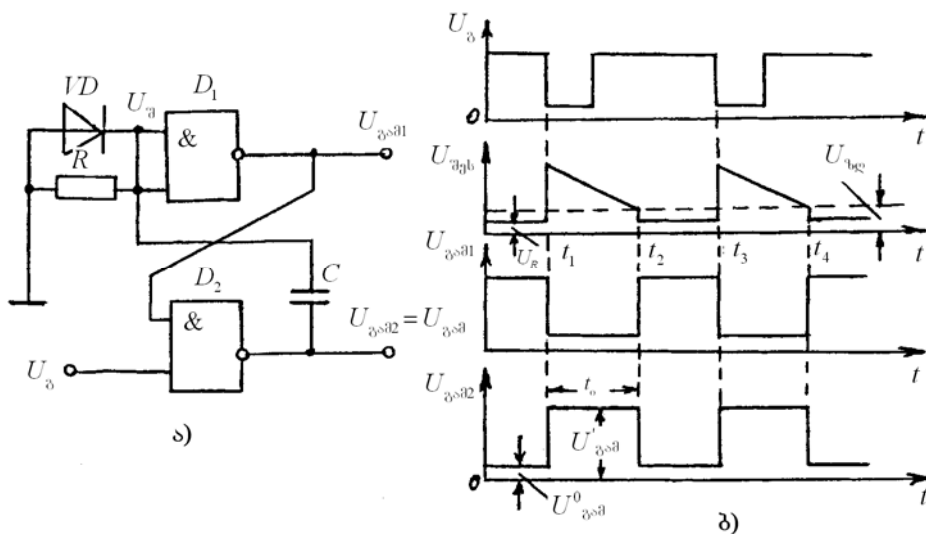
$$U_{R1} = I_{გ}^0 \cdot R_1, \quad U_{R2} = I_{გ}^0 \cdot R_2;$$

$I_{გ}^0$  - შესავლის დენია ძაბვის დაბალი დონის დროს (ლოგიკური 0-ის დროს).

მულტივიზრატორის გამოსავალი იმპულსური ძაბვის განმეორებადობის პერიოდი

$$T = t_o + t_3 = \frac{1}{f} = (C_1 R_1 + C_2 R_2) \left[ \ln \frac{U'_{გაბ} - U_{გაბ}^0 + U_{R1}}{U_{ზღ}} + \ln \frac{U'_{გაბ} - U_{გაბ}^0 + U_{R2}}{U_{ზღ}} \right]. \quad (4.12)$$

4.22 სურათზე წარმოდგენილია ლოგიკურ ელემენტებზე აგებული მომლოდინე რეჟიმში მომუშავე მულტივიზრატორის სქემა და მისი მუშაობის ამსახველი დროთი დიაგრამა.



სურ. 4.22. მომლოდინე რეჟიმში მომუშავე მულტივიზრატორის სქემა (ა) და დროთი დიაგრამა (ბ)

სქემაში გამოყენებულია ორი **და-არა** ლოგიკური ელემენტი ( $D_1, D_2$ ).  $D_1$  ელემენტის შესასვლელები გაერთიანებულია და მუშაობს ინვერტორად.  $D_2$  ლოგიკური ელემენტის ერთი შესავალი მიერთებულია  $D_1$  ლოგიკური ელემენტის გამოსავალთან, ხოლო მეორე შესავალზე მოქმედებს სქემის გამშვები  $U_{გ}$  იმპულსური სიგნალი.

სქემას გააჩნია ერთი მდგრადი მდგომარეობა და ერთი ც-კვაზიმდგრადი მდგომარეობა. სქემა მდგრად მდგომარეობაში რჩება რაგინდ დიდი დროის განმავლობაში, ვიდრე  $D_2$  **ღა-არა** ლოგიკური ელემენტის შესავალზე არ იმოქმედებს 0-ის შესაბამისი სიგნალი. კვაზიმდგრად მდგომარეობაში ყოფნის ხანგრძლივობა კი  $\tau = RC$  დროის მუდმივაზეა დამოკიდებული.

საწყისი ( $t = t_0$ ) მდგომარეობის დროს  $D_1$  ლოგიკური ელემენტის შესავალზე მოქმედებს  $U_{\theta} = U_R = I_{\theta}^0 R$  ძაბვა, რომელიც ნულთანაა ახლოს. ამის გამო,  $D_1$  ინვერტორის გამოსავალზე იქნება ლოგიკური 1-ის შესაბამისი მაღალი პოტენციალი. ასეთივე პოტენციალი იქნება მასთან შეერთებული  $D_2$  ლოგიკური ელემენტის შესავალზე. იმის გამო, რომ ამავე ლოგიკური ელემენტის მეორე შესავალზე ლოგიკური 1-ის შესაბამისი მაღალი პოტენციალი მოქმედებს, მის გამოსავალზე აღმოჩნდება ლოგიკური 0-ის შესაბამისი პოტენციალი. ამრიგად, მდგრადი მდგომარეობის დროს სქემის გამოსავალზე არსებობს ლოგიკური 0-ის შესაბამისი დაბალი პოტენციალი.

