

ბ.დგებუაძე

ძალური ელექტრონიკის ელემენტური ბაზა

თბილისი 2016

განხილულია თანამედროვე ძალური ნახევარგამტარული გასადებების საბაზისო სტრუქტურები, მათი მახასიათებლები და პარამეტრები, მართვის მეთოდები. ყურადღება გამახვილებულია ძალური გასადებების მუშაობის რეჟიმებზე, ელექტრული ენერგიის გარდამქმნელებში მათი გამოყენების თავისებურებებზე. გაანალიზებულია ძალურ ელექტრონიკაში გამოყენებული ტრანსფორმატორების, რეაქტორებისა და კონდენსატორების მუშაობის საკითხები.

განკუთვნილია ენერგეტიკისა და ელექტროინჟინერიის სპეციალობის ბაკალავრიატისა და მაგისტრატურის სტუდენტებისათვის.

1. შესავალი

1.1. ზოგადი ცნობები

ტექნიკის თანამედროვე დარგების აბსოლუტური უმრავლესობის პროგრესი მჭიდრო კავშირშია ძალური ანუ ენერგეტიკული ელექტრონიკის მიღწევებთან, რაც ელექტრული ენერგიის ეფექტურ გარდამქმნელებსა და რეგულატორებზე სულ უფრო მზარდი მოთხოვნითაა განპირობებული.

ელექტრული ენერგიის გარდამქმნელებისა და რეგულატორების ძალური სქემების თვისებები, მახასიათებლები და პარამეტრები, პირველ რიგში, გამოყენებულ ნახევარგამტარული ხელსაწყოების ტექნიკურ მახასიათებლებზეა დამოკიდებული. ძალურ ელექტრონულ მოწყობილობებში გამოყენებული ნახევარგამტარული გადამრთველების (ელექტრონული გასაღებების) მაღალი ხარისხი წარმოადგენს ამ მოწყობილობების სრულყოფილობის საფუძველს.

ძალური ელექტრონიკის განვითარებაში ახალი ერა 1958 წლიდან იწყება, როდესაც ათვისებული იქნა ტირისტორების წარმოება. განსაკუთრებულად სწრაფი ტემპით წინსვლა კი ძალურმა ელექტრონიკამ გასული საუკუნის 80-ან წლებიდან დაიწყო, რაც ძალური სრულად მართვადი ნახევარგამტარული ხელსაწყოების (გასაღებების) მახასიათებლებისა და პარამეტრების სრულყოფის გზაზე მიღწეულმა წარმატებებმა განაპირობა. დაინერგა ძალური ნახევარგამტარული გასაღებების დამზადების ახალი ტექნოლოგია. კერძოდ, შემცირებული იქნა ამ ხელსაწყოებში დენგამტარი არხის სიგრძე ძირითადი ელექტროდების (ანოდი და კათოდი, ემიტერი და კოლექტორი, სათავე და ჩასადინარი) ფუძე ნახევარგამტარული კრისტალის ერთ ზედაპირზე ჰორიზონტალური (პლანარული) განლაგების ნაცვლად, ურთიერთ მოპირდაპირე ზედაპირზე ვერტიკალური განლაგების შედეგად. ძალური გასაღებების სითბური თვისებების გაუმჯობესების მიზნით დენგამტარი არხი დანაწევრდა დიდი რაოდენობის პარალელურად მომუშავე დენგამტარი არხების სახით. ძალური ნახევარგამტარული გასაღებების ამ ახალ ტექნოლოგიას საფუძველად დაედო ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემების დამზადების ტექნოლოგიური მიღწევები, რის საფუძველზეც შესაძლებელი გახდა მრავალუჯრედიანი სტრუქტურის მქონე მართვადი ძალური ნახევარგამტარული გასაღებების ბიპოლარული ტრანზისტორების (BJT), p-n გადასასვლელიანი და იზოლირებული მართვის ელექტროდიანი ველით მართვადი ტრანზისტორების

(FET, MOSFET), იზოლირებული ბაზიანი ბიპოლარული ტრანზისტორების **(IGBT)**, სრულად მართვადი (გამორთვადი) ტირისტორების **(GTO)**, ველით მართვადი გამორთვადი ტირისტორებისა **(FCT, MCT)** და სხვ. შექმნა.

მრავალუჯრედიანი სტრუქტურის ნახევარგამტარული გასაღებების მოქმედების პრინციპი და ფიზიკური მახასიათებლები განისაზღვრება სტრუქტურაში შემავალი იდენტური თვისების მქონე ცალკეული ელემენტარული საბაზო უჯრედის (რომელთა საერთო რაოდენობა რამდენიმე ათასამდეა.) მოქმედების პრინციპითა და ფიზიკური თვისებებით. რაც უფრო რთულია ამ ელემენტარული უჯრედის სტრუქტურა, მით უფრო მაღალია ასეთი უჯრედების შემცველი ძალური გასაღების ტექნიკური მაჩვენებლები.

ახალი მეთოდით დამზადებული ძალური სრულად მართვადი გადამრთველების (გასაღებების) გამოყენები შედეგად მნიშვნელოვნად გაიზარდა ელექტრული ენერგიის გარდამქმნელი მოწყობილობების სიმძლავრე და ფუნქციური შესაძლებლობები, გაფართოვდა გარდამქმნელების გამოყენების სფერო, შეიცვალა გარდამქმნელიანი სისტემის თვისებები, გამოსწორდა გარდამქმნელების ბევრი ნაკლოვანი თვისება.

ბოლო ოცწლეულში 600 ვ-დან 1700 ვ-მდე ძაბვის ფარგლებში საუკეთესო გადამრთველ ელემენტად (გასაღებად) უნდა ჩაითვალოს **IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)** – იზოლირებული მართვის ელექტროდიანი ბიპოლარული ტრანზისტორი) მოდულები. ბოლო დროს **IGBT** გასაღებები კონკურენციას უწევს სხვადასხვა მოდიფიკაციის ტირისტორულ გასაღებებს მაღალი ძაბვების დიაპაზონშიც. ყველაზე დიდი სიმძლავრის თანამედროვე **IGBT** მოდულებად შეიძლება ჩაითვალოს: **EUPEC** ფირმის **EZ600R65KF1B** ტიპის მოდული (გაანგარიშებულია 600 ა დენზე და 6500ვ ძაბვაზე), იგივე ფირმის **FZ3600R17KE3** ტიპის მოდული (გაანგარიშებულია 3600 ა დენზე და 1700 ვ ძაბვაზე), **Mitsubishi** ფირმის **SM900 HB - 90H** ტიპის მოდული (გაანგარიშებულია 900 ა დენზე და 4500 ვ ძაბვაზე).

ტრანზისტორული მოდულებისთვის დამახასიათებელი კომპუტაციური დანაკარგების სიმცირე და გადართვებისთვის საჭირო დროის მცირე ინტერვალი, შესაძლებელს ხდის გარდამქმნელმა მოწყობილობებმა ნორმალურად იფუნქციონიროს კომპუტაციის შედარებით მაღალი სიხშირეების დროს. **SCHNITZER ELECTRIC** და **SIEMENS** ფირმების მიერ წარმოებული სიხშირის თანამედროვე ტრანზისტორულ გარდამქმნელებში დასაშვებია განედურ-

იმპულსური მოდულაციის სიხშირის აწეობა 0,5...16 კჰც ფარგლებში. თუმცა, გარდამქმნელებში ენერგიის დანაკარგის განსაზღვრულ ფარგლებში მომატების დაშვების პირობებში, შესაძლებელია **IGBT** მოდულებზე აწეობილი გარდამქმნელების განედურ-იმპულსური მოდულაციის სიხშირის გაზრდა. ტრანზისტორების გადართვის სიხშირის გაზრდისას ადვილდება გარდამქმნელების შესავალ და გამოსავალ წრედებში დენებისა და ძაბვების ფილტრაცია, უკეთაა უზრუნველყოფილი გარდამქმნელების ელექტრომაგნიტური თავსებადობა მკვებავ ქსელთან და დატვირთვასთან.

12. ძალური ნახევარგამტარული ხელსაწყოების კლასიფიკაცია და გამოყენების არეალი

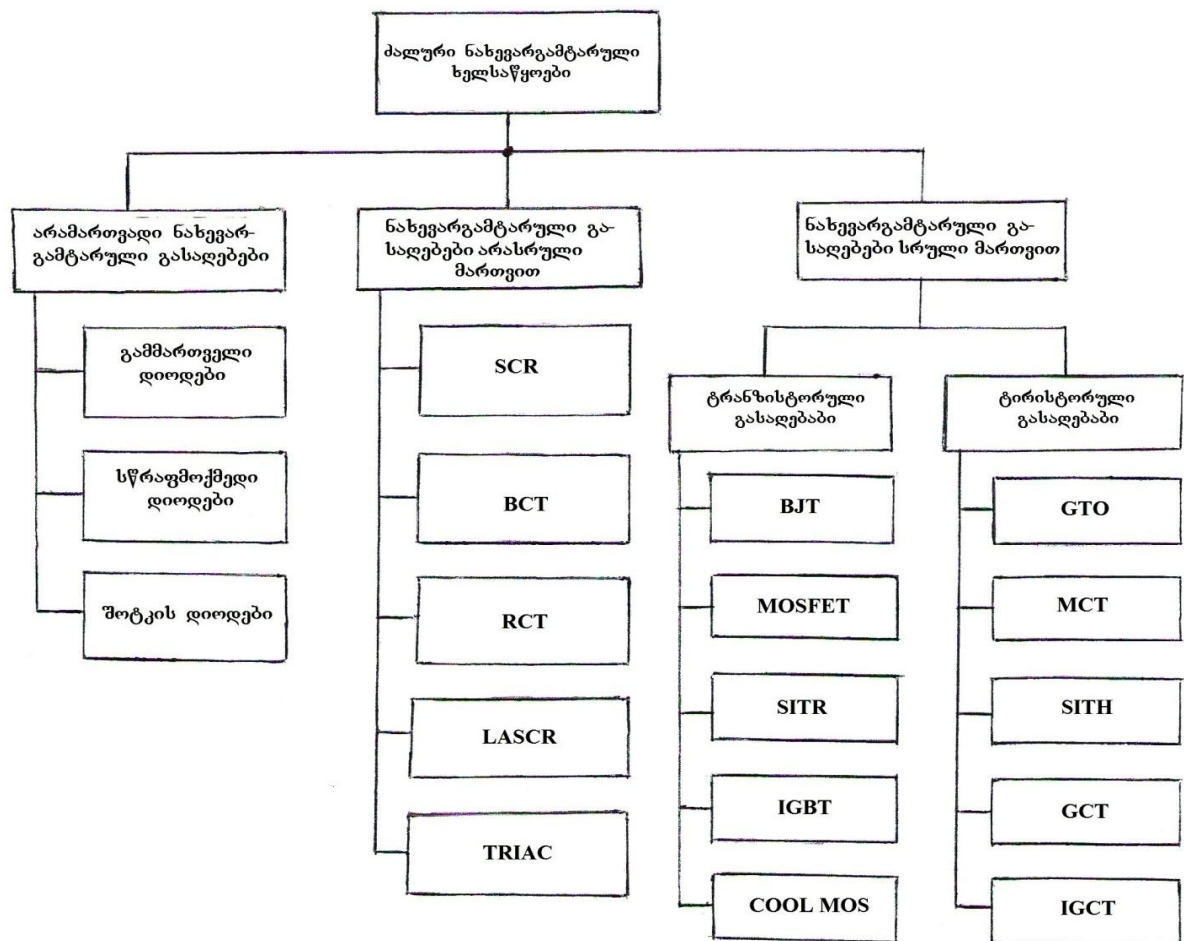
ძალური ნახევარგამტარული ხელსაწყოების კლასიფიკაცია შეიძლება მოვახდინოთ მათ დასამზადებლად გამოყენებული ნახევარგამტარული მასალის, ხელსაწყოთა სტრუქტურაში შემავალი **n**- და **p** - ტიპის უბნების (**p-n** გადასასვლელის) შექმნის დროს გამოყენებული ტექნოლოგიური მეთოდის, ხელსაწყოთა მოქმედების პრინციპისა და სხვა ნიშნების მიხედვით.

თანამედროვე ძალური ნახევარგამტარული ხელსაწყოები ძირითადად მზადდება ქიმიურ ელემენტთა პერიოდული სისტემის მეოთხე ჯგუფის ელემენტის – სილიციუმის **Si** (კაუბადი) გამოყენებით. ბოლო პერიოდში ზოგიერთი ძალური ნახევარგამტარული ხელსაწყოს (შოტკის დიოდი, **MOSFET** ტრანზისტორი) დასამზადებლად გამოიყენება ახალი, პერსპექტიული ნახევარგამტარული მასალა – სილიციუმის კარბიდი (**SiC**).

ძალური ნახევარგამტარული ხელსაწყოების სტრუქტურაში შემავალი **p-n** გადასასვლელების შესაქმნელად ფართოდაა გამოყენებული დიფუზიური ტექნოლოგია. კერძოდ, **n** - ტიპის ფუძე ნახევარგამტარის კრისტალში, **p** - ტიპის გამტარობის უბნის შესაქმნელად გამოიყენება მყარი, თხევადი ან აირული მდგომარეობიდან აქცეპტრული ქიმიური ელემენტის ატომების შეტანა დიფუზიის გზით. მაღალ მუშა სიხშირეებზე მომუშავე ხელსაწყოების დასამზადებლად გამოიყენება, აგრეთვე, **n** - **p** გადასასვლელის მიღების ეპიტაქსიალური ტექნოლოგია, რომლის დროსაც ფუძე ნახევარგამტარული კრისტალის

ზედაპირზე საწინააღმდეგო ტიპის გამტარობის ნახევარგამტარული აფსკის წანაზარდის (დანალექის) შექმნით მიიღება **p-n** გადასასვლელის შემცველი ერთიანი ნახევარგამტარული კრისტალი.

მოქმედების პრინციპის მიხედვით ძალური ნახევარგამტარული ხელსაწყოები შეიძლება დაიყოს სამ დიდ ჯგუფად: ძალური არამართვადი გასაღებები, ძალური არასრულად მართვადი გასაღებები და ძალური სრულად მართვადი გასაღებები (სურ.1.1). ცალკეულ ჯგუფში შემავალი ნახევარგამტარული ხელსაწყოები, თავის მხრივ, ერთმანეთისგან განსხვავდებიან ხელსაწყოს სტრუქტურაში შემავალი საბაზისო უჯრედის აგების მეთოდისა და სირთულის, ძალური წრედების გადართვის მართვის მეთოდის, გადართვების სისწრაფის, გარეშე ძაბვის ბლოკირების ხასიათისა და სხვა ნიშნების მიხედვით.



სურ.1.1. ძალური ნახევარგამტარული ხელსაწყოების კლასიფიკაცია

1.1. ცხრილში შეტანილია დენის გარდამქმნელ მოწყობილობებში გამოყენებული თანამედროვე ძალური ნახევარგამტარული ხელსაწყოების (გასაღებების) სარეიტინგო მონაცემები.

ხელსაწყოთა ჯგუფი	ძალური ხელსაწყოები		ძაბვა/დენი	უმაღლესი სიხშირე (HZ)	გადართვების დრო (μs)	ღია მდგომარეობის წინაღობა (Ω)
ძალური დიოდები	დიოდები	ზოგადი დანიშნულების	4000V/4500A	1K	50-100	0,32m
			6000V/3500A	1K	50-100	0,6m
			600V/9570A	1K	50-100	0,1m
		სწრაფმოქმედი	2800V/1700A	20K	5-10	0,4m
			4500V/1950A	20K	5-10	1,2m
			6000V/1100A	20K	5-10	1.96m
		შოტკის	600V/17A	30K	0,2	0,14
			150V/80A	30K	0,2	8,63
ძალური ტრანსისტორები	ბიპოლარული	ერთეული დარღინგტონი	400V/250A	25K	9	4m
			400V/40A	30K	6	31m
			630V/50A	35K	2	15m
			1200V/400A	20K	30	10m
	MOSFETS	ერთეული	800V/7,5A	100K	1,6	1
	COOLMOS	ერთეული	800V/7,8A	125K	2	1,2m
			600V/40A	125K	1	0,12m
			1000V/6,1A	125K	1,5	2
	IGBTs	ერთეული	2500V/2400A	100K	5-10	2,3m
			1200V/52A	100K	5-10	0,13
			1200V/25A	100K	5-10	0,14
			1200V/80A	100K	5-10	44m
			1800V/2200A	100K	5-10	1,76m
	SIT		1200V/300A	100K	0,5	1,2
ტირისტორები	SCR ფაზური მართვით	ბუნებრივი კომუტაციით	6500V/4200A	60	100-400	0,58m
			2800V/1500A	60	100-400	0,72m
			5000V/4600A	60	100-400	0,48m
			5000V/3600A	60	100-400	0,5m
			5000V/5000A	60	100-400	0,45m
		იძულებითი გამორთვით	2800V/1850A	20K	20-100	0,87m
			1800V/2100A	20K	20-100	0,78m
			4500V/3000A	20K	20-100	0,5m
			6000V/2300A	20K	20-100	0,53m
			4500V/3700A	20K	20-100	0,77m
		RCT	2500V/1000A	20K	20-100	2,1m
		LASCR	6000V/1500A	400	200-400	0,53m
	მართვის ელექტროდით გამო-რთვადი	GTO	4500V/4000A	10K	50-110	1,07
		HD-GTO	4500V/3000A	10K	50-110	1,07m
		SITH	4000V/2200A	20K	5-10	5,6m
		IGCT	4500V/3000A	5K	80-110	0,8m
	TRIACs	ორმხრივგამტარი	1200V/300A	400	200-400	3,6m
	MCTs	ერთეული	4500V/250A	5K	50-110	10,7m
			1400V/65A	5K	50-110	28m

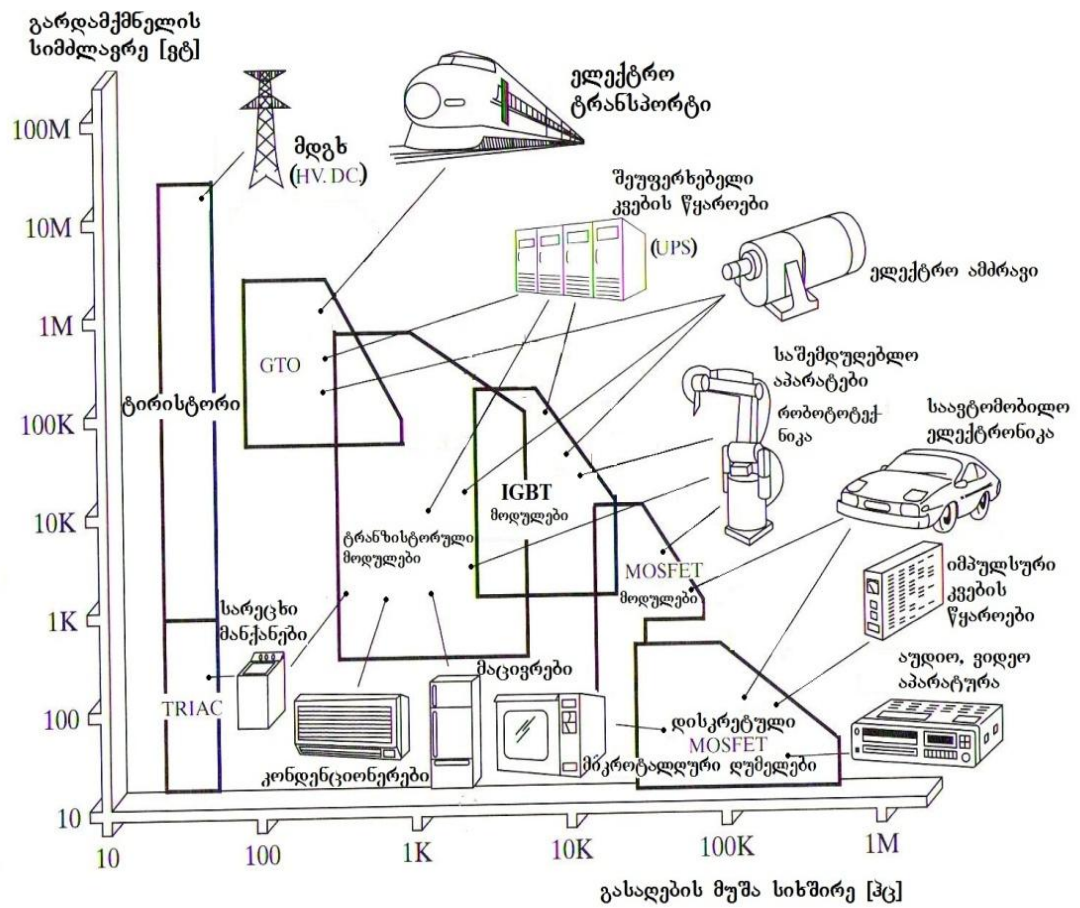
არამართვადი ნახევარგამტარული გასაღებების ჯგუფს მიეკუთვნება: ზოგადი დანიშნულების გამმართველი დიოდები, სწრაფმოქმედი (სწრაფად აღდგენადი) დიოდები და შოტკის დიოდები.

არასრულად მართვადი გასაღებების ჯგუფში შემავალ ხელსაწყოებში მართვას ექვემდებარება ჩართვის (გაღების) პროცესი, ხოლო გამორთვის პროცესი უმართავია. ამ ჯგუფში შედის: ზოგადი დანიშნულების ერთოპერაციული ტირისტორი (**SCR**), ორმაგი კონსტრუქციის ერთოპერაციული ტირისტორი (**BCT**), ერთოპერაციული ტირისტორისა და უკუ დიოდის წყვილი (**RCT**), ტირისტორი დენის ორივე მიმართულებით სიმეტრიული გატარებით (**TRIAC**), ტირისტორი ოპტიკური მართვით (ტირისტორული ოპტრონი – **LASCR**).

სრულად მართვადი გასაღებების ჯგუფში შემავალ გასაღებებში მართვის პროცესს ექვემდებარება როგორც ჩართვის (გაღების), ისე გამორთვის (ჩაკეტვის) პროცესი. ამ ჯგუფში შედის: ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორები (**BJT**), ძალური ველით მართვადი ტრანზისტორები (**MOSFET, SITr, Cool mos**), სრულად მართვადი ანუ მართვის ელექტროდით გამორთვადი ტირისტორები (**GTO, SITh, MCT, GCT, IGCT**), იზოლირებულბაზიანი ბიპოლარული ტრანზისტორები (**IGBT**).

გადართვებისათვის საჭირო მართვის სიგნალების ხასიათიდან გამომდინარე, ძალური ნახევარგამტარული გასაღებები შეიძლება დაიყოს ორ ჯგუფად: გასაღებები, რომლებიც მოითხოვენ მართვის ხანგრძლივ სიგნალს და გასაღებები, რომლებიც მუშაობენ ხანმოკლე იმპულსური მართვის სიგნალებით. პირველი ჯგუფის გასაღებებს მიეკუთვნება: **BJT, MOSFET, SITr** და **IGBT** გასაღებები. მეორე ჯგუფში შედის: **SCR, GTO, MCT, GCT** და **IGCT** გასაღებები.

ძალური ნახევარგამტარული გასაღებების გამოყენების ძირითადი სფეროები, ძალური სქემების სიმძლავრისა და მუშა სიხშირეების მიხედვით, წარმოდგენილია სურ.1.2-ზე.



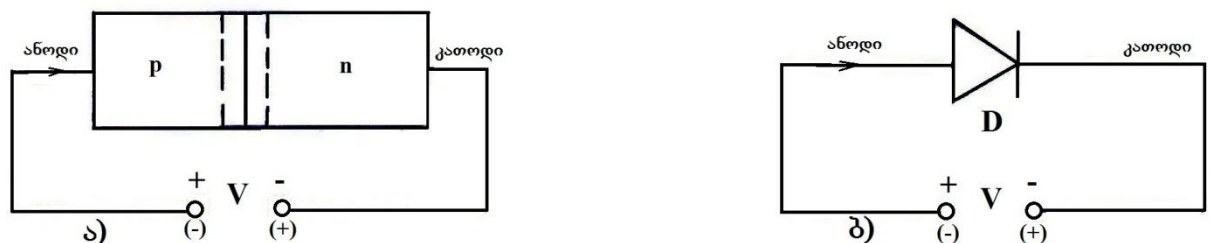
სურ.1.2. ძალური ნახევარგამტარული ხელსაწყოების გამოყენების სფეროები

2. კალური არამართვადი ნახევარგამტარული ბასალეპეპი

2.1. ნახევარგამტარული დიოდის მოქმედების პრინციპი. ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

დიოდი წარმოადგენს დენის ერთი მიმართულებით გატარების თვისების მქონე ელექტრული წრედის ორელექტროდიან ელემენტს (ხელსაწყო). დიოდების მიერ დენის ცალმხრივი გატარება განპირობებულია სტრუქტურაში არსებული **p-n** გადასასვლელის არსებობით, რომელიც წარმოიქმნება ელექტრონული (**n**) და ხვრელური (**p**) გამტარობის ნახევარგამტარული შრეების მეტალურგიულ საზღვართან. **p-n** გადასასვლელის ფორმირება ხორციელდება შედნობის, დიფუზიისა და ეპიტაქსიალური ტექნოლოგიური მეთოდების გამოყენებით. დიფუზიისა და ეპიტაქსიის ტექნოლოგიური პროცესების მართვის თანამედროვე ტექნიკა საშუალებას იძლევა დამზადებულ იქნას სასურველი მახასიათებელი პარამეტრების (თვისებების) მქონე ნახევარგამტარული ხელსაწყო.

p-n გადასასვლელიანი ნახევარგამტარული კრისტალის განივი კვეთის ხედი და დიოდის პირობითი გრაფიკული აღნიშვნა მოცემულია 1.3 სურათზე.



სურ.1.3. **p-n** გადასასვლელი (ა) და დიოდის გრაფიკული აღნიშვნა (ბ)

როდესაც **p**-უბნის საკონტაქტო გამოყვანი (დიოდის ანოდი) მიერთებულია გარეშე ძაბვის წყაროს პლუსთან, ხოლო **n**-უბნის საკონტაქტო გამოყვანი (დიოდის კათოდი) – გარეშე ძაბვის წყაროს მინუსთან, მაშინ **p-n** გადასასვლელზე იმოქმედებს პირდაპირი წანაცვლების ძაბვა, რომელიც მუხტის ძირითადი გადამტანებისათვის შეამცირებს **p-n** გადასასვლელის საკონტაქტო ველის მიერ შექმნილი პოტენციალური ბარიერის სიმაღლეს და გარე შეკრულ წრედში გაივლის **p-n** სტრუქტურის მუხტის ძირითადი გადამტანებით განპირობებული პირდაპირი დენი, რომელიც სწრაფად იწყებს ზრდას პირდაპირი წანაცვლების ძაბვის მცირედი სიდიდით გაზრდის დროს. მაშასადამე, პირდაპირი ძაბვის

მოქმედების დროს, დიოდს აქვს მცირე შინაგანი წინაღობა, ის დენს კარგად ატარებს და მცირეა მის შინაგან წინააღობაზე ძაბვის ვარდნა.

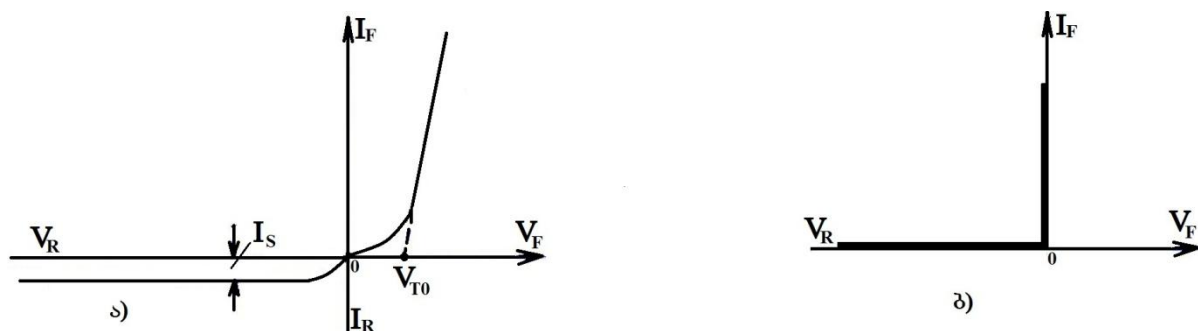
თუ შეცვლით **p**- და **n**- უბნების გარეშე ძაბვის წყაროსთან მიერთების წესს, ე.ი. **p**-უბნის საკონტაქტო გამოყვანს (ანოდს) მივაერთებთ ძაბვის წყაროს მინუსთან, ხოლო **n**- უბნის საკონტაქტო გამოყვანს (კათოდს) – ძაბვის წყაროს პლუსთან, მაშინ **p-n** გადასასვლელზე იმოქმედებს უკუწანაცვლების ძაბვა, რომელიც მუხტის ძირითადი გადამტანებისათვის გაზრდის **p-n** გადასასვლელის ველის მიერ შექმნილი პოტენციალური ბარიერის სიმაღლეს და ამ ძაბვის განსაზღვრული მნიშვნელობის დროს (ვოლტის მეთაფი ნაწილები), გარე შეკრულ წრედში გაივლის მხოლოდ მუხტის არაძირითადი გადამტანებით განპირობებული დენი, რომელსაც პირდაპირი დენის საწინააღმდეგო მიმართულება აქვს. იმის გამო, რომ მუხტის არაძირითადი გადამტანების კონცენტრაცია **p-n** სტრუქტურაში გაცილებით ნაკლებია მუხტის ძირითადი გადამტანების კონცენტრაციაზე, პირდაპირი და უკუ ძაბვების აბსოლუტურ მნიშვნელობათა ერთნაირი სიდიდის შემთხვევაში, დიოდის პირდაპირი დენი გაცილებით აღემატება უკუდენის სიდიდეს. ამიტომ ეს უკანასკნელი შეიძლება უგულვებელყოთ და მივიჩნიოთ, რომ ნორმალურ რეჟიმში მუშაობის დროს, დიოდი დენს გაატარებს მხოლოდ პირდაპირ ძაბვასთან მიერთების შემთხვევაში.

იდეალიზებული p-n გადასასვლელიანი დიოდის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

იდეალიზებული **p-n** გადასასვლელი წარმოადგენს რეალური **p-n** გადასასვლელის გამარტივებულ მოდელს. ასეთ მოდელში მიღებულია შემდეგი ძირითადი დაშვებები:

- მუხტის მოძრაობი გადამტანებისაგან გადარიბებულ უბანში (იონების გაუწონასწორებელი სივრცული მუხტის უბანი) ადგილი არ აქვს მუხტის თავისუფალი გადამტანების თერმოგენერაციას;
- იონების გაუწონასწორებელი სივრცული მუხტის უბნის გარეთ ელექტრული ველი არ არსებობს და აქ ადგილი აქვს მუხტის თავისუფალი გადამტანების მხოლოდ დიფუზიურ მოძრაობას;
- ზედაპირული ეფექტები მხედველობაში არ მიიღება.

დიოდის იდეალიზებული ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი 1.4,ა სურათზეა ნახევენები.



სურ.1.4. დიოდის იდეალიზებული ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

ზოგჯერ დიოდს მიიჩნევენ იდეალურ გადამრთველად (გასაღებად). ამ შემთხვევაში დიოდზე არსებული პირდაპირი ძაბვის ვარდნა და დიოდში გამავალი უკუდენი ნულის ტოლადაა მიჩნეული (სურ.1.4,ბ).

დიოდის იდეალიზებული ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის ანალიზური გამოსახულება შემდეგი სახისაა

$$I_D = I_s (e^{V_D/V_T} - 1), \quad (1.1)$$

სადაც I_D – დიოდში გამავალი დენია;

V_D – დიოდის ანოდსა და კათოდს შორის მოქმედი ძაბვა;

I_s – გაჯერების უკუდენი, რომლის ტიპობრივი სიდიდე $10^{-6} \dots 10^{-15}$ ა-ის ფარგლებშია;

V_T – ტემპერატურული პოტენციალი.

გაჯერების უკუდენი განისაზღვრება **p-n** გადასასვლელის საზღვრებიდან მუხტის თავისუფალ გადამტანთა სადიფუზიო მანძილით შემოფარგლულ ზონაში არსებული მუხტის არაპირითადი გადამტანების მაქსიმალური რაოდენობით, რაც თავის მხრივ, **p-n** სტრუქტურის ტემპერატურაზეა დამოკიდებული. ამიტომ I_s დენს ტემპერატურულ დენს უწოდებენ.

ტემპერატურული პოტენციალი

$$V_T = \frac{KT}{q}, \quad (1.2)$$

სადაც $q = 1,602 \cdot 10^{-19}$ კ – ელექტრონის მუხტის აბსოლუტური სიდიდეა;

$K = 1,3806 \cdot 10^{-23}$ ჯ/კ – ბოლცმანის მუდმივა;

$T = 273 + ^\circ C$ – აბსოლუტური ტემპერატურა კელვინის სკალით.

ოთახის ტემპერატურის ($20^\circ C$) დროს

$$V_T = \frac{KT}{q} = \frac{1,3806 \cdot 10^{-23} \cdot 293}{1,602 \cdot 10^{-19}} \approx 25,2 \text{ მლვ.}$$

ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტო. დიოდში გამავალი დენი რჩება უმნიშვნელოდ მცირე სიდიდის, ვიდრე დიოდზე მოქმედი პირდაპირი ძაბვა არ გადააჭარბებს ზღვრულ სიდიდეს, რომელიც დიოდის გამღები (ზღურბლური) პირდაპირი ძაბვის სახელწოდებითაა ცნობილი. ამ ძაბვის ტიპობრივი მნიშვნელობა 0,5...0,7 ვ-ის ფარგლებშია მოთავსებული. პირდაპირი ძაბვის ასეთი მნიშვნელობების დროს $I_S e^{V_D/V_T} \gg I_S$ და ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტოს ანალიზური გამოსახულება მიიღებს სახეს

$$I_D = e^{V_D/V_T}, \quad (1.3.)$$

ე.ი. $V_D > V_{T0}$ ძაბვის მნიშვნელობების დროს პირდაპირი დენი გაიზრდება ექსპონენციალური კანონით.

ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის უკუშტო. დიოდზე უკუძაბვის მოქმედების დროს $V_D < 0$, ამიტომ ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის ანალიზური გამოსახულება შემდეგ სახეს მიიღებს

$$I_D = I_S (e^{-|V_D|/V_T} - 1). \quad (1.4.)$$

თუ $|V_D| \gg V_T$, რაც პრაქტიკულად სრულდება $V_D < -0,1$ ვ უკუძაბვის ნებისმიერი მნიშვნელობის დროს, მაშინ $I_S e^{-|V_D|/V_T} \ll I_S$. ამიტომ უკუძაბვის ასეთი მნიშვნელობების დროს, დიოდის უკუდენი რჩება მუდმივი სიდიდის ($I_D = -I_S$).

მაგალითი 1.1.

პირდაპირი ძაბვის ვარდნა დიოდზე $V_D = 0,8$ ვ, როდესაც მასში გაედინება $I_D = 100$ ა-ის ტოლი დენი. ვიპოვოთ გაჯერების I_S უკუდენი ოთახის ტემპერატურის ($20^\circ C$) დროს.

ამოხსნა

(1.1) გამოსახულების თანახმად

$$100 = I_S (e^{0,8/25,2 \cdot 10^{-3}} - 1) = 61,25 \cdot 10^{12} I_S,$$

საიდანაც $I_s \approx 1,6 \cdot 10^{-12}$ ა.

დიოდის რეალური ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

იდეალიზებული **p-n** გადასასვლელის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტოს განტოლებაში (1.3) არ არის გათვალისწინებული ბაზის უბნის მოცულობითი წინაღობა (r_b). ეს წინაღობა რამდენიმე ათეული ომიდან დაწყებული, რამდენიმე ასეული ომის ტოლი შეიძლება იყოს (ბაზაში მინარეული ატომების კონცენტრაციის მიხედვით). მიუხედავად იმისა, რომ ეს წინაღობა მუხტის მოძრაობის გადამტანებისაგან გადარიბებული შრის წინააღობაზე გაცილებით ნაკლები სიდიდისაა, r_b წინააღობაზე პირდაპირი ძაბვის ვარდნამ შესაძლოა მოახდინოს მნიშვნელოვანი ზეგავლენა ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირ შტოზე. ამიტომ, რეალური **p-n** გადასასვლელის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტოს განტოლება შემდეგი სახით უნდა ჩაიწეროს

$$I_D = I_s e^{\frac{V_D - V_D r_b}{V_T}}. \quad (1.5)$$

პირდაპირი დენის მცირე მნიშვნელობების დროს, ძაბვის ვარდნა r_b წინააღობაზე ძალზე მცირე სიდიდისაა და შეიძლება მივიჩნიოთ, რომ პირდაპირი ძაბვის წყაროს მთელი ძაბვა უშუალოდ **p-n** გადასასვლელზე მოქმედებს. პირდაპირი დენის დიდი მნიშვნელობების დროს კი r_b წინააღობაზე ძაბვის ვარდნამ შეიძლება გადააჭარბოს უშუალოდ **p-n** გადასასვლელზე მოქმედ პირდაპირ ძაბვას. ამის გამო, ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტოს შესაბამისი უბანი მიიღებს წრფივ ხასიათს.

იდეალიზებული **p-n** გადასასვლელის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის უკუშტოს განხილვისას მხედველობაში მიღებული იყო მხოლოდ გადასასვლელის საზღვრებიდან მუხტის გადამტანების სადიფუზიო მანძილით შემოფარგლული ნახევარგამტარის ნეიტრალური უბნების სითბური წარმოშობის მუხტის არაპირითადი გადამტანებით განპირობებული I_s დენი. უკუძაბვით წანაცვლებული რეალური **p-n** გადასასვლელის უკუდენის შექმნაში I_s დენის გარდა, მონაწილეობას ღებულობს მუხტის თავისუფალი გადამტანებისაგან გადარიბებულ შრეში თერმოგენერაციით წარმოქმნილი თავისუფალი

ელექტრონები და ხვრელები. ამ მუხტების დრეიფული მოძრაობა წარმოშობს დამატებით დენს, რომელსაც გენერაციის დენი (I_G) ეწოდება. გენარაციის დენი დაემატება I_S დენს და დიოდის უკუდენი გაიზრდება. I_S -ისგან განსხვავებით, გენერაციის დენი (I_G) დამოკიდებულია უკუძაბვის სიდიდეზე, ვინაიდან უკუძაბვის ცვლილებით, იცვლება მუხტის გადამტანებისაგან გადარიბებული შრის სიგანე

$$I_G = qS \ell_o(V) \frac{n_i}{\tau}, \quad (1.6)$$

სადაც τ – გადარიბებულ შრეში მუხტის გადამტანთა სიცოცხლის ხანგრძლივობაა;

$S \ell_o(V)$ – გადარიბებული შრის მოცულობა;

n_i – საკუთრივი ნახევარგამტარის თერმოგენერაციით განპირობებული ელექტრონების კონცენტრაცია;

q – ელექტრონის მუხტი.

უნდა აღინიშნოს, რომ $I_G / I_S \sim e^{\frac{\Delta W}{2KT}}$, ე.ი. სრულ უკუდენში მით მეტია გენერაციის დენის წილი, რაც უფრო დიდია ნახევარგამტარის აკრძალული ზონის ΔW სიგანე და დაბალია ტემპერატურა (T). მაგალითად, $T = 300 K$ და $V = -1$ ვ შემთხვევაში სილიციუმის **p-n** გადასასვლელის გენერაციის დენი $I_G = 10^{-8}$ ა, ხოლო $I_S = 10^{-14}$ ა.

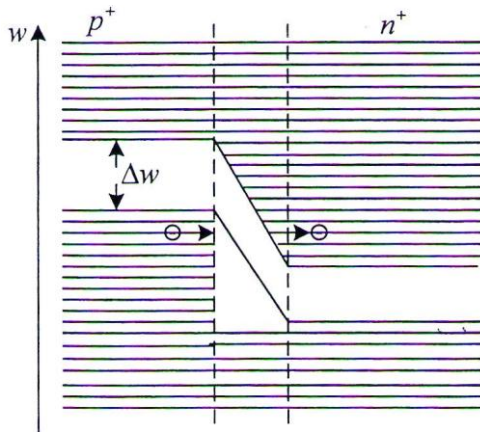
გენერაციის დენის გარდა, რეალურ **p-n** გადასასვლელში გაედინება ე.წ. გაჟონვის დენი. გაჟონვის დენის არსებობას განაპირობებს **p-n** გადასასვლელიანი ნახევარგამტარული კრისტალის ზედაპირული უბნის დაჭუჭყიანება სხვა ნივთიერების ატომებით, აგრეთვე ზედაპირული მუხტების არსებობა. ამის გამო, **n-** და **p-** უბნებს შორის წარმოიქმნება გამტარი არხები, რომელშიც გაედინება (გაჟონავს) დენი. ეს დენი უკუძაბვის გაზრდისას იზრდება წრფივი კანონით და შეიძლება გადააჭარბოს I_S და I_G დენებს.