$t = t_1$  მომენტში  $D_2$  **ღა-არა** ლოგიკური ელემენტის თავისუფალ შესავალზე იმოქმედებს გამშვები იმპულსი (ლოგიკური 0), რის გამოც ამ ლოგიკური ელემენტის გამოსავალზე აღმოჩნდება ლოგიკური 1-ის შესაბამისი მაღალი პოტენციალი, ე.ი. სქემა გადაირთვება ახალ მდგომარეობაში (კვაზიმდგრადი მდგომარეობა). ამ მდგომარეობაში სქემა რჩება მხოლოდ განსაზღვრული დროის მანძილზე.  $D_2$  ლოგიკური ელემენტის ლოგიკურ 1-მდგომარეობაში გადართვის გამო დაიწყება  $C$  კონდენსატორის დამუხტვის პროცესი  $R$  რეზისტორის გავლით და დამუხტვის დენით განპირობებული ძაბვა ( $U_{\theta}$ ) ინვერტორს ( $D_1$ ) გადართვას ლოგიკურ 0 მდგომარეობაში. კონდენსატორის დამუხტვის პროცესში რეზისტორში გამავალი დენი და, მაშასადამე, ძაბვა იწყებს  $\tau = RC$  დროის შესაბამისი სისწრაფით შემცირებას.  $t = t_2$  მომენტში კი  $U_{\theta}$  ძაბვა გაუტოლდება  $D_1$  ლოგიკური ელემენტის ამოქმედების ძაბვის ზღურბლურ მნიშვნელობას, რის გამოც იგი გადაირთვება ლოგიკური 1-ის შესაბამის მდგომარეობაში. მაშინ,  $D_2$  **ღა-არა** ლოგიკური ელემენტის ორივე შესავალზე აღმოჩნდება ლოგიკური 1 შესაბამისი მაღალი პოტენციალი და იგი გადაირთვება ლოგიკურ 0 მდგომარეობაში. ამით სქემა ბრუნდება საწყის მდგრად მდგომარეობაში. ამის შემდეგ, სქემა მდგომარეობის შესაცვლელად (კვაზიმდგრად მდგომარეობაში გადასასვლელად), ელოდება ახალი გამშვები იმპულსის (ლოგიკური 0) მისვლას. ამიტომ ამ სახის სქემას მომლოდინე რეჟიმში მომუშავე მულტივიბრატორს უწოდებენ. ეს მულტივიბრატორი ყოველი გამშვები იმპულსის საპასუხოდ ერთ მართკუთხა ფორმის იმპულსს ( $U'_{\theta}$ ) გამოიმუშავებს. ამის გამო მას ერთვიბრატორსაც უწოდებენ.

ერთვიბრატორის მიერ გამოიმუშავებული იმპულსის ხანგრძლივობა განისაზღვრება შემდეგი გამოსახულებით

$$t_o \approx RC \ln \frac{U'_{\theta} - U_{\theta}^0 + U_R}{U_{\theta}}. \quad (4.13)$$

## გამოყენებული ლიტერატურა

1. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника, М: Высшая школа, 1991.
2. Степаненко И.П Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М: Энергия, 1967.
3. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники. М: Сов. радио, 1980.
4. Токхеим Р. Основы цифровой техники «Перевод с англ. под. ред. Е.К. Масловского М: «мир», 1988.

## შინაარსი

შესავალი .....	3
1. ნახევარგამტარული ხელსაწყოების მუშაობის ფიზიკური საფუძვლები .....	4
1.1. საკუთრივ ნახევარგამტარი და მისი ელექტროგამტარობა .....	4
1.2. მინარევიანი ნახევარგამტარები. ნახევარგამტართა ტიპები.....	6
1.3. ელექტრონულ-ხვრელური ( $p-n$ ) გადასასვლელი .....	8
1.4. $p-n$ გადასასვლელის სახეები და ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი .....	11
1.5. $p-n$ გადასასვლელის ტევადობა .....	13
1.6. ველის ეფექტი.....	14
1.7. ელექტრული გადასასვლელი ლითონისა და ნახევარგამტარის კონტაქტის დროს.....	15
2. ნახევარგამტარული ხელსაწყოები .....	17
2.1. ნახევარგამტარული დიოდები.....	17
2.1.1. გამმართველი დიოდები .....	18
2.1.2. მასტაბილიზებული დიოდები .....	19
2.1.3. მაღალსიხშირული დიოდები .....	20
2.1.4. იმპულსური დიოდები.....	20
2.1.5. გვირაბული დიოდები.....	20
2.1.6. ფოტოდიოდები.....	21
2.1.7. შუქდიოდები.....	22
2.1.8. ვარიკაპი.....	23
2.1.9. შოტკის დიოდი.....	23
2.1.10. მრავალშრიანი ნახევარგამტარული სტრუქტურები.....	23
2.1.11. ფოტოტირისტორი.....	27
2.2. ნახევარგამტარული დიოდებისა და ტრანზისტორების გამოყენება .....	28
2.2.1. ერთფაზა გამმართველები დიოდების გამოყენებით.....	28
2.2.2. ერთფაზა რეგულირებადი გამმართველი ტირისტორის გამოყენებით .....	32
2.2.3. ცვლადი ძაბვის რეგულატორი სიმისტორის გამოყენებით.....	33