დიოდის **p-n** გადასასვლელის გარღვევა

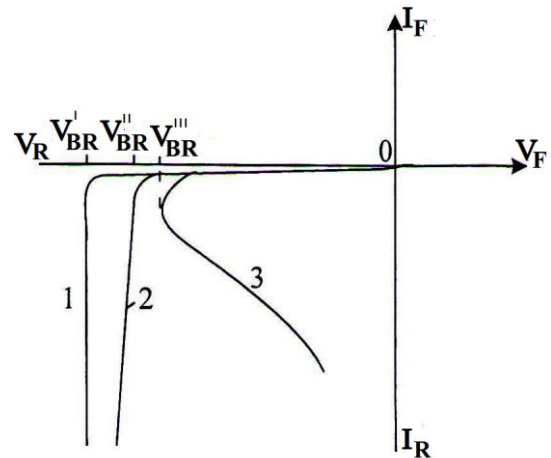
გარღვევა ეწოდება **p-n** გადასასვლელში თავისუფალი მუხტის დამატებითი გადამტანების წარმოქმნის შედეგად უკუდენის მკვეთრ ზრდას. **p-n**

გადასასვლელის გარღვევა იწყება, როდესაც მასზე მოქმედი უკუძაბვის აბსოლუტური სიდიდე გარკვეულ კრიტიკულ ზღვარს უახლოვდება. უკუძაბვის ამ მნიშვნელობას **p-n** გადასასვლელის გამრღვევ ძაბვას (u_{BR}) უწოდებენ.

მუხტის დამატებითი გადამტანების წარმოქმნის მიზეზებიდან გამომდინარე, ერთმანეთისაგან განასხვავებენ ელექტრულ და სითბურ გარღვევებს. ელექტრული გარღვევა, თავის მხრივ, შეიძლება იყოს გვირაბული და ზეგური (ზენერის) ხასიათის.



სურ.1.5. ზონური დიაგრამა გვირაბული ეფექტის დროს



სურ.1.6. **p-n** გადასასვლელის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის უკუშტო:
1-ზეგური გარღვევა; 2-გვირაბული გარღვევა; 3-სითბური გარღვევა

გვირაბული გარღვევა. ამ სახის გარღვევა დაკავშირებულია ე.წ. გვირაბულ ეფექტთან. გვირაბული ეფექტის არსი იმაში მდგომარეობს, რომ დიდი სიმაღლის პოტენციალური ბარიერის მქონე **p-n** გადასასვლელში „გაძვრებიან“ ენერგეტიკული ბარიერის სიმაღლეზე ნაკლები ენერგიის მქონე ელექტრონები და იკავებენ გადასასვლელის მეორე მხარეს იგივე სიმაღლის თავისუფალ ენერგეტიკულ ორბიტებს. გვირაბულ ეფექტს ადგილი აქვს მინარევებით ძლიერ ლეგირებულ n^+ - და p^+ - უბნებს შორის წარმოქმნილ გადასასვლელზე, რომლის სიგანე ძალზე მცირე სიდიდისაა (10 ნმ-ის რიგის) და გადასასვლელზე მოქმედებს 10^5 ვ/სმ-ზე მეტი სიდიდის ელექტრული ველის დაძაბულობა. ასეთი სიდიდის დაძაბულობის დროს n^+ - და p^+ - უბნების ენერგეტიკული ზონების საზღვრები იმდენად მრუდდება, რომ p^+ - უბნის სავალენტო ზონის ელექტრონების ენერგია გაუთანაბრდება n^+ - უბნის გამტარობის ზონის ელექტრონების ენერგიას. ამიტომ, p^+ - უბნის სავალენტო ზონის ელექტრონები

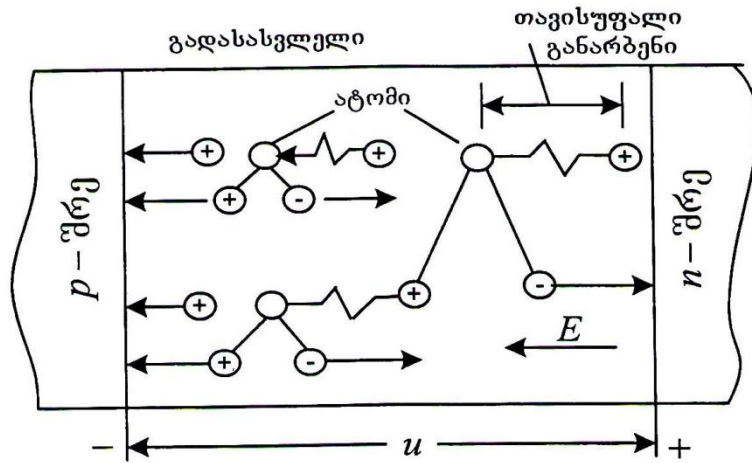
„ჰორიზონტალური“ გადასვლით იკავებენ იგივე სიმაღლის თავისუფალ ენერგეტიკულ დონეებს n^+ - უბნის გამტარობის ზონაში (სურ.1.5). ელექტრონების ასეთი გადაადგილება წარმოქმნის დენს, რომელსაც გვირაბული დენი ეწოდება.

უკუძაბვის გაზრდისას პოტენციალური ბარიერის სისქე მცირდება, რაც ზრდის გვირაბული ეფექტის ალბათობას. ამიტომ გვირაბული დენი მკვეთრად იზრდება უკუძაბვის მცირე სიდიდით გაზრდის დროსაც კი. $p^+ - n^+$ გადასასვლელის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის უკუშტოს გვირაბული გარღვევის შესაბამისი 2 - უბანი ნაჩვენებია 1.6 სურათზე.

ტემპერატურის გაზრდისას აკრძალული ზონის სიგანე (ΔW) უმნიშვნელოდ მცირდება. მცირდება გვირაბული გარღვევის ძაბვის სიდიდეც, ე.ი. გვირაბული გარღვევის ძაბვის ტემპერატურული კოეფიციენტი უარყოფითი ნიშნისაა.

ზვავური გარღვევა. ზვავურ გარღვევას განაპირობებს $p-n$ გადასასვლელზე არსებულ მძლავრ ელექტრულ ველში აჩქარებული დიდი კინეტიკური ენერგიის მქონე მუხტის არაძირითადი გადამტანები. აღნიშნულმა მუხტებმა თავისუფალ განარბენზე შესაძლოა შეიძინონ ისეთი სიდიდის კინეტიკური ენერგია, რომ გაღარიბებული შრის ნეიტრალურ ატომებთან დაჯახებისას გამოიწვიონ მათი იონიზაცია (დარტყმითი იონიზაცია). დარტყმითი იონიზაციის შედეგად გაჩნდება ელექტრონ-ხვრელის ახალი წყვილები. შემდეგში დარტყმით იონიზაციაში მონაწილეობას მიიღებს ელექტრონ-ხვრელის ეს ახალი წყვილები და ა.შ. (სურ.1.7). $p-n$ გადასასვლელზე ელექტრული ველის საკმაოდ დიდი დაძაბულობის დროს, როდესაც ელექტრონ-ხვრელის ყოველი ახალი წყვილი წარმოშობს ელექტრონ-ხვრელის ერთზე მეტ ახალ წყვილს, მუხტების გამრავლების პროცესი მიიღებს ზვავისებრ ხასიათს. ამის გამო, უკუდენი სწრაფად იზრდება და მისი სიდიდე შეიძლება შეიზღუდოს მხოლოდ გარეშე წრედის წინააღობით. ზემოთ აღწერილი პროცესის დასახასიათებლად შემოაქვთ მუხტის გადამტანების ზვავური გამრავლების კოეფიციენტი - M . იგი ეტოლება გაღარიბებულ შრეში ერთი მხრიდან შესული მუხტის გადამტანებით განპირობებულ დენის შეფარდებას მეორე მხარეზე გამოსული მუხტის გადამტანებით განპირობებულ დენთან ($M \geq 1$). უკუძაბვის გაზრდისას M - ის სიდიდე იზრდება. მისი სიდიდე გამოისახება ნახევრად ემპირული ფორმულით

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_B}{V_{BR}}\right)^m}, \quad (1.7)$$



სურ.1.7. ელექტრონების გამრავლების სქემა ზეგური გარღვევის დროს

სადაც m – ნახევარგამტარის მასალაზე დამოკიდებული პარამეტრია;

V_{BR} – ზეგური გარღვევის ძაბვა.

გარღვევას ადგილი აქვს $V_B = V_{BR}$ ტოლობის დროს, რასაც შეესაბამება $M \rightarrow \infty$, ე.ი. უკუდენის შეუზღუდავი გაზრდა. ზეგური გარღვევის რეჟიმში ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის უკუშტოს ზოგადი სახე ნაჩვენებია 1.6 სურათზე (მრუდი 1).

ტემპერატურის გაზრდისას ზეგური გარღვევის ძაბვა იზრდება, რაც აიხსნება მუხტის გადამტანების თავისუფალი განარბენის შემცირებით. ნაკლები სიდიდის თავისუფალ განარბენზე ელექტრულ ველს უნდა ჰქონდეს მეტი სიდიდის დაძაბულობა იმისათვის, რომ მუხტის გადამტანებმა შეიძინონ დარტყმითი იონიზაციისათვის საჭირო ენერგია. ამრიგად, ზეგური გარღვევის ძაბვის ტემპერატურული კოეფიციენტი, გვირახული გარღვევის ძაბვის ტემპერატურული კოეფიციენტისაგან განსხვავებით, დადებითი ნიშნისაა.

სითბური გარღვევა. სითბურ გარღვევას იწვევს უკუდენის გავლის პროცესში **p-n** გადასასვლელზე გამოყოფილი სითბო, როდესაც ეს უკანასკნელი **p-n** გადასასვლელის მიერ გაბნეულ სითბოს რაოდენობაზე მეტია. სითბოს დაგროვების გამო, ადგილი აქვს **p-n** გადასასვლელზე ელექტრონ-ხვრელის წყვილის ინტენსიურ გენერაციას და უკუდენის გაზრდას. უკუდენის გაზრდა კი,

თავის მხრივ, გამოიწვევს ტემპერატურის შემდგომ ზრდას და ა.შ. **p-n** გადასასვლელის უკუდენის ზრდის პროცესი მიიღებს ზვავისებურ ხასიათს.

სითბური გარღვევის თავისებურებაა ის, რომ ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის შესაბამის შტოზე (სურ.1.6, მრუდი 3) არსებობს უარყოფითი დიფერენციალური წინააღობის უბანი (ე.ი. $\frac{dV}{dI} < 0$ – ის შესაბამისი უბანი).

სითბური გარღვევის ძაბვის სიდიდე დამოკიდებულია **n-p** გადასასვლელიდან სითბოს გაბნევის პირობებზე. ეს ძაბვა მცირდება გარემოს ტემპერატურის გაზრდის დროს. გარდა ამისა, **p-n** გადასასვლელის სითბური გარღვევის ძაბვა მით უფრო მცირე სიდიდისაა, რაც უფრო დიდია I_s სითბური უკუდენი.

გერმანიუმის **p-n** გადასასვლელისათვის დამახასიათებელია უკუდენის გაზრდილი მნიშვნელობა. ამიტომ, ასეთი გადასასვლელის სითბური გარღვევის ძაბვა ზვავური გარღვევის ძაბვაზე ნაკლებია ოთახის ტემპერატურის დროსაც კი. სილიციუმის **p-n** გადასასვლელისათვის დამახასიათებელია მცირე სიდიდის უკუდენი. ასეთი გადასასვლელების სითბური გარღვევის ძაბვა იმდენად მაღალია, რომ ზვავური გარღვევა უფრო ადრე ხდება, ვიდრე სითბური. თუმცა **p-n** გადასასვლელის გარღვევა შეიძლება დაიწყოს ზვავური ხასიათის გარღვევით და უკუდენის გაზრდილი მნიშვნელობის დროს გადაიზარდოს სითბურ გარღვევაში. უნდა აღინიშნოს, რომ ელექტრულ ზვავურ გარღვევას, როდესაც უკუდენი შეზღუდულია გარეშე წრედის წინააღობით, აქვს შექცევადი ხასიათი (**p-n** გადასასვლელი არ ჰპარგავს ნორმალური ფუნქციონირების უნარს). მაშინ, როდესაც სითბური გარღვევა შეუქცევადი ხასიათისაა და იწვევს **p-n** გადასასვლელის სტრუქტურის დაშლას.

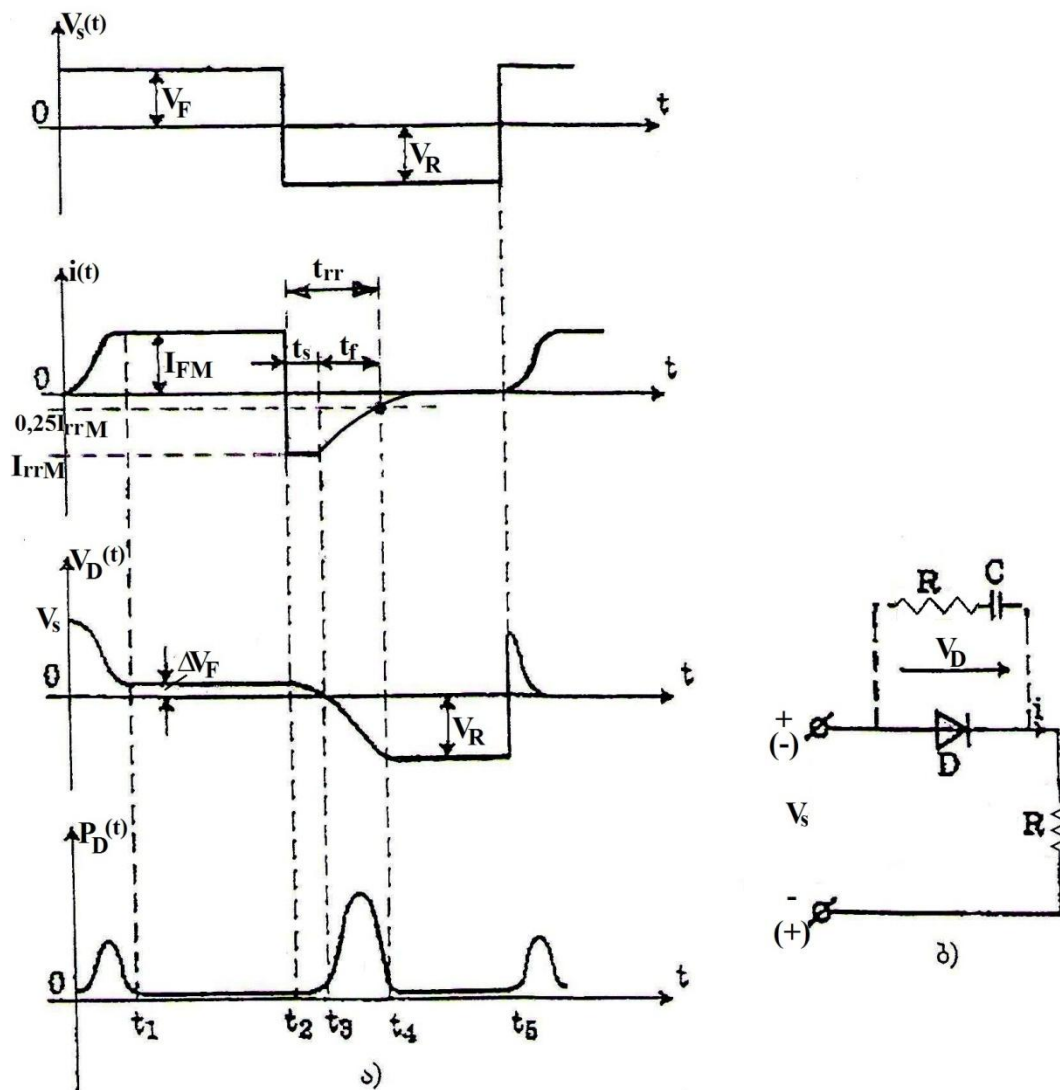
2.2. გარდამავალი პროცესები დიოდის **p-n** გადასასვლელზე

გადართვების რეჟიმში მუშაობის დროს დიოდი პერიოდულად გადადის ჩაკეტილი (დენის არაგამტარი) მდგომარეობიდან ღია (დენის გამტარ) მდგომარეობაში და, პირიქით, ღიადან ჩაკეტილ მდგომარეობაში.

დიოდის ერთი მდგომარეობიდან მეორე მდგომარეობაში გადართვის პროცესი გარკვეული ინერციულობით ხასიათდება, რადგან პირდაპირ ძაბვასთან მიერთების შემდეგ **p-n** გადასასვლელის მომიჯნავე შრეებში მუხტის გადამტანების ღია მდგომარეობის შესაბამის კონცენტრაციამდე გაზრდას, ხოლო

უკუძაბვის მიერთების შემდეგ მუხტის გადამტანების კონცენტრაციის ჩაკეტილი მდგომარეობის შესაბამის სიდიდემდე შემცირებას, დროის განსაზღვრული ინტერვალი ესაჭიროება.

განვიხილოთ დიოდის გადართვების დროს აღძრული გარდამავალი პროცესი, როდესაც R დატვირთვის წინააღმდეგობასთან მიმდევრობით მიერთებულ დიოდზე მოქმედებს მართკუთხა ფორმის ცვლადი ძაბვა (სურ.1.8).



სურ.1.8. გარდამავალი პროცესები დიოდის გადართვების დროს

$t = 0$ მომენტში სქემის შესასვლელზე მოქმედი ძაბვა ნახტომისებურად იზრდება და ღებულობს $V_F = V_s$ ტოლ მნიშვნელობას. დიოდის ნახევარგამტარულ სტრუქტურაში მიმდინარე დიფუზიური პროცესების ინერციულობის გამო, დიოდში დენი იწყებს გავლას დაყოვნებით და აღწევს დამყარებულ მნიშვნელობას (I_F) განსაზღვრული დროის შემდეგ. ამიტომ საწყის მომენტში მთელი შესავალი ძაბვა დიოდზე ვარდება, ხოლო დიოდში

გამავალი დენის მატებასთან ერთად დიოდზე არსებული ძაბვის ვარდნა (V_D) იწყებს შემცირებას და დეზულობს დამყარებულ მნიშვნელობას (ΔV_F). დროის შუალედს, რომლის განმავლობაშიც დიოდზე არსებული ძაბვის ვარდნა ეცემა მაქსიმალური მნიშვნელობიდან $1,25\Delta V_F$ სიდიდემდე, ეწოდება დიოდის პირდაპირი წინაღობის დამყარების ხანგრძლივობა (t_f).

ასეთი მდგომარეობა შენარჩუნდება t_2 მომენტამდე, როდესაც შესავალზე ძაბვის პოლარულობა იცვლება ნახტომისებურად და დეზულობს $-V_s$ მნიშვნელობას. ძაბვის ნიშნის შეცვლის მიუხედავად, **p-n** გადასასვლელის საზღვრებზე პირდაპირი დენის გავლის დროს დაგროვილი ჭარბი მუხტის არაძირითადი გადამტანები ბაზიდან უკანვე შეიზიდება ემიტერულ შრეში უკუძაბვის მიერ შექმნილი ელექტრული ველის გავლენით, რის გამოც გარკვეული დროის მანძილზე დიოდი ინარჩუნებს ღია მდგომარეობას შეცვლილი მიმართულების დენის დროს. $t_2 - t_3$ ინტერვალში მიმდინარეობს მუხტის არაძირითადი გადამტანების ბაზიდან ემიტერში გადასვლისა და გარე წრედში მათი გაწოვისა და ბაზაში მუხტების რეკომბინაციის პროცესი. დროის ამ ინტერვალში დიოდზე დადებითი ძაბვაა შენარჩუნებული და თუ $|-V_s| \gg \Delta V_F$, მაშინ უკუდენი $I_{rrM} = -\frac{V_s}{R}$ ინარჩუნებს უცვლელ მნიშვნელობას.

t_3 დროის მომენტში ძაბვა დიოდზე უტოლდება ნულს და შემდეგ დეზულობს უარყოფით მნიშვნელობას (დიოდზე მოქმედებას იწყებს უკუძაბვა). იწყება უკუწინაღობის აღდგენის პროცესი, რომლის დროსაც უკუდენის სიდიდე მცირდება ნომინალურ მნიშვნელობამდე, ხოლო დიოდზე მოქმედი უკუ ძაბვა იზრდება მაქსიმალურ სიდიდემდე. $t_3 - t_4$ ინტერვალში დიოდში გამავალი უკუდენი განპირობებულია არა მარტო ნარჩენი მუხტის არაძირითადი გადამტანების კონცენტრაციის შემცირებით წონსწირული მდგომარეობის შესაბამის სიდიდემდე, არამედ **p-n** გადასასვლელის ბარიერული ტევადობის დამუხტვის დენითაც. დროის ინტერვალს, რომლის განმავლობაშიც დიოდზე უკუძაბვის მიერთების შემდეგ დიოდში გამავალი უკუდენი შემცირდება $0,25I_{rrM}$ მნიშვნელობამდე, უკუწინაღობის აღდგენის დრო ეწოდება (t_{rr}).

დიოდის ჩართვა-გამორთვის პროცესების განხილვიდან ჩანს, რომ დიოდი არ წარმოადგენს იდეალურ გასაღებს და გარდამავალი პროცესების დროს გააჩნია მნიშვნელოვანი გამტარებლობა უკუ მიმართულებითაც.

უნდა აღინიშნოს, რომ თუ $R=0$ (რაც შეესაბამება დიოდის ტევადობითი ხასიათის დატვირთვაზე მუშაობას, ან დიოდის გამოყენებას მართვადი გასაღებებისათვის უკუდიოდის ფუნქციის შესასრულებლად), მაშინ ჩაკეტვის მომენტში დიოდში გამავალი დენი ბევრად აღემატება დამყარებული რეჟიმის შესაბამის დატვირთვის დენს.

1.8 სურათზე წარმოდგენილი ბოლო დიაგრამიდან გამომდინარეობს, რომ დიოდში სიმძლავრის დანაკარგი მკვეთრად იზრდება ჩართვისა და განსაკუთრებით გამორთვის დროს. ამ დანაკარგების შესამცირებლად და დიოდის საიმედო მუშაობის უზრუნველსაყოფად გამოიყენება დინამიკური პროცესების მაფორმირებელი სპეციალური სქემები-სნაბერები (**Snubbers**). სნაბერის უმარტივეს სქემას წარმოადგენს წრედი, რომელიც შედგება მიმდევრობით შეერთებული წინაღობისა და კონდენსატორისაგან. ეს სქემა დიოდს მიუერთდება პარალელურად (1.8,ა სურათზე ნაჩვენებია პუნქტირით).

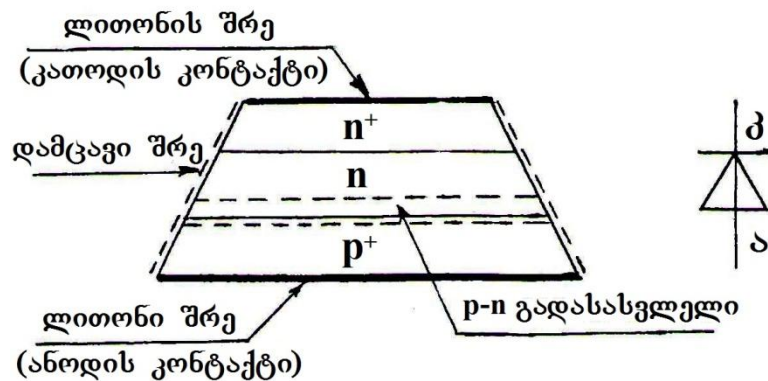
2.3. ძალური დიოდების ტიპები

დიოდური გასაღები იდეალურია, თუ მისი უკუწინაღობის აღდგენის ხანგრძლივობა ნულის ტოლია. მაგრამ იდეალურთან მიახლოებული დიოდების დამზადება ძალზე ძვირი ჯდება. ამავდროულად, დიოდების პრაქტიკული გამოყენების დროს ხშირად უკუწინაღობის აღდგენის დროის ხანგრძლივობას არსებითი მნიშვნელობა არ ენიჭება და სავსებით დასაშვებია შედარებით იაფი ღირებულების დიოდების გამოყენება. უკუაღდგენის მახასიათებლისა და დამზადების ტექნოლოგიური მეთოდებიდან გამომდინარე, ძალური დიოდებს ყოფენ შემდეგ კატეგორიებად:

1. სტანდარტული ანუ ზოგადი დანიშნულების ძალური გამმართველი დიოდები;
2. სწრაფმოქმედი (სწრაფად აღდგენადი) დიოდები (დიოდები უკუწინაღობის აღდგენის მცირე ხანგრძლივობით);
3. შოტკის დიოდები.

2.3.1. ზოგადი დანიშნულების ძალური გამმართველი დიოდები

ზოგადი დანიშნულების გამმართველი დიოდები მრავალ-მნიშვნელოვან როლს ასრულებს დენის გარდამქმნელ ძალურ ელექტრონულ წრედებში. ძალური ელექტრონული მოწყობილობების სიმძლავრე შეიძლება აღწევდეს რამდენიმე მეგავატს. აქედან გამომდინარე, ასეთ მოწყობილობებში გამოყენებულ დიოდურ გასაღებებს უნდა შეეძლოს დიდი სიდიდის დენის (რამდენიმე კილოამპერამდე) გატარება და დიდი სიდიდის უკუძაბვის (რამდენიმე კილოვოლტამდე) ბლოკირება, რაც განაპირობებს მცირე სიმძლავრის დიოდური გასაღებებისაგან განსხვავებულ მათ სტრუქტურულ და კონსტრუქციულ შესრულებას.



სურ.1.9 სილიციუმის ძალური დიოდის სტრუქტურა

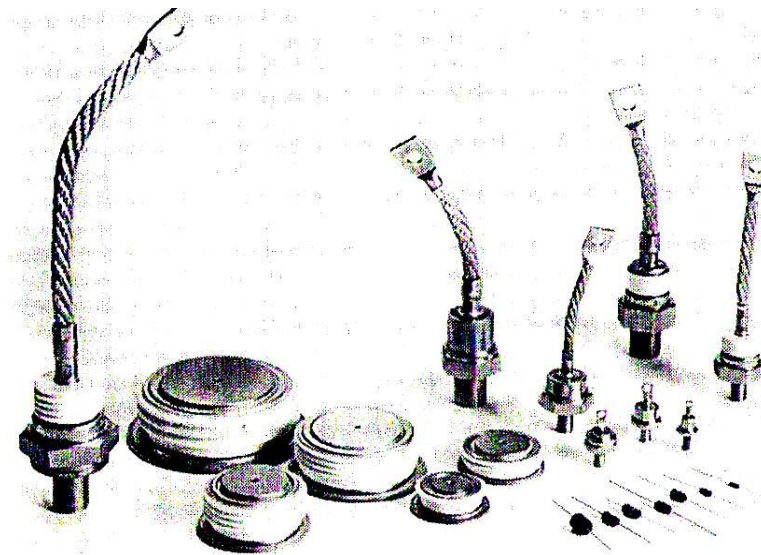
სილიციუმის ძალური დიოდების სტრუქტურა სქემატურად 1.9 სურათზეა წარმოდგენილი. იგი შედგება სამი უბნისაგან (შრისაგან). სტრუქტურაში შემავალი ელექტრონული და ხვრელური გამტარობის განაპირა შრეები (p^+ , n^+) შეიცავს მინარევების გაზრდილ კონცენტრაციას (ძლიერ ლეგირებული შრეები) და მათ ემიტერულ შრებს უწოდებენ. ცენტრალური შრის ელექტროგამტარობა და მასში შეტანილი მინარევების კონცენტრაცია ემთხვევა სილიციუმის იმ ფუძე შრის (დისკოს) ელექტროგამტარობასა და მინარევების კონცენტრაციას, რომლის საფუძველზეც დამზადებულია ზემოაღნიშნული ნახევარგამტარული სტრუქტურა. ამ უბანს ბაზა ეწოდება.

p^+ -ტიპის ემიტერის შრე n -ტიპის ბაზასთან წარმოქმნის ელექტრონულ-ხვრელურ ($p^+ - n^+$), ხოლო n^+ -ტიპის ემიტერის შრე n -ტიპის ბაზასთან წარმოქმნის ე.წ. ელექტრონულ-ელექტრონულ გადასასვლელს ($n^+ - n$).

ამგვარად, ძალურ დიოდებს აქვთ სამშრიანი $p^+ - n - n^+$ სტრუქტურა. კარგი კონტაქტის მიღებისა და დიოდში გამოყოფილი სითბოს გარემო სივრცეში უკეთ გაბნევის მიზნით სილიციუმის დისკოს ზედაპირი მოლითონებულია.

ძალური დიოდის სტრუქტურაში სუსტად ლეგირებული n -შრის არსებობის გამო, $p^+ - n$ გადასასვლელის საზღვრები ფართოვდება (n -ტიპის შრის ხარჯზე) და შესაბამისად იზრდება გადასასვლელის გამრღვევი ძაბვის სიდიდე, რაც დიოდზე მოქმედი უკუძაბვის დასაშვები მაქსიმალური მნიშვნელობის გაზრდის საშუალებას იძლევა.

1.10 სურათზე ნახვენებია ზოგადი დანიშნულების გამმართველი დიოდების კორპუსთა გარე ხედები.



სურ.10. საერთო დანიშნულების გამმართველი დიოდები

ზოგადი დანიშნულების ძალური გამმართველი დიოდების პარამეტრები

ძალური დიოდების პარამეტრები დაიყოფა რამდენიმე ჯგუფად ძაბვის, დენის, შინაგანი წინააღობისა და სიმძლავრის დანაკარგების, კომუტაციური მოვლენების, ტემპერატურული და სითბური თვისებების მიხედვით. ქვემოთ განვიხილავთ პარამეტრთა ჩამოთვლილ ჯგუფებში შემავალ მხოლოდ ძირითად პარამეტრებს. ვიდრე გადავიდოდეთ ცალკეული პარამეტრების განხილვაზე, წინასწარ მივცეთ განმარტებები იმ ზოგად ტერმინებს, რომლებიც

გამოყენებული იქნება როგორც დიოდური, ისე სხვა ძალური ნახევარგამტარული გასაღებების პარამეტრების განხილვის დროს.

ძალური დიოდების პარამეტრები დაიყოფა მახასიათებელ და ზღვრულად დასაშვებ (მაქსიმალურად და მინიმალურად დასაშვები მნიშვნელობები) პარამეტრებად.

პარამეტრის დასაშვები მნიშვნელობა – ესაა პარამეტრის ის მნიშვნელობა, რომლის დროსაც მოსალოდნელია ხელსაწყოს ნორმალური ფუნქციონირება, ხოლო პარამეტრის ზღვრულად დასაშვები მნიშვნელობა – ესაა პარამეტრის ის მნიშვნელობა, რომელის ფარგლებიდან გამოსვლა იწვევს ხელსაწყოს დაზიანებას.

მახასიათებელი პარამეტრები – ესაა ელექტრული, სითბური ან მექანიკური სიდიდეების მნიშვნელობები, რომელიც ხელსაწყოს თვისებების შესაფასებლადაა გამოყენებული.

განსხვავება მახასიათებელ და ზღვრულად დასაშვებ პარამეტრებს შორის იმაში მდგომარეობს, რომ მახასიათებელი პარამეტრების დადგენა შესაძლებელია პირდაპირი ან ირიბი გაზომვების ჩატარებით, ხოლო ზღვრულად დასაშვები პარამეტრების განსაზღვრა გაზომვების ჩატარებით შეუძლებელია. ზღვრულად დასაშვებ პარამეტრების დადგენა ხდება ცდების, გამოცდების ან გაანგარიშების ჩატარების საფუძველზე.

ქვემოთ მოცემულია ძალური დიოდების ძირითადი პარამეტრების ჩამონათვალი და მათი ასოითი აღნიშვნები.

პარამეტრები ძაბვის მიხედვით:

- იმპულსური პირდაპირი ძაბვა..... V_{FM}
- განმეორებადი იმპულსური უკუძაბვა..... V_{RRM}
- არაგანმეორებადი იმპულსური უკუძაბვა..... V_{RSM}
- იმპულსური მუშა უკუძაბვა..... V_{RWM}
- ზღურბლური ძაბვა..... V_{TO}

პარამეტრები დენის მიხედვით:

- საშუალო პირდაპირი დენი (ზღვრული დენი)..... $I_{FAV}, I_{F(AV)}$
- დარტყმითი არაგანმეორებადი პირდაპირი დენი (დარტყმითი პირდაპირი დენი)..... I_{FSM}

- განმეორებადი იმპულსური უკუდენი..... I_{RRM}

პარამეტრები შინაგანი წინაღობისა და სიმძლავრის დანაკარგის მიხედვით:

- დიფერენციალური პირდაპირი წინაღობა..... r_T
- უკუდანაკარგების დარტყმითი სიმძლავრე..... P_{RSM}
- უკუდანაკარგების განმეორებადი იმპულსური სიმძლავრე..... P_{RRM}

პარამეტრები კომუტაციური პროცესების მიხედვით:

- უკუწინაღობის აღდგენის (უკუაღდგენის) დრო..... t_{rr}
- აღდგენის მუხტი..... Q_{rr}

ტემპერატურული და სითბური პარამეტრები:

- ელექტრული გადასასვლელის ევექტური ეკვივალენტური ტემპერატურა (გადასასვლელის ტემპერატურა)..... $t_J; \theta_J; T_J; t_{(VJ)}; \theta_{(VJ)}; T_{(VJ)}$
- გადასასვლელი-კორპუსის სითბური წინაღობა..... R_{thjc}

პარამეტრების ზემოთ მოცემული დასახელებები (ტერმინები) და პარამეტრთა აღნიშვნები, რომელიც ზღვრულად დასაშვებ მნიშვნელობებთანაა დაკავშირებული, არასრულია. როდესაც საუბარია პარამეტრზე, რომელსაც მაქსიმალურად დასაშვები მნიშვნელობა აქვს, მაშინ ტერმინს უნდა დაემატოს სიტყვები „მაქსიმალურად დასაშვები“, ხოლო ასოით აღნიშვნას-ინდექსი m . როდესაც საუბარია პარამეტრის მინიმალურად დასაშვებ მნიშვნელობაზე, მაშინ ტერმინს უნდა დაემატოს სიტყვები „მინიმალურად დასაშვები“, ხოლო აღნიშვნას-ინდექსი min . „საშუალო პირდაპირი დენი“-ს ნაცვლად მაგალითად, საჭირო იქნებოდა დაგვეწერა „მაქსიმალურად დასაშვები საშუალო პირდაპირი დენი“ და გამოგვეყენებინა აღნიშვნა I_{FAVm} , ნაცვლად I_{FAV} აღნიშვნისა.

ქვემოთ მოცემულია პარამეტრების დასახელებების (ტერმინების) განმარტებები.

პარამეტრები ძაბვის მიხედვით

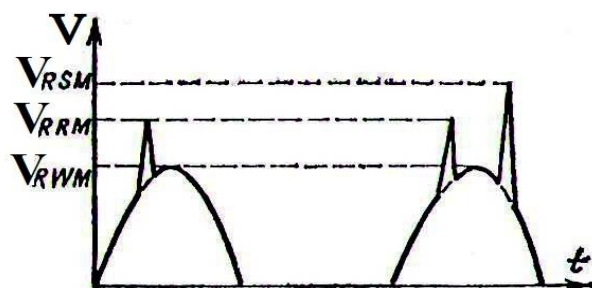
იმპულსური პირდაპირი ძაბვა V_{FM} – პირდაპირი ძაბვის უდიდესი მყისი მნიშვნელობა, განპირობებული მოცემული მნიშვნელობის პირდაპირი დენით.

განმეორებადი იმპულსური უკუდაბვა V_{RRM} – დიოდზე მოქმედი უკუდაბვის უდიდესი მყისი მნიშვნელობა, ყველა განმეორებადი გარდამავალი ძაბვის ჩათვლით, მაგრამ არაგანმეორებადი გარდამავალი ძაბვის გამორიცხვით.

არაგანმეორებადი იმპულსური უკუდაბვა U_{RSM} – დიოდზე მოქმედი ნებისმიერი არაგანმეორებადი გარდამავალი ძაბვის უდიდესი მყისი მნიშვნელობა.

იმპულსური მუშა უკუდაბვა V_{RWM} – დიოდზე მოქმედი უკუდაბვის უდიდესი მყისი მნიშვნელობა, განმეორებადი და არაგანმეორებადი გარდამავალი ძაბვების მხედველობაში მიუღებლად.

„განმეორებადი იმპულსური უკუდაბვა“, „არაგანმეორებადი იმპულსური უკუდაბვა“ და „იმპულსური მუშა უკუდაბვა“ ტერმინების აზრობრივი ახსნა წარმოდგენილია 1.9 სურათზე. განმეორებადი უმპულსური უკუდაბვის მაქსიმალურად დასაშვები მნიშვნელობის ტოლი ამპლიტუდის გარდამავალი ძაბვის იმპულსები დიოდზე მოქმედებს მკვებავი ქსელის სიხშირის შესაბამისი პერიოდულობით. რაც შეეხება გარდამავალი ძაბვის იმპულსებს, რომლის ამპლიტუდა არაგანმეორებადი მაქსიმალურად დასაშვები უკუდაბვის ტოლია, დიოდზე მოქმედებს მკვებავი ქსელის სიხშირეზე ნაკლები სიხშირით.



სურ.1.11. განმეორებადი, არაგანმეორებადი და მუშა იმპულსური უკუდაბვის ტერმინების ასახსნელად

განმეორებადი გარდამავალი ძაბვები ძირითადად განპირობებულია გარდამქმნელის აქტიური ელემენტების კომუტაციური პროცესებით; არაგანმეორებადი – გარდამქმნელის სქემის მიღმა არსებული მიზეზებით: ელჭეკით გამოწვეული გადაძაბვა, მკვებავ ქსელში არსებული გადაძაბვა და სხვ.

განმეორებადი იმპულსური უკუდაბვის მაქსიმალურად დასაშვები სიდიდე დაახლოებით 0,75-0,85 გამრღვევი ძაბვის ტოლია. არაგანმეორებადი იმპულსური უკუდაბვის მაქსიმალურად დასაშვები სიდიდე არ უნდა აღემატებოდეს $1,16 V_{RRM}$.

თანამედროვე ძალური დიოდების მაქსიმალურად დასაშვები იმპულსური მუშა უკუძაბვის სიდიდე 50 ვ-დან დაწყებული 5კვ-მდე ფარგლებშია.

ზღვრული ძაბვა V_{T0} – ეს არის პირდაპირი ძაბვის მნიშვნელობა, რომელიც განისაზღვრება ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის გაწრფივებული უბნის გაგრძელების ძაბვის ღერძთან გადაკვეთის წერტილის შესაბამისი ძაბვით (იხ. სურ.1.4).

პარამეტრები დენის მიხედვით

მაქსიმალურად დასაშვები საშუალო პირდაპირი დენი (ზღვრული დენი) – ეს დენი დიოდში ხანგრძლივად გამავალი პირდაპირი დენის პერიოდზე გასაშუალებული მნიშვნელობის მაქსიმალურად დასაშვები სიდიდეა. თანამედროვე ძალური დიოდების მაქსიმალურად დასაშვები საშუალო პირდაპირი დენი 10 ა-დან დაწყებული, რამდენიმე ათასი ამპერის ფარგლებშია:

დარტყმითი პირდაპირი დენი I_{FSM} – ესაა მოცემული ხანგრძლივობის სინუსოიდური ფორმის პირდაპირი დენის ერთჯერადი იმპულსის მყისი მნიშვნელობის მაქსიმალურად დასაშვები სიდიდე.

დარტყმითი პირდაპირი დენი ავარიულ დენს წარმოადგენს. იგი განპირობებულია დიოდის წრედში ჩართული დატვირთვის წრედის მოკლედ შერთვით. ამავდროულად იგულისხმება, რომ ავარიული იმპულსის დამთავრების მომენტში გარდამქმნელის დაცვა ასწრებს ამოქმედებას და მკვებავი ქსელი გამოირთვება. დარტყმითი დენის ზემოქმედებამ არ უნდა გამოიწვიოს დიოდის მწყობრიდან გამოსვლა.

განმეორებადი იმპულსური უკუდენი I_{RRM} – ესაა უკუდენის უდიდესი მყისი მნიშვნელობა, განპირობებული განმეორებადი იმპულსური უკუძაბვით. ძალური დიოდების განმეორებადი იმპულსური უკუდენის მნიშვნელობა, ნახევარგამტარული სტრუქტურის ფართობიდან გამომდინარე, შეიძლება შეადგენდეს რამდენიმე მილიამპერიდან დაწყებული, რამდენიმე ასეულ მილიამპერს.

პარამეტრები შინაგანი წინაღობისა და სიმძლავრის დანაკარგის მიხედვით

დიფერენციალური პირდაპირი წინაღობა r_T – ამ წინაღობის მნიშვნელობა ($r_T = \frac{\Delta V_f}{\Delta I_f}$) დამოკიდებულია ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტოს გაწრფივებული უბნის დახრილობაზე.

უკუდანაკარგების დარტყმითი სიმძლავრე P_{RSM} – დიოდში წარმოქმნილი სიმძლავრის დანაკარგის მყისი მნიშვნელობის მაქსიმალურად დასაშვები სიდიდე, როდესაც გარღვევის უბანზე დიოდი უკუმიმართულებით იტვირთება ერთჯერადი დენის იმპულსებით.

უკუდანაკარგების განმეორებადი იმპულსური სიმძლავრე P_{RRM} – დიოდში წარმოქმნილი სიმძლავრის დანაკარგის მყისი მნიშვნელობის მაქსიმალურად დასაშვები სიდიდე, როდესაც გარღვევის უბანზე დიოდი უკუმიმართულებით იტვირთება დენის პერიოდული იმპულსებით.