2.2.4. გამმართველის ძაბვის მაგლუკეხელი ფილტრები.....	34
2.2.5. გამართული ძაბვის პარამეტრული სტაბილიზატორი .....	36
2.3. ტრანზისტორები.....	37
2.3.1. ზოგადი ცნობები .....	37
2.3.2. ბიპოლარული ტრანზისტორის სტრუქტურა და მოქმედების პრინციპი .....	38
2.3.3. ბიპოლარული ტრანზისტორის მუშაობის გაჯერების და მოკვეთის რეჟიმები .....	42
2.3.4. ბიპოლარული ტრანზისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლები საერთო ემიტერით ჩართვის დროს .....	43
2.3.5. უნიპოლარული (ველით მართული) ტრანზიტორები .....	44
2.3.5.1. უნიპოლარული (ველით მართული) ტრანზიტორების მუშაობის ზოგადი საკითხები.....	44
2.3.5.2. ველით მართული ტრანზიტორის ჩართვის სქემები .....	47
2.3.5.3. ველით მართული ტრანზიტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლები .....	48
2.3.5.4. ველით მართული ტრანზიტორები პარამეტრები .....	51
2.3.6. ფოტოტრანზისტორი.....	51
2.4. ინტეგრალური შესრულების ნახევარგამტარული ხელსაწყოები (ინტეგრალური მიკროსქემები).....	52
2.5. ოპტოელექტრონული წყვილი (ოპტრონი) .....	54
3. ტრანზისტორებისა და ინტეგრალური სქემების გამოყენება .....	56
3.1. ელექტრონული მაძლიერებლები .....	56
3.1.1. მაძლიერებლის მუშაობის ზოგადი საკითხები.....	56
3.1.2. საბაზო მაძლიერებელი კასკადები.....	59
3.1.3. დიფერენციალური მაძლიერებელი კასკადი და მისი ელემენტები .....	61
3.1.4. გამოსასვლელი მაძლიერებელი კასკადი .....	64
3.1.5 ოპერაციული მძლიერებელი (ომ) .....	66
3.1.5.1. ზოგადი ცნობები .....	66
3.1.5.2. ოპერაციული მაძლიერებლის მახასიათებელი და პარამეტრები.....	67
3.1.5.3. სამაშტაბო ოპერაციული მაძლიერებელი .....	68
3.1.5.4. ოპერაციული სქემები .....	71
3.1.5.5. ძაბვის ანალოგიური კომპარატორი .....	73

3.1.6. ძაბვის კომპენსაციური სტაბილიზატორი .....	75
3.2 ელექტორული გენერატორები .....	78
3.2.1. ზოგადი ცნობები .....	78
3.2.2 LC – ავტოგენერატორის მოქმედების პრინციპი.....	78
3.2.3. ჰარმონიული რხევის ავტოგენერატორების სქემები.....	81
3.2.4. მართკუთხა ფორმის რხევების ავტოგენერატორი (მულტივიბრატორი).....	84
3.2.5. წრფივად ცვლადი ძაბვის გენერატორი.....	86
4. ციფრული ელექტრონიკის შესავალი.....	89
4.1. ძირითადი ცნობები და განმარტებები.....	89
4.2. ორობითი სიგნალების ლოგიკური გარდაქმნები. ლოგიკური ელემენტები.....	90
4.3. ბულის ალგებრის აქსიომები და კანონები .....	92
4.4. კომბინაციური ლოგიკური ელემენტები .....	93
4.5. ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემების საბაზო ელემენტები .....	95
4.6. ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემების პარამეტრები .....	99
4.7. ციფრული ელექტრონიკის ფუნქციური კვანძები .....	100
4.7.1 ტრიგერები.....	100
4.7.1.1 ზოგადი ცნობები .....	100
4.7.1.2. ტრიგერთა სქემები და მოქმედების პრინციპი .....	102
4.7.2. მულტივიბრატორები.....	110
გამოყენებული ლიტერატურა .....	114