უკუდანაკარგების დარტყმითი და განმეორებადი იმპულსური სიმძლავრეები წარმოადგენენ მხოლოდ ზეგავრი ტიპის გამმართველი დიოდების პარამეტრებს.

პარამეტრები კომუტაციური მოვლენების მიხედვით

უკუაღდგენის დრო t_{rr} – ესაა დროის ინტეგრალი პირდაპირი დენის ნულზე გაგლის მომენტსა (როდესაც დიოდის დენი იცვლის მიმართულებას პირდაპირიდან უკუმიმართულებით) და დროის მომენტს შორის, როდესაც დიოდში გამავალი უკუდენი მცირდება მისი მაქსიმალური მნიშვნელობის 25%-მდე. $t_{rr} = t_s + t_f$, სადაც t_s არის დიოდის **n-p** გადასასვლელზე უკუდაბვის მიერთების დაყოვნების დრო, ხოლო t_f – უკუდენის $0,25 I_{RRM}$ – მდე შესამცირებლად საჭირო დროის ინტეგრალი (იხ.სურ.1.8).

უკუაღდგენის მუხტი Q_{rr} – ესაა სრული მუხტი, რომელიც გამოდის დიოდის სტრუქტურიდან, როდესაც დიოდი განსაზღვრული სიდიდის პირდაპირი დენის გამტარი მდგომარეობიდან გადაირთვება განსაზღვრული სიდიდის უკუდაბვაზე.

$Q_{rr} = Q_s + Q_f$, სადაც Q_s არის დაყოვნების მუხტი, რომელიც დიოდის სტრუქტურიდან გამოიწვება გარე წრედში, ხოლო Q_f – ნარჩენი მუხტი.

ტემპერატურული და სითბური პარამეტრები

ძალური დიოდების **n-p** გადასასვლელის ტემპერატურას აქვს ორი ზღვრული მნიშვნელობა: მაქსიმალურად დასაშვები და მინიმალურად დასაშვები.

გადასასვლელის მაქსიმალურად დასაშვები ტემპერატურა T_{jm} – ესაა ტემპერატურა, რომლის გადამეტება დიოდების ხანგრძლივი ექსპლუატაციის დროს დაუშვებელია.

ახალი სერიის ძალური დიოდების **n-p** გადასასვლელის მაქსიმალურად დასაშვები ტემპერატურა 190°C -ის ტოლია, თუ განმეორებადი იმპულსური უკუძაბვის სიდიდე 1600 ვ-ს არ აღემატება. როდესაც განმეორებადი იმპულსური უკუძაბვის სიდიდე 2800 ვ-მდეა, დიოდის **n-p** გადასასვლელის მაქსიმალურად დასაშვები ტემპერატურა შემცირებულია 175°C –მდე, ხოლო 4000 ვ-მდე განმეორებადი იმპულსური უკუძაბვის დროს – 150°C –მდე.

სწრაფად აღდგენადი და ზეგაწვრილი დიოდების **n-p** გადასასვლელის მაქსიმალურად დასაშვები ტემპერატურა $140-160^{\circ}\text{C}$ –ის ფარგლებშია.

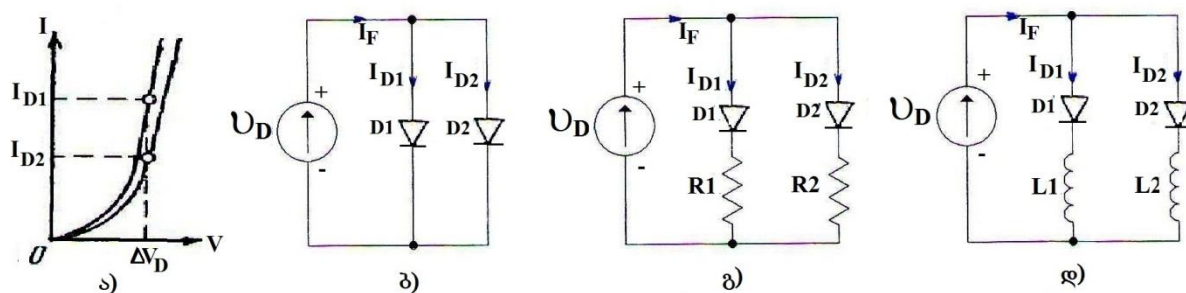
დიოდის n-p გადასასვლელის მინიმალურად დასაშვები ტემპერატურა T_{jmin} – ესაა ის მინიმალური ტემპერატურა, რომელზეც ნაკლები ტემპერატურის პირობებში დაუშვებელია დიოდების არა მარტო ექსპლუატაცია, არამედ შენახვაც. ეს იმითაა განპირობებული, რომ ასეთ დაბალ ტემპერატურაზე იცვლება დიოდის როგორც ელექტრული თვისებები, ისე მოსალოდნელია მისი მექანიკური დაზიანება დიოდის კონსტრუქციული ელემენტების წრფივი გაფართოების კოეფიციენტებს შორის არსებული განსხვავების გამო. დიოდების **n-p** გადასასვლელის მინიმალურად დასაშვები ტემპერატურის სიდიდე მოთავსებულია $-(50...60)^{\circ}\text{C}$ -ის ფარგლებში.

გადასასვლელი – კორპუსის უბნის სითბური წინაღობა R_{thjc} – ესაა დიოდის **n-p** გადასასვლელსა და კორპუსს შორის ტემპერატურული სხვაობის შეფარდება დიოდში წარმოქმნილი სიმძლავრის დანაკარგთან, როდესაც იგი დამყარებულ რეჟიმში მუშაობს.

დიოდების პარალელური შეერთება

დიოდების პარალელური შეერთება საჭიროა ჯამური პირდაპირი დენის გასაზრდელად. პარალელური შეერთების დროს წარმოიქმნება ცალკეულ პარალელურ შტოში დენების არათანაბარი გადანაწილების პრობლემა, რომელიც დიოდების ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირ შტოთა შორის განსხვავებითაა გამოწვეული. დენების არათანაბარმა გადანაწილებამ, თავის მხრივ, შეიძლება გამოიწვიოს ზოგიერთი დიოდის გადატვირთვა და მწყობრიდან გამოსვლა. ამიტომ საჭიროა პარალელურად შეერთებულ დიოდებში გამავალი დენების გასათანაბრებლად სათანადო ღონისძიებების გატარება.

დენების არათანაბარი გადანაწილება ორ დიოდში (მათი უშუალო პარალელური შეერთების დროს), რომელიც გამოწვეულია დიოდების ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტოების განსხვავებულობით, ილუსტრირებულია 1.12,ა სურათზე.



სურ.1.12. დიოდების ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტო (ა), დიოდების პარალელური შეერთების სქემები (ბ,გ,დ)

როგორც 1.12,ა სურათიდან ჩანს პირდაპირი ძაბვის ერთნაირი სიდიდის დროს ცალკეულ დიოდში გამავალი დენი მნიშვნელოვნად განსხვავდება ერთმანეთისაგან. პარალელურ შტოებში დენების გათანაბრების ბუნებრივი გზაა ისეთი დიოდების შერჩევა, რომელთაც ზუსტად ერთნაირი ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტო ექნება (სურ.1.12,ბ), რაც ხშირად გადაუჭრელ პრობლემას წარმოადგენს. ამიტომ საჭირო ხდება პარალელურ დიოდურ შტოებში დენების ხელოვნური გათანაბრება.

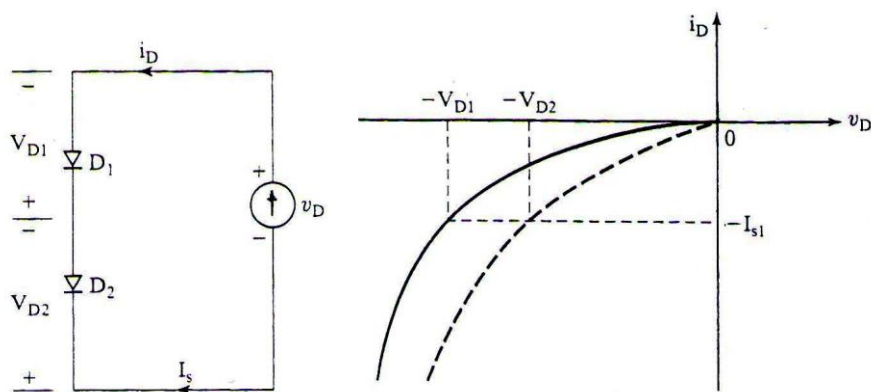
პარალელურ დიოდურ შტოებში დენების გათანაბრება პრინციპში შესაძლებელია დიოდების მიმდევრობით დამატებითი გამათანაბრებელი აქტიური წინაღობის ჩართვით (სურ.1.12,გ), რომელთა სიდიდე მნიშვნელოვნად აღემატება დიოდების პირდაპირ წინაღობას, მაგრამ ამ მეთოდის გამოყენების შემთხვევაში,

განსაკუთრებით დიდი დენების დროს, მნიშვნელოვნად იზრდება სიმძლავრის დანაკარგი და მცირდება გარდამქმნელი მოწყობილობის **მქკ**.

დიდი დენების შემთხვევაში ფართოდ გამოიყენება დენის ინდუქციური დამყოფები (სურ.1.12,დ). პარალელურ შტოებში დენის მომატების შემთხვევაში, შტოში ჩართულ ინდუქციურობის კოჭაში აღძრული თვითინდუქციის **ემმ** ნაკლებად საგრძნობს ხდის დიოდების პირდაპირი ჩართვის შესაბამისი მახასიათებელი პარამეტრების გაბნევადობით გამოწვეულ დენის არათანაბარ გადანაწილებას.

დიოდების მიმდევრობითი შეერთება

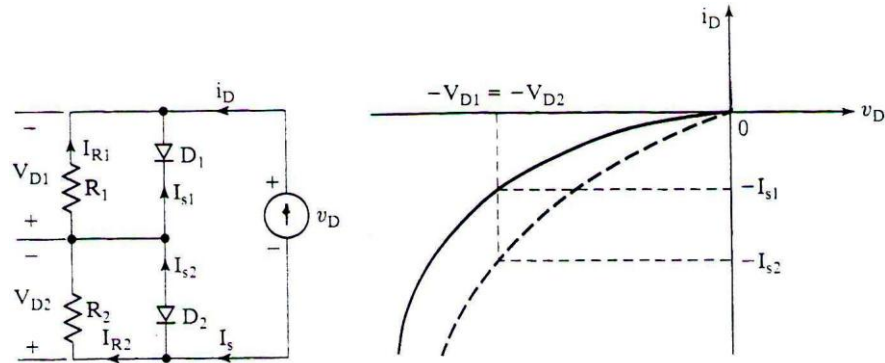
დიოდების მიმდევრობითი შეერთების მიზანია ჯამური დასაშვები უკუძაბვის სიდიდის გაზრდა. უკუძაბვის მოქმედების დროს, მიმდევრობით შეერთებულ დიოდებში გაივლის ერთნაირი სიდიდის უკუდენი (სურ.1.13,ა). მაგრამ დიოდების ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის უკუშტოების დახრილობათა შორის გარდაუვალი განსხვავების გამო, საერთო უკუძაბვა ცალკეულ დიოდზე არათანაბრად გადანაწილდება.



სურ.1.13. დიოდების მიმდევრობითი შეერთების სქემა და მათი ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის უკუშტოები

მიმდევრობით შეერთებულ დიოდებზე უკუძაბვის არათანაბარი გადანაწილება არასასურველია, რადგან თუ რომელიმე მათგანზე მოქმედი უკუძაბვა გადააჭარბებს გამრღვევი ძაბვის სიდიდეს, მოხდება არამართო ამ დიოდის, არამედ მასთან მიმდევრობით მიერთებული ყველა სხვა დიოდის გარღვევა და მწყობრიდან გამოსვლა.

მიმდევრობით შეერთებულ დიოდებზე უკუძაბვის არათანაბარი გადანაწილების გამორიცხვის მიზნით, თითოეული დიოდის პარალელურად ჩაერთვება ძაბვის გამთანაბრებელი რეზისტორები (სურ..1.14,ა).



სურ..1.14. დიოდებზე უკუძაბვის გამთანაბრებელი სქემა (ა) და დიოდების ვოლტ-ამპერული მახასიათებლების უკუშტოები (ბ)

როგორც 1.14,ბ სურათიდან ჩანს დიოდებზე უკუძაბვის ერთნაირი სიდიდით გადანაწილების შემთხვევაში ($-V_{D1} = -V_{D2}$), ცალკეულ დიოდში გამავალი დენი არ არის ერთნაირი სიდიდის. ჯამური უკუდენი I_S გადანაწილდება მიმდევრობით შეერთებულ დიოდებსა და მათ პარალელურად ჩართულ რეზისტორებში

$$I_S = I_{S1} + I_{R1} = I_{S2} + I_{R2}, \quad (1.8)$$

$$\text{სადაც } I_{R1} = \frac{V_{D1}}{R1}; \quad I_{R2} = \frac{V_{D2}}{R2} = \frac{V_{D1}}{R2}.$$

თუ I_{R1} და I_{R2} მნიშვნელობებს შევიტანთ (1.8) გამოსახულებაში, მივიღებთ

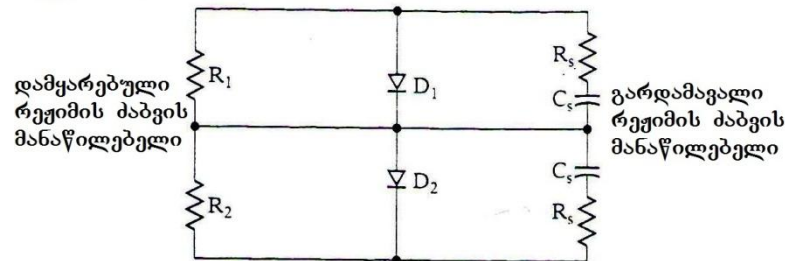
$$I_{S1} + \frac{V_{D1}}{R1} = I_{S2} + \frac{V_{D1}}{R2}. \quad (1.9)$$

თუ დიოდების პარალელურად ერთნაირი წინაღობის რეზისტორებს ჩავრთავთ, ე.ი. $R_1 = R_2 = R$, მაშინ დიოდების ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის უკუშტოთა სხვადასხვა დახრილობის გამო, ცალკეულ დიოდზე მოქმედი ძაბვა არ იქნება ერთნაირი სიდიდის, V_{D1} და V_{D2} ამ შემთხვევაში განისაზღვრება გამოსახულებიდან

$$I_{S1} + \frac{V_{D1}}{R} = I_{S2} + \frac{V_{D2}}{R}, \quad (1.10)$$

$$V_{D1} + V_{D2} = V_D. \quad (1.11)$$

გარდამავალი რეჟიმების დროს მიმდევრობით შეერთებულ დიოდებზე უკუძაბვის თანაბარი გადანაწილების უზრუნველსაყოფად თითოეული დიოდის პარალელურად უნდა ჩაირთოს მიმდევრობით შეერთებული C_s კონდენსატორი და R_s რეზისტორი. (სურ.1.15)



სურ.1.15. მიმდევრობით შეერთებულ დიოდებზე ძაბვითა გადანაწილების წრედები დამყარებულ და გარდამავალ რეჟიმებში

მაგალითი 12.

მიმდევრობით შეერთებულ ორ დიოდზე (სურ..1.14) მოქმედებს $V_D = 5$ კვ-ის ტოლი მუდმივი უკუძაბვა. დიოდების უკუედენებია $I_{S1} = 30$ მლა და $I_{S2} = 35$ მლა. უნდა განისაზღვროს:

- ცალკეულ დიოდზე მოქმედი უკუძაბვის მნიშვნელობა, როდესაც დიოდების პარალელურად ერთნაირი წინაღობის ძაბვის გამანაწილებელი რეზისტორებია ჩართული, $R1 = R2 = 100$ კომ;
- ძაბვის მანაწილებელი რეზისტორების წინაღობები $R1$ და $R2$, როდესაც უკუძაბვა დიოდებზე თანაბრადაა განაწილებული $V_{D1} = V_{D2} = V_D / 2$.

ამოხსნა

$$ა. \quad I_{S1} = 30 \text{ მლა}, \quad I_{S2} = 35 \text{ მლა}, \quad R1 = R2 = R = 100 \text{ კომ}. \quad -V_D = -V_{D1} - V_{D2},$$

$$ანუ \quad V_{D2} = V_D - V_{D1}.$$

(1.10) გამოსახულებაში ჩავსვათ $V_{D2} = V_D - V_{D1}$ და მიღებული გამოსახულებიდან განვსაზღვროთ V_{D1} , მივიღებთ

$$V_{D1} = \frac{V_D}{2} + \frac{R}{2}(I_{S2} - I_{S1}) = \frac{5 \cdot 10^3}{2} + \frac{100 \cdot 10^3}{2}(35 \cdot 10^{-3} - 30 \cdot 10^{-3}) = 2750 \text{ ვ.}$$

$$V_{D2} = V_D - V_{D1} = 5000 - 2750 = 2250 \text{ ვ.}$$

$$\text{ბ. } I_{S1} = 30 \text{ მლა, } I_{S2} = 35 \text{ მლა, } V_{D1} = V_{D2} = \frac{V_D}{2} = 2500 \text{ ვ.}$$

(1.9) გამოსახულებიდან განვსაზღვროთ

$$R_2 = \frac{V_{D2} R_1}{V_{D1} - R_1(I_{S2} - I_{S1})}.$$

ჩავთვალოთ $R_1 = 100$ კომ. მაშინ

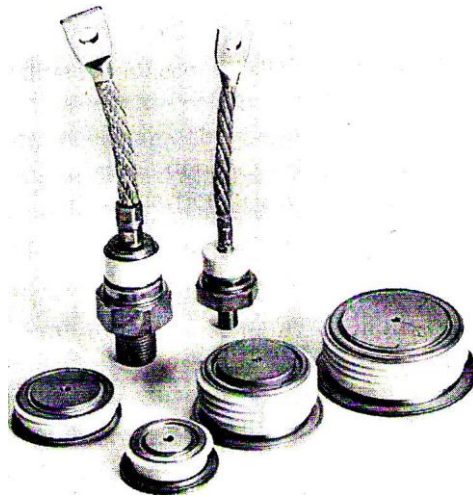
$$R_2 = \frac{2,5 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^3}{2,5 \cdot 10^3 - 100 \cdot 10^3 (35 \cdot 10^{-3} (35 \cdot 10^{-3} - 30 \cdot 10^{-3}))} = 125 \text{ კომ.}$$

2.3.2. სწრაფად აღდგენადი დიოდები

სწრაფად აღდგენადი დიოდების უკუწინაღობის აღდგენის დრო (t_{rr}) გაცილებით ნაკლებია ზოგადი დანიშნულების გამმართველი დიოდების უკუაღდგენის დროზე. ასეთი დიოდები გამოიყენება მუდმივი დენი – მუდმივი დენი ($dc - dc$) და მუდმივი დენი – ცვლადი დენი ($dc - ac$) გარდამქმნელების სქემებში, სადაც დიოდების ჩაკეტილი მდგომარეობის (უკუწინაღობის) აღდგენის სიჩქარეს ხშირად გადამწყვეტი მნიშვნელობა აქვს. სწრაფად აღდგენადი დიოდების სამუშაო დენების მნიშვნელობები 1ა-დან დაწყებული, რამდენიმე ასეული ამპერის ფარგლებშია, ხოლო სამუშაო ძაბვები მოთავსებულია 50...3000 ვ-ის ფარგლებში.

400 ვ-ზე მეტი სამუშაო ძაბვის მქონე სწრაფად აღდგენადი დიოდების დამზადება ხდება დიფუზური ტექნოლოგიური მეთოდის გამოყენებით. ასეთი დიოდების **p-n** გადასასვლელს აქვს მცირე ფართობი, ხოლო ბაზის შრეს გააჩნია მუხტის გადამტანების რეკომბინაციის გაზრდილი უნარი. ეს უკანასკნელი განპირობებულია ბაზის შრეში პლატინის ან ოქროს მინარევის დიფუზური შეტანით, რომელთა ატომები წარმოქმნიან მუხტის გადამტანთა ეფექტურ სარეკომბინაციო ცენტრებს.

400 ვ-ზე ნაკლები სამუშაო ძაბვის მქონე დიოდების დამზადება ხდება ეპიტაქსიალური ტექნოლოგიის გამოყენებით. ასეთ დიოდებს აქვთ ძალზე მცირე სიგანის ბაზის შრე, ამიტომ დიოდების უკუწინაღობის აღდგენის ხანგრძლივობა 50 ნწმ-ზე ნაკლებია. 1.16 სურათზე ნაჩვენებია სერიული წარმოების სწრაფად აღდგენადი დიოდების კორპუსთა გარე ხედები.



სურ.1.16. სწრაფად აღდგენადი დიოდები

2.3.3. შოტკის დიოდი

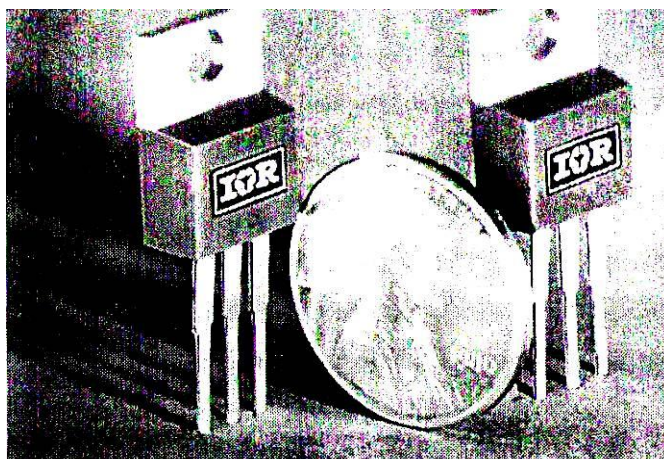
შოტკის დიოდების მუშა ნაწილს წარმოადგენს ლითონისა და ნახევარგამტარის კონტაქტის დროს წარმოქმნილი პოტენციალური ბარიერი, რომელსაც შოტკის ბარიერსაც უწოდებენ. ლითონისა და ნახევარგამტარის კონტაქტი მიიღება **n**-ტიპის სილიციუმის ფუძე შრეზე ლითონის ეპიტაქსიალური თხელი შრის დალექვის გზით.

p-n გადასასვლელიანი დიოდებისაგან განსხვავებით, შოტკის დიოდებში ადგილი არ აქვს ბაზაში მუხტის არაძირითადი გადამტანების ინიექციის პროცესს. ამიტომ მათ არ გააჩნიათ მუხტის არაძირითადი გადამტანების დაგროვებისა და გაწოვის პროცესებთან დაკავშირებული დიფუზიური ტევადობა.

შოტკის დიოდის ერთი მდგომარეობიდან მეორეში (ღია – ჩაკეტილი) გადართვის სიჩქარეს მხოლოდ ელექტრული გადასასვლელის ბარიერული ტევადობა განაპირობებს. ამის გამო, მისი უკუაღდგენის ხანგრძლივობა ნანოწამის მეთედი ნაწილების ტოლია და მისი მუშა სიხშირე 3...15 გიგაჰერცს აღწევს. შოტკის დიოდის დადებითი თვისებაა ისიც, რომ პირდაპირი ძაბვის ვარდნა მის შიგა წინაღობაზე დაახლოებით 0,2 ვ-ით ნაკლებია, ვიდრე **p-n** გადასასვლელიან დიოდებზე და არ აღემატება 0,4 ვ-ს.

შოტკის დიოდების უკუდენის სიდიდე აღემატება **p-n** გადასასვლელიანი დიოდების უკუდენს, ამიტომ შოტკის დიოდების უკუძაბვის მაქსიმალურად დასაშვები სიდიდე შედარებით მცირეა და 100 ვ-ით შემოიფარგლება. შოტკის დიოდების მუშა დენის სიდიდე 1...400 ა-ის ფარგლებშია.

შოტკის დიოდები წარმოადგენენ იდეალურ გასადებებს დაბალი ძაბვისა და შედარებით მაღალი დენების კვების წყაროებისათვის. 1.17 სურათზე ნაჩვენებია 20 და 30 ამპერიანი სერიული წარმოების შოტკის დიოდების კორპუსის გარე ხედი.



სურ.1.17. შოტკის დიოდები

2.3.4. სილიციუმის კარბიდის დიოდები

სილიციუმის კარბიდი (SiC) არის ძალური ელექტრონიკის ახალი, უაღრესად პერსპექტიული, მასალა. ამ მასალის გამოყენებით დამზადებულ ხელსაწყოებს აქვთ გაცილებით უკეთესი ტექნიკური მაჩვენებლები, ვიდრე Si –ისა და GaAs გამოყენებით დამზადებულ ხელსაწყოებს. ასე, მაგალითად, SiC –ის შოტკის დიოდებში არის ულტრადიდი სიმძლავრის დანაკარგი. მაღალია მუშაობის საიმედოობა. გარდა ამისა, ასეთ დიოდების უკუაღდგენის დრო პრაქტიკულად ნულს უტოლდება და აქვთ გადართვების ულტრამაღალი სიჩქარე. გადართვების პროცესზე ტემპერატურის ცვლილება გავლენას არ ახდენს.

საკონტროლო შეკითხვები

- 1.1. როგორი სახის p-n გადასასვლელს ეწოდება იდეალიზებული და როგორია მისი ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის ანალიზური გამოსახულება.
- 1.2. რას წარმოადგენს დიოდის p-n გადასასვლელის გაჯერების უკუდენი.

- 1.3. როგორი სიდიდის იქნება ტემპერატურული პოტენციალი, როდესაც აბსოლუტური ტემპერატურა $T = 300^{\circ} K$.
- 1.4. რით განსხვავდება დიოდის რეალური ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტო იდეალურისაგან.
- 1.5. რით განსხვავდება დიოდის რეალური ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის უკუშტო იდეალურისაგან.
- 1.6. რომელი დენები განაპირობებს დიოდის **p-n** გადასასვლელის უკუდენის რეალურ სიდიდეს.
- 1.7. განმარტეთ დიოდის **p-n** გადასასვლელის გამრღვევი უკუძაბვა. ჩამოთვალეთ **p-n** გადასასვლელის გარღვევის სახეები. რომელი მათგანია შეუქცევადი ხასიათის და რატომ.
- 1.8. რას ეწოდება დიოდზე პირდაპირი ძაბვის ვარდნის დამყარების დრო.
- 1.9. განმარტეთ დიოდის უკუაღდგენის მუხტი.
- 1.10. განმარტეთ დიოდის უკუაღდგენის დრო.
- 1.11. რა არის უკუაღდგენის დროის არსებობის მიზეზი **p-n** გადასასვლელიან დიოდებში.
- 1.12. ახსენით უკუაღდგენის ეტაპზე დიოდში გაზრდილი სიდიდის უკუდენის გავლის მიზეზი.
- 1.13. ჩამოთვალეთ ძალური დიოდების ტიპები.
- 1.14. როგორია ზოგადი დანიშნულების ძალური გამმართველი დიოდების სტრუქტურა.
- 1.15. ჩამოთვალეთ ძალური დიოდების პარამეტრთა ჯგუფები.
- 1.16. რას ეწოდება დიოდის პირდაპირი ძაბვის ზღურბლური მნიშვნელობა.
- 1.17. განმარტეთ ძალურ დიოდებზე მოქმედი განმეორებადი, არაგანმეორებადი და მუშა იმპულსური უკუძაბვები.
- 1.18. როგორია ზოგადი დანიშნულების გამმართველი დიოდების უკუაღდგენის დროის ტიპობრივი სიდიდე.
- 1.19. როგორია სწრაფად აღდგენადი დიოდების უკუაღდგენის დროის ტიპობრივი მნიშვნელობები.
- 1.20. ახსენით პარალელურად შეერთებულ ერთიდაიგივე ტიპის ძალურ დიოდებში დატვირთვის დენის არათანაბარი გადანაწილების მიზეზი და დაასახელეთ დიოდებში დენების გათანაბრების მეთოდები.

- 1.21. ახსენით მიმდევრობით შეერთებულ ერთიდაიგივე ტიპის დიოდებზე უკუძაბვის არათანაბარი განაწილების მიზეზი და დაასახლეთ დიოდებზე ძაბვების გათანაბრების მეთოდი.
- 1.22. როდესაც ძაბვის მათანაბრებელი რეზისტორებით მიმდევრობით შეერთებულ დიოდებზე უკუძაბვები თანაბრადაა განაწილებული, რატომ არის განსხვავებული დიოდებში გამავალი უკუდენები.
- 1.23. რაში მდგომარეობს ძირითადი განსხვავება **p-n** გადასასვლელიან და შოტკის დიოდებს შორის.

3. ძალური მართვადი ნახევარგამტარული გასაღებების საბაზისო სტრუქტურები

3.1. შესავალი

ამ თავის მიზანია პრაქტიკაში გამოყენებული გასაღებისებურ რეჟიმში მომუშავე ძალური ნახევარგამტარული ხელსაწყოების ელემენტარული უჯრედების სტრუქტურების განხილვა. ეს საშუალებას მოგვცემს უფრო თვალსაჩინოდ წარმოვიდგინოთ გასაღების მოქმედების პრინციპი, რომელიც მათ მუშაობას უდევს საფუძვლად. ელექტრონული გასაღებების სტრუქტურას განვიხილავთ როგორც სილიციუმის ელექტრონული (**n**) და ხვრელური (**p**) გამტარობის ნახევარგამტარული შრეების შეუღლებით მიღებული ელექტრული გადასასვლელების ერთობლიობას.

n- და **p-** ტიპის ნახევარგამტარული შრეების მუხტის ძირითად და არაძირითად გადამტანთა კონცენტრაციებს შორის არსებული თანაფარდობის მიხედვით, უნდა განვასხვაოთ სიმეტრიული და არასიმეტრიული ელექტრული გადასასვლელები. მუხტის გადამტანების კონცენტრაციათა შორის მკვეთრი ასიმეტრიის შემთხვევაში, როდესაც შრეების მუხტის გადამტანების კონცენტრაციები ერთმანეთისგან ერთი რიგით და მეტად განსხვავდება, უჯრედის სტრუქტურაში შემავალი შრეები შემდეგი სიმბოლოებით აღინიშნება: **p⁺-n**, **p-n⁻**, **p⁺-n⁺-n⁻** და ა.შ., სადაც „+“ და „-“ მიანიშნებს ნახევარგამტარულ შრეებში მინარევების გაზრდილ და შემცირებულ კონცენტრაციებზე.

სტრუქტურაში შემავალი ელემენტების გარე საკონტაქტო გამომყვანებთან მისაერთებლად გამოიყენება მოლითონებული შრეები ან პოლიკრისტალური სილიციუმის შრე.

გასაღებისებურ რეჟიმში მომუშავე ნახევარგამტარული ხელსაწყოს ჩაკეტილიდან ღია მდგომარეობაში, და პირიქით, გადასვლას თან ახლავს ხელსაწყო სტრუქტურის გამტარი თვისებების ცვალებადობა. ამ გარემოებამ ასახვა ჰპოვა მართვადი გასაღებების სახელწოდებაში. სიტყვა ტრანზისტორი (**transistor**) ნაწარმოებია ორი ინგლისური სიტყვიდან: **transfer** - ე.ი. გარდაქმნა და **resistor** - წინაღობა. სიტყვა ტირისტორი (**thyristor**) წარმოსდგება ბერძნული სიტყვიდან **thyra** - კარი ე.ი. აქვს ჩაკეტილი და ღია მდგომარეობა და კვლავ ინგლისური სიტყვიდან **resistor**. გასაღების ღია მდგომარეობა განისაზღვრება უჯრედის სტრუქტურაში მაღალი კონცენტრაციის მუხტის გადამტანების

შემცველი და, მაშასადამე, მცირე წინაღობის გამტარი არხით. გასაღების ჩასაკეტად აუცილებელია გამტარ არხში მუხტის გადამტანების გადაადგილების შესაწყვეტად საჭირო პირობის შექმნა. ამის მიღწევა ხდება მუხტის გადამტანებისაგან გადარიბებული სივრცული მუხტის უბნის წარმოქმნით, სადაც პრაქტიკულად არ არსებობს ელექტრონები და ხვრელები. გადართვის ასეთი მექანიზმი დამახასიათებელია ყველა გასაღებისებურ რეჟიმში მომუშავე ხელსაწყოთათვის, ხოლო მათი დენგამტარი მდგომარეობის მართვა ხორციელდება საკონტაქტო გამოყვანიდან, რომელიც ბაზის, ჩამკეტის ან მართვის ელექტროდის სახელწოდებითაა ცნობილი. მხოლოდ განსხვავებულია ის ფიზიკური ეფექტი, რომელიც საფუძვლად უდევს გადართვის პრინციპს. ბიპოლარული სტრუქტურებისათვის ესაა მუხტის გადამტანთა ინიექციის, მუხტების გადატანისა და ექსტრაქციის პროცესები, ხოლო უნიპოლარული სტრუქტურებისათვის - არხის გამტარობის ტიპის ინვერსია და მოცულობითი მუხტის უბნების მიჯრა.

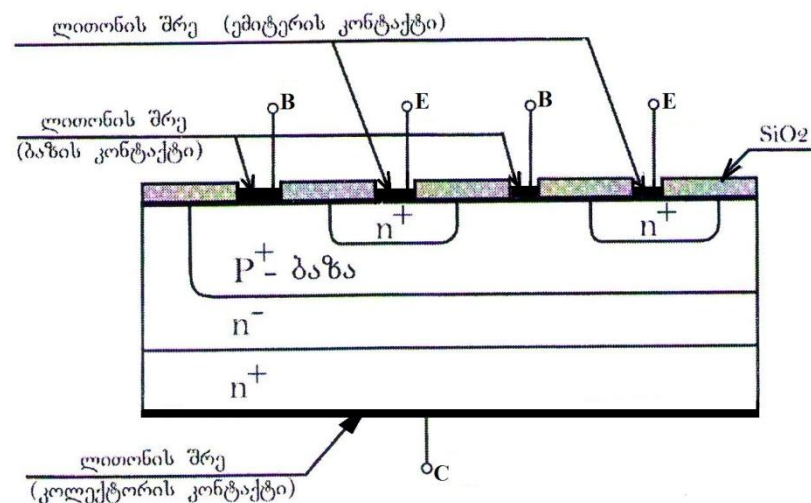
თანამედროვე ძალური ნახევარგამტარული გასაღებები სტრუქტურულად წარმოსდგება ერთნაირი თვისებების პარალელურად შეერთებული ელემენტარული უჯრედების ერთობლიობის სახით, რაც ქვემოთ წარმოდგენილი იქნება გამარტივებული სახით, მაგრამ ისეთ დონეზე, რომ შესაძლებელი იყოს მათი მუშაობის ფიზიკური პრინციპის სწორი გაგება.

3.2. ძალური ტრანზისტორული გასაღებები

3.2.1 ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორული გასაღები (BJT)

n-p-n ტიპის ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორის საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა 3.1 სურათზეა ნაჩვენები. საბაზისო უჯრედის დასამზადებლად გამოიყენება მინარევის გაზრდილი კონცენტრაციის (ძლიერლეგირებული) შემცველი ***n***-ტიპის სილიციუმის საფენი (***n*⁺**-შრე), რომლის ქვედა ზედაპირზე გაკეთებულია კოლექტორის ომური კონტაქტი (ლითონის შრე). ***n*⁺**-საფენის ზედა ზედაპირზე ეპიტაქსიალური ამოზრდის მეთოდის გამოყენებით მიღებულია მინარევით სუსტად ლეგირებული (მაღალი ომური წინაღობის) ***n***-შრე. ამ შრის ზედაპირზე დიფუზიური მეთოდის გამოყენებით შექმნილია ***p***-ბაზის შრე. ამის

შემდეგ, p -ბაზის ზედაპირზე პლანარული ტექნოლოგიის მიხედვით ხორციელდება ზედაპირის დაფარვა სილიციუმის ორჟანგის (SiO_2) თხელი შრით, სილიციუმის ორჟანგის შრის გარკვეული უბნების სპეციალური ხსნარით ამოჭმის შედეგად წარმოქმნილ ფანჯრებში დონორული მინარევის იმპლანტაცია და ემიტერის n^+ - უბნების მიღება, ემიტერისა და ბაზის უბნების ზედაპირის მოლითონება და საკონტაქტო ელექტროდების გაკეთება. ამრიგად, ემიტერისა და ბაზის საკონტაქტო გამოძეგანები შესრულებულია ნახევარგამტარული კრისტალის ერთ ზედაპირზე, ხოლო კოლექტორის საკონტაქტო გამოძეგანი - საწინააღმდეგო მხარეს მდებარე ზედაპირზე. ასეთნაირად შექმნილ სტრუქტურას ეწოდება ვერტიკალური სტრუქტურა.



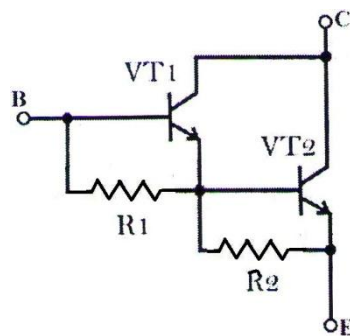
სურ. 3.1. ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორის საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა

საბაზისო უჯრედში კოლექტორული გადასასვლელი p - და n -უბნებს შორის არსებობს. კოლექტორული უბნის (n) სუსტი ლეგირების გამო, გაზრდილია კოლექტორული p - n გადასასვლელის სისქე, რაც დასაშვები უკუძაბვის მნიშვნელოვანი გაზრდის საშუალებას იძლევა.

საბაზისო უჯრედში ემიტერული გადასასვლელი დანაწევრებული ხასიათისაა, რის შედეგადაც შემცირებულია წინაღობა p -ბაზისა და ემიტერის კონტაქტს შორის, გაუმჯობესებულია დენის განაწილება და აღმოფხვრილია ე.წ. თერმულად არასტაბილური ცხელი წერტილები, რომლებიც დენის არათანაბარი განაწილების გამო წარმოიქმნება.

სუსტად ლეგირებული კოლექტორული უბნის არსებობა ძალურ ბიპოლარულ ტრანზისტორში იწვევს დენის გადაცემის კოეფიციენტის

მნიშვნელოვან შემცირებას. ამიტომ, ტრანზისტორის გაჯერების რეჟიმის უზრუნველსაყოფად საჭირო ხდება ბაზის დენის მნიშვნელოვანი გაზრდა. ამის გამო, მნიშვნელოვნად იზრდება ხელსაწყო მართვისათვის საჭირო სიმძლავრე, რაც არასასურველია. დენის გადაცემის კოეფიციენტის გაზრდის საჭიროება მოითხოვს საბაზისო უჯრედის სტრუქტურის გართულებას (3.1. სურათზე ნაჩვენები არ არის). კერძოდ, საბაზისო უჯრედში კეთდება დამატებითი ტრანზისტორული სტრუქტურა (***n-p-n***) და ამ გზით უჯრედში ფორმირებული ორი ტრანზისტორი შეერთდება ე.წ. დარლინგტონის სქემის მიხედვით (შედგენილი ტრანზისტორის სქემა). ტრანზისტორების შეერთების სქემა 3.2. სურათზეა ნაჩვენები.

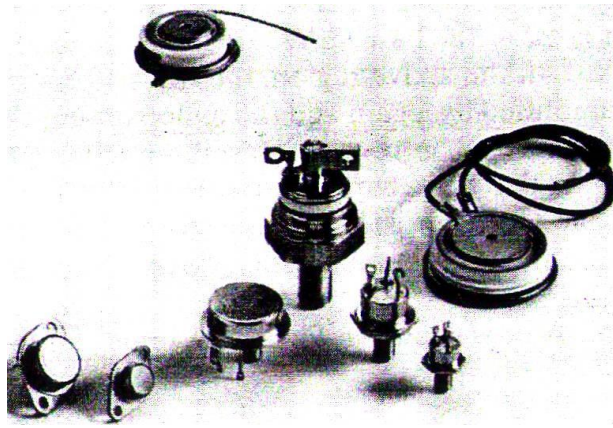


სურ. 3.2. შედგენილი ტრანზისტორის სქემა

ასეთი სტრუქტურის მქონე ტრანზისტორის ბაზის დენის გადაცემის კოეფიციენტი $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$, სადაც β_1 , β_2 – $VT1, VT2$ ტრანზისტორების ბაზის დენის გადაცემის კოეფიციენტებია.

VT1 და ***VT2*** ტრანზისტორების ემიტერული გადასასვლელები დაშუნტებულია ***R1*** და ***R2*** რეზისტორებით. ეს რეზისტორები ზრდის კოლექტორ-ემიტერის წრედის მუშა ძაბვის სიდიდეს და აუმჯობესებს ტრანზისტორის სიბურთულ სტაბილურობას. გარდა ამისა, ეს რეზისტორები აუმჯობესებს ტრანზისტორის ჩაკეტილ მდგომარეობაში გადასვლის (გამორთვის) დინამიკურ მახასიათებელს.

3.3. სურათზე ნაჩვენებია სხვადასხვა სიმძლავრის დისკრეტული შესრულების ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორების ტიპობრივი კორპუსების გარე ხედი.

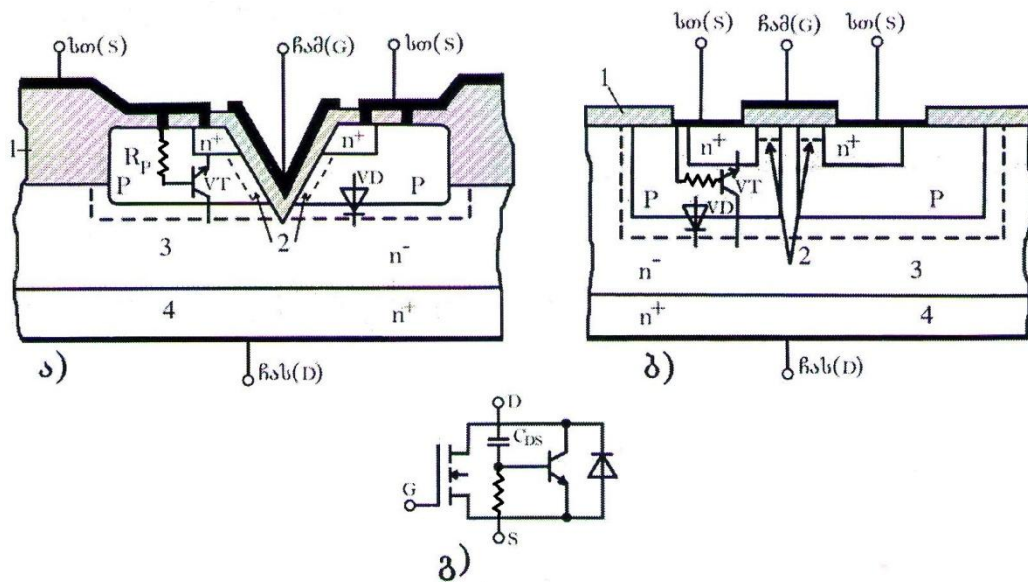


სურ.3.3. ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორები

3.2.2. ძალური ველით მართვადი ტრანზისტორები იზოლირებული მართვის ელექტროდით (MOSFET)

ლითონი-დიელექტრიკი-ნახევარგამტარი (ლდნ) სტრუქტურის თანამედროვე ძალური ტრანზისტორები შეიძლება დაიყოს ორ ძირითად ჯგუფად: მაღალი სიხშირის დაბალძაბვიანი ტრანზისტორები და ტრანზისტორები მაღალი მუშა ძაბვით. ორივე ჯგუფის ტრანზისტორული გასაღები მრავალუჯრედიანი სტრუქტურისაა. საბაზისო უჯრედების დამზადება ხდება ორი ვარიანტის მიხედვით: **V-ტექნოლოგიით (V-MOS FET)** და **D-ტექნოლოგიით (D-MOS FET)**.

V-ტექნოლოგიის მიხედვით დამზადებულ საბაზისო უჯრედს მხოლოდ ვერტიკალური სტრუქტურა გააჩნია (სურ. 3.4.). საწყის მასალად გამოიყენება n^+ -ნახევარგამტარული კრისტალის ფირფიტა (საფენი), რომელზეც დალექილია n^- -ეპიტაქსიალური შრე. ამ შრეზე მინარევების თანამიმდევრული დიფუზიით ფორმირდება p -უბანი და ძლიერლეგირებული n^+ -სათავის უბანი. ამ ეტაპამდე წარმოებული ტექნოლოგიური ოპერაციები ბიპოლარული საბაზისო უჯრედის შესრულებისას გამოყენებული ტექნოლოგიური ოპერაციების იდენტურია. ამის შემდეგ, შერჩევითი ქიმიური დამუშავებით მიიღება **V-ს** მსგავსი არხი, რომელიც დაფარულია სილიციუმის ორჟანგის საიზოლაციო შრით. ამ უკანასკნელის ზედაპირზე მოლითონების ტექნოლოგიური მეთოდის გამოყენებით დატანილია ლითონის შრე, რომელზეც გაკეთებულია ჩამკეტის (მართვის ელექტროდის) საკონტაქტო გამომყვანი. ანალოგიურად უკეთდება საკონტაქტო გამომყვანები n^+ -უბნებს. რაც შეეხება ჩასადინარის საკონტაქტო გამომყვანს, იგი შესრულებულია n^+ -ნახევარგამტარული კრისტალის საფენის უკანა მოლითონებული ზედაპირიდან.



სურ. 3.4. ღღნ ტრანზისტორული გასადების საბაზისო უჯრედის სტრუქტურები:
 ა) V- ტექნოლოგია; ბ) D- ტექნოლოგია; გ) ეკვივალენტური სქემა; 1 - დიელექტრიკი;
 2. n -არხი; 3. n^- -ტიპის ეპიტაქსიალური შრე 4. n^+ - ტიპის საფენი

D-ტექნოლოგიის მიხედვით დამზადებულ საბაზისო უჯრედს შეიძლება ჰქონდეს როგორც ვერტიკალური, ისე ჰორიზონტალური (პლანარული) სტრუქტურა. ამჟამად, ასეთი საბაზისო უჯრედების დამზადება ძირითადად ხდება ვერტიკალური სტრუქტურის მიხედვით (სურ. 3.4, ბ). ამ სახის საბაზისო უჯრედის შესრულების დროსაც გამოყენებულია ძლიერლეგირებული n^+ -საფენი, რომლის უკანა ზედაპირი დაფარულია ლითონის თხელი შრით და იგი ჩასადინარის ფუნქციას ასრულებს. საფენის წინა ზედაპირზე ეპიტაქსიალური ამოზრდის მეთოდის გამოყენებით შექმნილია სუსტად ლეგირებული n^- -შრე. ამ შრეზე მინარევების შეტანის დიფუზიური ტექნოლოგიის გამოყენებით შექმნილია p -უბანი და სათავის ძლიერლეგირებული n^+ -უბნები. მოლითონების ოპერაციის ჩატარების შედეგად მიღებულია ჩამკეტისა და სათავის საკონტაქტო გამომყვანები.

ძალური ღღნ-ტრანზისტორების საბაზისო უჯრედის მუშაობის პრინციპი დაინდუქციებულარხიანი ველით მართვადი ტრანზისტორის მუშაობის პრინციპის ანალოგიურია. საბაზისო უჯრედის ღია მდგომარეობაში გადართვისათვის აუცილებელია არხის იმ უბნის გამტარობის ინვერსია, რომელიც უშუალოდ მმართველი ელექტროდის (ჩამკეტის) ქვემოთაა მოთავსებული. ძალური ღღნ გასადების საბაზისო უჯრედი, როგორც წესი, n -არხიანია. საბაზისო უჯრედის ჩამკეტზე დადებითი წანაცვლების ძაბვის მიწოდებისას, ელექტრული ველის

ძალხაზები გააღწევენ რა ჩამკეტსა და არხს შორის განთავსებულ დიელექტრიკის შრეში, მოხდება p -უბნის ზედაპირული შრეებიდან ხვრელების განზიდვა, ხოლო p -უბნის სიღრმისეული შრეებიდან ზედაპირული შრეებისაკენ ელექტრონების მიზიდვა. ამის გამო, p -უბნის ზედაპირქვეშა შრეები (ჩამკეტის ქვემოთ) გამდიდრდება ელექტრონებით და შეიცვლება ამ შრეების გამტარობის ტიპი, ე.ი. n^+ -სათვისა და n^- ჩასადინარის უბნები ერთმანეთს დაუკავშირდებიან მუშა დენის გამტარი n -ტიპის არხით.

ღია მდგომარეობის დროს ძალური ღღნ - ტრანზისტორულ გასაღების ჩასადინარსა და სათავეს შორის წარმოქმნილი პირდაპირი ძაბვის ვარდნა, დენგამტარი არხის წინაღობაზეა დამოკიდებული. ეს წინაღობა კი საბაზისო უჯრედის სტრუქტურის სხვადასხვა უბნის წინააღობებითაა განპირობებული. გასაღების სტრუქტურაში ამ წინააღობის სიდიდეს ძირითადად ეპიტაქსიალური შრის წინააღობა განსაზღვრავს (მთელი წინააღობის 95%-ის ტოლი). გამრღვევი ძაბვის სიდიდის გაზრდა და ამაღლოვლად ღია არხის ნარჩენი წინააღობის სიდიდის შემცირება შეუძლებელია, რადგან ეპიტაქსიალური შრის წინააღობა (R_{epi}) გამრღვევი ძაბვის 2.5...2.7 ხარისხის პროპორციულია და საჭიროა კომპრომისული გადაწყვეტილების მიღება.

ძალური ღღნ-ტრანზისტორის ორივე სახის საბაზისო უჯრედი შეიცავს შიგა “პარაზიტულ” $n-p-n$ ბიპოლარულ ტრანზისტორს (VT , სურ. 3.4.), რომლიც წარმოქმნილია: n^+ -სათავეს უბნით (ემიტერი), ინვერსული არხის p -უბნით (ბაზა) და n^- -ეპიტაქსიალური შრით (კოლექტორი). ეს ტრანზისტორი ჩართულია ღღნ-სტრუქტურის მუშა არხის პარალელურად. იმისათვის, რომ ხელსაწყომ შეინარჩუნოს ევლით მართვადი ტრანზისტორებისათვის დამახასიათებელი დადებითი თვისებები, აუცილებელია გამოირიცხოს მუხტის გადამტანების ბიპოლარული მექანიზმის ამოქმედება. ამ მიზნით p -უბნის ნაწილი ძალური ღღნ - ტრანზისტორის საბაზო უჯრედში კონტაქტშია სათავეს გამომყვანის ლითონის შრესთან. სქემოტექნიკური თვალსაზრისით ასეთი ტექნოლოგიური ღონისძიების გატარება პარაზიტული $n-p-n$ ტრანზისტორის ემიტერული გადასასვლელის მოკლედ შერთვის ექვივალენტურია. თუმცა, იმის გამო, რომ p -უბანს განსაზღვრული სასრული სიდიდის გრძივი R_p წინააღობა გააჩნია, აღნიშნული პრობლემა ბოლომდე გადაჭრილი არ არის. ჩასადინარის წრედში ძაბვის დიდი სიჩქარით ცვლილების დროს თავს იჩენს dV/dt -ს ეფექტი. კერძოდ, ტევადობითი ხასიათის უკუკავშირის დენმა გრძივ R_p წინააღობაზე შეიძლება

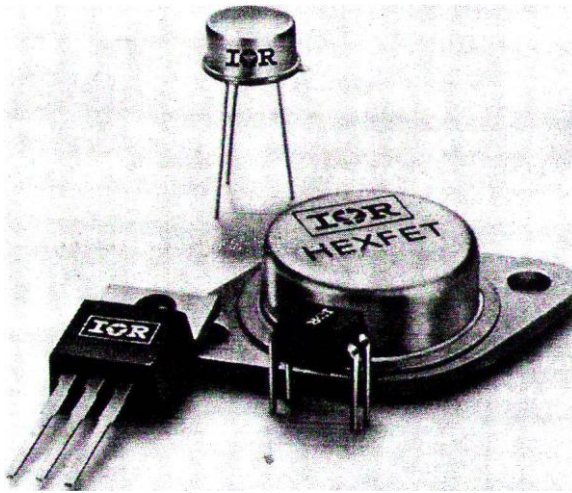
შექმნას ***n-p-n*** ტრანზისტორის გადებისთვის საკმარისი წანაცვლების ძაბვა. ზემოაღნიშნულის გათვალისწინება განსაკუთრებით საჭიროა მაღალი ძაბვის ლდნ-ტრანზისტორების სტრუქტურაში, სადაც გამოყენებული უნდა იქნეს დაცვის დამატებითი საშუალებები.

საკონტაქტო ლითონის შრესთან ***p***-უბნის მიერთების გამო, ძალური ლდნ-ტრანზისტორის სტრუქტურის შიგნით კიდევ ერთი დამატებითი ელემენტი-უკუწანაცვლების მქონე ***p-n*** გადასასვლელი ჩნდება. ეს უკანასკნელი შეიძლება განხილული იქნეს, როგორც შიგა დიოდი, რომელიც სათავე-ჩასადინარის წრედის შემხვედრ-პარალელურადაა ჩართული (სურ. 3.4, გ). საბაზისო უჯრედის დაპროექტება ხდება ისე, რომ ამ დიოდის ზღვრული პარამეტრები შესაბამისობაშია ლდნ-ტრანზისტორის ანალოგიურ მაჩვენებლებთან და ამავე დროს გააჩნია ჩაკეტილი მდგომარეობის აღდგენის საკმაოდ მცირე დრო.

V-ლდნ და **D**-ლდნ საბაზისო უჯრედების სტრუქტურათა შორის გარკვეული განსხვავების მიუხედავად, მათ მუშაობას საფუძვლად უდევს ერთი საერთო პრინციპი. კერძოდ, ჩაკეტილი მდგომარეობის დროს ჩასადინარსა და სათავეს შორის მიერთებული გარეშე ძაბვის წყაროს ელექტრული ველი კონცენტრირებულია ჩასადინარის ***n***-ეპიტაქსიალურ უბანში, რის გამოც გამრღვევი ძაბვის (მაშასადამე დასაშვები ძაბვის) სიდიდე მაღალია. ბიპოლარული საბაზისო უჯრედის მსგავსად, ძაბვით გარღვევის შესაძლო მექანიზმებია:

- ზვავური გარღვევა ელექტრული ველის დაძაბულობის დიდი სიდიდის დროს;
- სითბური გარღვევა დენური გადატვირთვების დროს;
- გამჭოლი გარღვევა, რომელიც სივრცული მუხტის ველების გადაადგილებისა და მოძრავი მუხტებით გადარიბებული უბნების მიჯრის ეფექტითაა განპირობებული.

3.5 სურათზე ნაჩვენებია დისკრეტული შესრულების **MOSFET** ტრანზისტორების ტიპობრივი კორპუსების გარე ხედი.

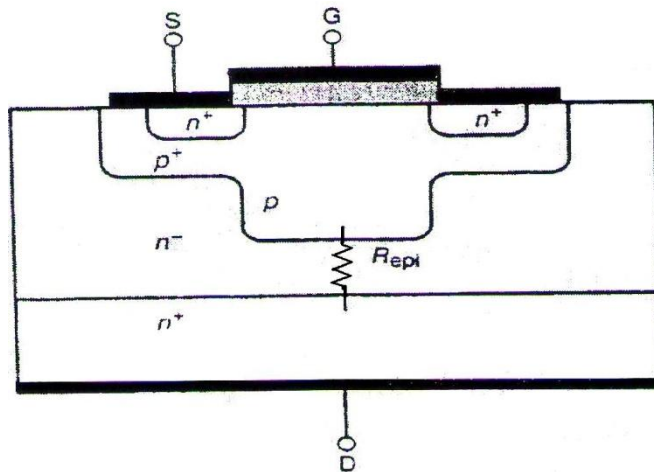


სურ.3.5. MOSFET ტრანზისტორები

3.2.2.1. CoolMOS - ტრანზისტორის საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა

ძალური ღღნ - სტრუქტურის ველით მართვადი ტრანზისტორების ღია არხის ნარჩენი წინაღობის შემცირების პრობლემის ახალ გადაწყვეტას წარმოადგენს შეცვლილი სტრუქტურის საბაზისო უჯრედის შექმნა ე.წ. **CoolMOS** ტექნოლოგიის გამოყენებით. ამ ტექნოლოგიის არსი იმაში მდგომარეობს, რომ სპეციალური ეპიტაქსიალური პროცესის გამოყენებით ფორმირდება სტრუქტურაში შემავალი განსაკუთრებული გეომეტრიის **p**-უბანი (სურ.3.6). **p**-უბანს აქვს მნიშვნელოვანი ჩადრმავება სტრუქტურის იმ ნაწილში, რომელიც უშუალოდ ჩამკეტის ქვემოთაა განთავსებული. ამ შემთხვევაში ღია არხის ნარჩენი წინაღობა მკვეთრად მცირდება, რადგან დენის გატარებაში მონაწილეებს ეპიტაქსიალური შრის ძალზე მცირე ნაწილი.

ჩაკეტილ გასადებზე მოქმედი გარეშე ძაბვის მიერ შექმნილი ელექტრული ველის ძირითადი ნაწილი კი თავმოყრილია ეპიტაქსიალური შრის ფართო გვერდით უბნებზე, რომლებიც დენის გატარებაში არ მონაწილეობენ. **CoolMOS** ტრანზისტორებში აღგილი აქვს ღია გამტარი არხის ნარჩენ წინაღობასა და გამრღვევ ძაბვას შორის პირდაპირ პროპორციულ დამოკიდებულებას.



სურ. 3.6. CoolMOS ტრანზისტორის საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა

3.2.3. ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორული გასაღები იზოლირებული ბაზით (IGBT)

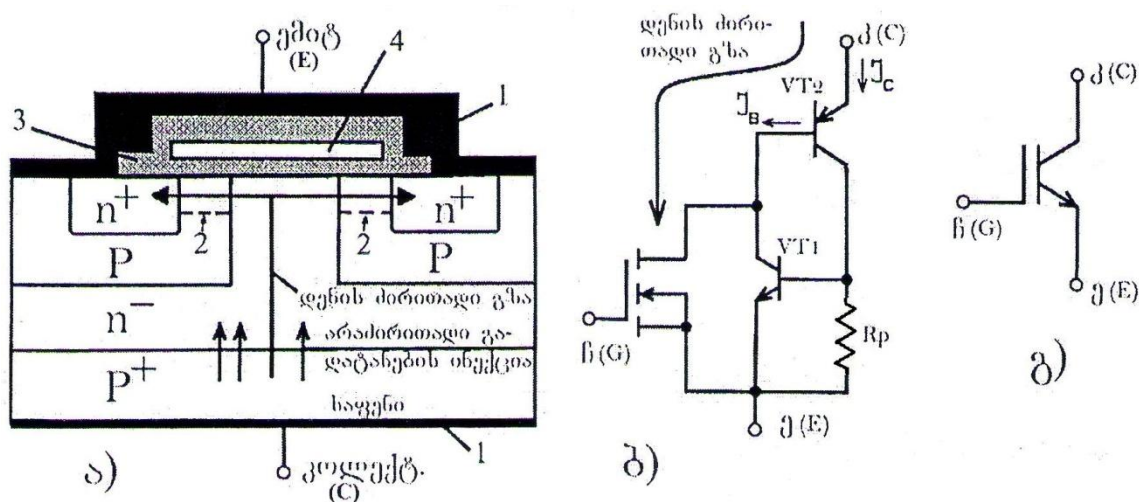
ამ სახის ხელსაწყო წარმოადგენს ღდნ და ბიპოლარული ტრანზისტორების სტრუქტურათა მონოლითურ კომბინაციას. ხელსაწყო საბაზისო უჯრედი მიიღება შესავალი ღდნ და გამოსავალი ბიპოლარული ტრანზისტორების სტრუქტურათა შერწყმის შედეგად. ასეთი ტექნიკური გადაწყვეტის შედეგად მიღებულ ხელსაწყოში გაერთიანებულია როგორც ბიპოლარული, ისე ღდნ ტრანზისტორის დადებითი თვისებები. საბაზისო ელემენტის სტრუქტურაში შემავალი ბიპოლარული ტრანზისტორის ბაზას მმართველი სიგნალი მიეწოდება იზოლირებულჩამკეტიანი ველით მართვადი ტრანზისტორის საშუალებით. ამის გამო, ამ სახის ხელსაწყოში მიიღო იზოლირებულბაზიანი ბიპოლარული ტრანზისტორის სახელწოდება. მისი შემოკლებული ინგლისური დასახელებაა- **IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)**.

IGBT გასაღების საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა წარმოდგენილია 3.7. ა. სურათზე, ხოლო 3.7.ბ. სურათზე ნაჩვენებია საბაზისო უჯრედის ეკვივალენტური სქემა. **IGBT** გასაღების საბაზისო უჯრედს აქვს ღდნ-გასაღების საბაზო უჯრედის ანალოგიური სტრუქტურა. განსხვავება მხოლოდ იმაშია, რომ **IGBT** გასაღების საბაზისო უჯრედის შესრულების დროს n^+ -ტიპის საფენის ნაცვლად გამოყენებულია p^+ - ტიპის საფენი, რის შედეგადაც სტრუქტურაში გაჩნდება ერთი დამატებითი $p-n$ გადასასვლელი. საფენის უკანა ზედაპირის მოლითონების შედეგად მიღებული კონტაქტი ასრულებს კოლექტორის ფუნქციას, რომელსაც გასაღების ღია მდგომარეობაში გადართვის დროს მიუერთდება გარეშე ძაბვის

წყაროს პლუსი (ძაბვის წყაროს მინუსი მიუერთდება ემიტერს). ლდნ-საბაზისო უჯრედის მსგავსად, გარეშე წყაროს ძაბვის ძირითადი ნაწილი სუსტად ლეგირებულ n^- -ეპიტაქსიალურ შრეზე მოედება.

იზოლირებულ ჩამკეტზე დადებითი წანაცვლების ძაბვის მიწოდების დროს, p -უბნის ზედაპირქვეშა შრეების გამტარობის ინვერსიის გამო, წარმოიქმნება n -ტიპის დენგამტარი არხი-2 და ემიტერ-კოლექტორის წრედში გაივლის დენი. დენის ძირითადი გზა ნაჩვენებია 3.7. სურათზე.

იმ პროცესთან ერთად, რომელიც ლდნ-სტრუქტურისთვისაცაა დამახასიათებელი, განსახილველი სტრუქტურის საბაზისო უჯრედში აღიძვრება მუხტების გადანაწილების დამატებითი პროცესი. იმის გამო, რომ კოლექტორის ძლიერლეგირებულ p^+ -უბანზე დადებითი ძაბვა მოქმედებს, ადგილი აქვს p^+ -უბნიდან მუხტის არაძირითადი გადამტანების ინტენსიურ ინიექციას n^- -უბანში. ამ უბანში წარმოქმნილი მუხტის არაძირითადი გადამტანების კონცენტრაციის გრადიენტის არსებობის გამო, ხვრელები გადაინაცვლებენ n^- -უბნის სიღრმეში, არხის მახლობლად წარმოქმნიან დადებით მოცულობით მუხტს და ახდენენ არხის წინაღობის სიდიდის შეცვლას (მოდულაციას). აქედან გამომდინარე, ასეთი სტრუქტურის მქონე საბაზისო უჯრედმა მიიღო მოდულირებულგამტარობიანი სტრუქტურის სახელწოდება. არხის მოდულაციის გამო, მისი წინაღობა გამტარი მდგომარეობის დროს მნიშვნელოვნად მცირდება.



სურ. 3.7. IGBT საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა (ა); ეკვივალენტური სქემა (ბ); პირობითი აღნიშვნა (გ); 1 - ლითონის შრე; 2- არხი; 3 - დიელექტრიკი; 4- ჩამკეტი

ღია **IGBT** გასაღებზე ძაბვის სრული ვარდნა (**VTI** პარაზიტული ტრანზისტორის გავლენას მხედველობაში არ ვღებულობთ) ეტოლება

$$V_{CE(sat)} = V_{BE_{p-n-p}} + I_B R_{on}, \quad (3.1)$$

სადაც V_{BE} - **p-n-p** ტრანზისტორის პირდაპირი წანაცვლების მქონე ემიტერულ

გადასასვლელზე არსებული ძაბვის ვარდნაა;

R_{on} – ღღნ ტრანზისტორის დენგამტარი არხის ომური წინაღობაა;

I_B - **p-n-p** ტრანზისტორის ბაზის დენია.

მაშასადამე, ღია ტრანზისტორულ გასაღებზე არსებული ძაბვის სრული ვარდნა ორ კომპონენტს შეიცავს:

- ძაბვის ვარდნა **p-n-p** ტრანზისტორის ემიტერულ გადასასვლელზე, რომელსაც შემდეგში სრული ძაბვის ვარდნის დიოდური შემდგენი ვუწოდოთ;
- ძაბვის ვარდნა ღღნ ტრანზისტორის არხის წინაღობაზე, რომელსაც შემდეგში ვუწოდოთ სრული ძაბვის ვარდნის ომური შემდგენი.

ერთის მხრივ, ღია **IGBT** გასაღებზე არსებული სრული ძაბვის ვარდნა არ შეიძლება იყოს ძაბვის ვარდნის დიოდური შემდგენის ზღვრულ მნიშვნელობაზე ნაკლები. მეორეს მხრივ, იგი გამოსავალი დენის (კოლექტორის დენი) და ღღნ-ტრანზისტორის არხის ომური წინაღობის ნამრავლის პროპორციულია. ძაბვის ვარდნის ომური შემდგენი არსებობს **p-n-p** ტრანზისტორის ბაზის წრედში, ხოლო გამოსავალი დენი **p-n-p** ტრანზისტორის ემიტერის დენს წარმოადგენს. იმის გამო, რომ ემიტერის დენი ბაზის დენს $(\beta+1)$ -ჯერ აღემატება, დენგამტარი არხის მოდულაციის დროს მიიღება გამოსავალი დენის მიმართ არხის წინაღობის $(\beta+1)$ -ჯერ შემცირების ეფექტი. ამიტომ (3.1) გამოსახულება შემდეგ სახეს მიიღებს

$$V_{CE(sat)} = V_{BE_{p-n-p}} + \frac{R_{on}}{1 + \beta} \cdot I_C. \quad (3.2)$$

(3.2) გამოსახულებიდან გამომდინარეობს, რომ **IGBT** გასაღებში პირდაპირი ძაბვის ვარდნის შესამცირებლად შეიძლება ორი მეთოდის გამოყენება: ეპიტაქსიალური შრის ომური წინაღობის შემცირება და **p-n-p** ტრანზისტორის ბაზის დენის გადაცემის კოეფიციენტის (β) გაზრდა.

პირველი მეთოდის გამოყენების დროს შემზღუდველ ფაქტორს წარმოადგენს n -შრის გეომეტრიულ ზომებთან დაკავშირებული ფაქტორი, რომელიც ჩაკეტილ გასაღებზე ზღვრულად დასაშვები ძაბვის სიდიდის

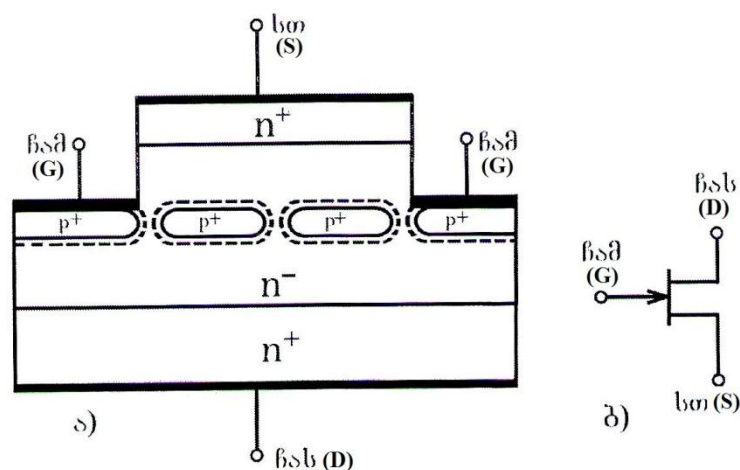
შემცირებითაა განპირობებული. β გადაცემის კოეფიციენტის მნიშვნელოვანი გაზრდის დამაბრკოლებელ ფაქტორს კი წარმოადგენს **IGBT** გასაღების სტრუქტურაში ე.წ. ტრიგერული ეფექტის აღძვრის ალბათობა. საქმე იმაშია, რომ **IGBT** გასაღების საბაზისო უჯრედის სტრუქტურაში შემავალი **VT1** და **VT2** ტრანზისტორებს შორის (სურ. 3.7, ბ) არსებობს შინაგანი დადებითი უკუკავშირი (ტირისტორული სტრუქტურის ანალოგიურად). ეს უკუკავშირი განპირობებულია იმით, რომ **VT2** ტრანზისტორის კოლექტორის დენი გავლენას ახდენს **VT1** ტრანზისტორის ბაზის დენზე, ხოლო **VT1** ტრანზისტორის კოლექტორის დენი-**VT2** ტრანზისტორის ბაზის დენზე. გარკვეული პირობის შესრულების შემთხვევაში შეიძლება აღიძვრას გასაღების ჩართვის რეგენერაციული პროცესი, რომელსაც ტრიგერულ ეფექტს უწოდებენ. ტრიგერული ეფექტის ამოქმედებისას, **IGBT** გასაღებიან გარდამქმნელ მოწყობილობებში ადგილი აქვს სერიოზულ ავარიულ რეჟიმს.

ყურადღება უნდა გამახვილდეს **IGBT** გასაღების საბაზისო უჯრედის მუშაობის კიდევ ერთ თავისებურებაზე, რაც იმაში გამოიხატება, რომ პირდაპირი დენის გავლის პროცესში სტრუქტურის ბაზებში გროვდება მუხტის ჭარბი არაძირითადი გადამტანები (ლდნ საბაზისო უჯრედის სტრუქტურაში ასეთ პროცესს ადგილი არ აქვს). ამის გამო, **IGBT** საბაზისო უჯრედის სტრუქტურის ლდნ ნაწილის ელექტრული ველით სწრაფი გამორთვის დროს, n^- -ბაზის უბანი მოიკვეთება რა გამოსავალი წრედისგან დენგამტარი არხის (2) არარსებობის გამო (სურ. 3.7), ამ უკანასკნელში დაგროვილი მუხტის არაძირითადი გადამტანების კონცენტრაციის შემცირება წონასწორულ მდგომარეობაში დასაბრუნებლად უნდა მოხდეს მხოლოდ მუხტების რეკომბინაციის ხარჯზე. რეკომბინაციის პროცესის ინერციულობის გამო, კოლექტორში დენის შეწყვეტის მომენტი ფაზით ჩამორჩება სტრუქტურის ლდნ ნაწილის გამორთვის მომენტს, ე.ი. გასაღების მართვის წრედიდან გამორთვის შემდეგ, დროის გარკვეული ინტერვალის მანძილზე გამოსავალ წრედში (კოლექტორში) იარსებებს ნარჩენი დენი (**tail current**), რომელიც აუარესებს **IGBT** გასაღების სიხშირულ თვისებებს (ლდნ გასაღებთან შედარებით).

3.2.4. სტატიკური ინდუქციური ტრანზისტორული გასაღები (SITr)

სტატიკური ინდუქციური ტრანზისტორი ფაქტიურად წარმოადგენს $p-n$ გადასასვლელთან ველით მართვადი ტრანზისტორს. არსებობს ასეთი ტრანზისტორის საბაზისო უჯრედის შესრულების სამი ვარიანტი, რომლებიც ერთმანეთისგან განსხვავდებიან მმართველი ელექტროდის (ჩამკეტის) კონსტრუქციული შესრულებით. 3.8.ა სურათზე ნაჩვენებია ჩამალულჩამკეტიანი საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა. ჩამკეტი განთავსებულია დენგამტარი არხის სიღრმეში და აქვს ბადის ფორმა. ამიტომ მას მმართველ ბადესაც უწოდებენ.

საბაზისო უჯრედის დამზადება ხდება სილიციუმის n^+ -ტიპის საფენზე. ამ საფენის წინა ზედაპირზე ეპიტაქსიალური დალექვის მეთოდის გამოყენებით შექმნილია n^- -სუსტად ლეგირებული შრე. უჯრედს აქვს ვერტიკალური სტრუქტურა. ჩასადინარის კონტაქტი შექმნილია საფენის უკანა ზედაპირის მოლითონების გზით. შემდგომი ტექნოლოგიური ოპერაციების ჩატარებით მიიღება საჭირო გეომეტრიის მქონე p^+ -უბნები (მმართველი ბადე) და სათავის n^+ -უბანი. ტექნოლოგიური პროცესის ბოლო ეტაპზე მოლითონების გზით მიიღება ჩამკეტის და სათავის საკონტაქტო გამომყვანები.



სურ. 3.8. სტატიკური ინდუქციური საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა (ა);
პირობითი აღნიშვნა (ბ)

საბაზისო უჯრედის სტრუქტურის გამრღვევი ძაბვის სიდიდე დამოკიდებულია n^- -ეპიტაქსიალური შრის სისქეზე.

ჩამკეტზე უარყოფითი ნიშნის ძაბვის მიწოდებისას, მმართველი p^+-n^- გადასასვლელების გარშემო წარმოიქმნება მინარევის იონების სივრცული მუხტის უბანი, რომლის ძირითადი ნაწილი განთავსდება სუსტად ლეგირებულ n^- -შრეში. სივრცული მუხტის უბნების ურთიერთ გადაკვეთისას დენის გავლა არხში შეწყდება (არხი ჩაიკეტება). როდესაც ჩამკეტზე უარყოფითი წანაცვლების ძაბვა მიწოდებული არ არის (ჩამკეტის პოტენციალი ნულის ტოლია), მაშინ არხში გაედინება მაქსიმალური დენი, ე.ი. სტატიკური ინდუქციური ტრანზისტორული გასაღები ნორმალურად ღია გასაღებს წარმოადგენს.

ღია გასაღებზე ნარჩენი ძაბვის სიდიდე დამოკიდებულია სუსტად ლეგირებული n^- -შრის წინაღობაზე, რომელიც დიდი სიდიდისაა. ამიტომ ღია გასაღებზე ნარჩენი ძაბვა საკმაოდ მაღალია. ღია გასაღებზე ნარჩენი ძაბვის სიდიდის შემცირება შესაძლებელია ჩამკეტზე დადებითი წანაცვლების ძაბვის მიწოდებით. ამ შემთხვევაში, ჩამკეტის p^+ -შრიდან ადგილი აქვს მუხტის არაძირითადი გადამტანების ინიექციას n^- -უბანში, რის შედეგადაც **IGBT** გასაღების ანალოგიურად, მოხდება არხის წინაღობის მოდულაცია (შემცირება). გასაღების მუშაობის ასეთ რეჟიმს ბიპოლარული რეჟიმი ეწოდება. ბიპოლარული რეჟიმი გამოიყენება დიდ დენებზე და მაღალ ძაბვებზე მომუშავე სტატიკურ ინდუქციურ გასაღებებში.

3.3. ტირისტორები

3.3.1. ზოგადი ცნობები

ტირისტორებს უწოდებენ სამ (და მეტ) $p-n$ გადასასვლელიან ნახევარგამტარულ ხელსაწყოებს, რომლებიც გამოიყენება ელექტრონული გასაღებების სახით დენის გადამრთველ სქემებში. არსებობს ტირისტორების მრავალი სახეობა. მათ კლასიფიკაციას ძირითადად ახდენენ საკონტაქტო გამომყვანთა (ელექტროდთა) რაოდენობისა და მართვის მეთოდის მიხედვით.

მართვის მეთოდის მიხედვით არსებობს არამართვადი და მართვადი ტირისტორები. არამართვად ტირისტორებს აქვთ ორი მთავარი საკონტაქტო გამომყვანი (ორი ელექტროდი): ანოდი და კათოდი. ამიტომ ამ სახის ხელსაწყოებს დიოდურ ტირისტორებს ან დინისტორებს უწოდებენ. დიოდური ტირისტორის (დინისტორის) დენგამტარ მდგომარეობაში (გახსნა) და დენის არაგამტარ მდგომარეობაში (ჩაკეტვა) ჩაყენება ხდება ანოდსა და კათოდს

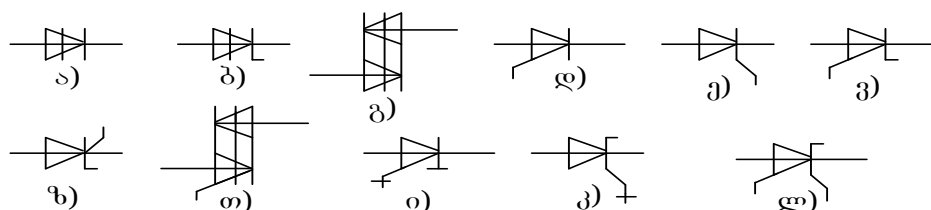
შორის მოქმედი ძაბვის პოლარულობის შეცვლით. იგი დენს ატარებს, თუ ანოდთან მიყვანილია გარეშე ძაბვის წყაროს პლუსი, ხოლო კათოდთან – მინუსი, ე.ი. მიერთებულია პირდაპირ ძაბვასთან.

მართვად ტირისტორებს ანოდისა და კათოდის გარდა აქვთ მესამე საკონტაქტო გამოყვანი, რომელიც მართვის ფუნქციას ასრულებს. ამიტომ ამ სახის ტირისტორს ტრიოდულ ტირისტორს ან ტრინისტორს უწოდებენ. ტრიოდული ტირისტორის გადაყვანა ჩაკეტილიდან გახსნილ მდგომარეობაში შეიძლება განხორციელდეს მხოლოდ მართვის დენის საშუალებით.

თუ მართვის ელექტროდის საშუალებით შეიძლება ტირისტორის მხოლოდ ჩაკეტილი მდგომარეობიდან გახსნილ მდგომარეობაში გადაყვანა (გახსნა), მაშინ საქმე გვაქვს ერთოპერაციან (არასრულად მართვად) ტირისტორთან, ხოლო როცა მართვის დენის საშუალებით შესაძლებელია ტირისტორის როგორც გახსნა, ისე ჩაკეტვა, საქმე გვაქვს ოროპერაციან (სრულად მართვადი) ტირისტორთან.

პრაქტიკაში გავრცელებულ არამართვად და მართვად ტირისტორებს შეიძლება გააჩნდეთ სხვადასხვანაირი კონსტრუქციული შესრულება. კონსტრუქციული შესრულების მიხედვით არსებობს: ტირისტორები უკუგამტარებლობის გარეშე, ტირისტორები უკუგამტარებლობით და ტირისტორები ორმხრივი (სიმეტრიული) გამტარებლობით. გარდა ამისა, ტირისტორების დენური მართვა შეიძლება განხორციელდეს კათოდის მხრიდან ან ანოდის მხრიდან.

ტირისტორების პირობითი აღნიშვნები მოცემულია სურ.3.9-ზე.



სურ.3.9. ტირისტორების პირობითი აღნიშვნები:

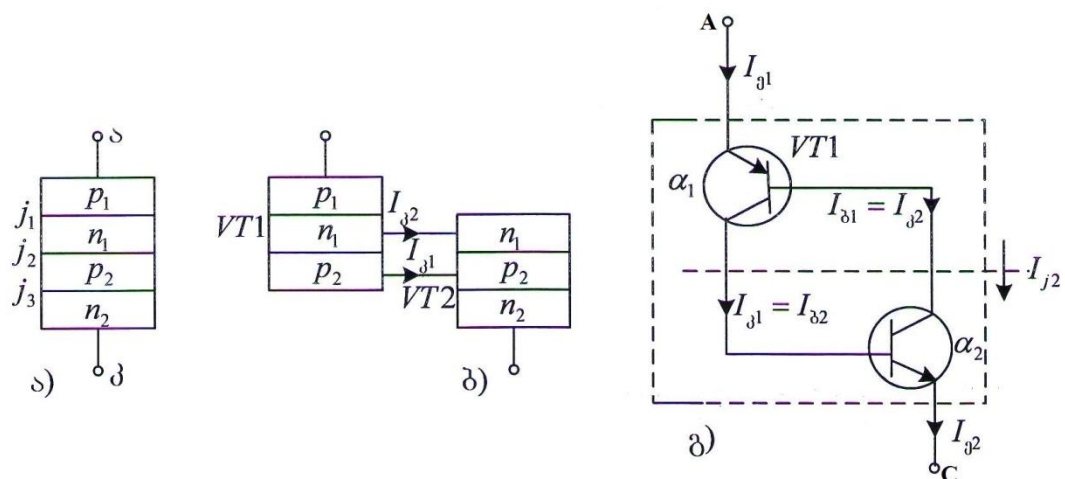
ა - დიოდური, უკუგამტარებლობის გარეშე; ბ - დიოდური, უკუგამტარებლობით; გ - დიოდური სიმეტრიული გამტარებლობით; დ,ე - ტრიოდული, უკუგამტარებლობის გარეშე ანოდის და კათოდის მხრიდან მართვით; ვ,ზ - ტრიოდული, უკუგამტარებლობით, ანოდის და კათოდის მხრიდან მართვით; თ - ტრიოდული სიმეტრიული გამტარებლობით; ი,კ - ტრიოდული, სრულად მართვადი, უკუგამტარებლობით; ლ - ტეტროდული

3.3.2. არამართვადი ტირისტორის (დინისტორის) მოქმედების პრინციპი.

ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

კონსტრუქციული განსხვავების მიუხედავად, ტირისტორების საფუძველს წარმოადგენს სილიციუმის ფუძე კრისტალში მონაცვლეობით განლაგებული სხვადასხვა ტიპის გამტარობის ოთხშრიანი ნახევარგამტარული სტრუქტურა (სურ.3.10,ა).

ნახევარგამტარული სტრუქტურის განაპირა p_1 – და n_2 – შრეებს ემიტერული უბნები ეწოდება, ხოლო შუაში განლაგებულ n_1 – და p_2 – შრეებს – ბაზები. ჩვეულებრივ, განაპირა p_1 – უბანს უწოდებენ ანოდს, ხოლო n_2 – უბანს – კათოდს. სხვადასხვა ტიპის გამტარობის უბნებს შორის არსებობს სამი $p-n$ გადასასვლელი. განაპირა j_1 და j_3 $p-n$ გადასასვლელებს ემიტერული გადასასვლელები ეწოდებათ, ხოლო ცენტრალურ j_2 გადასასვლელს ეწოდება კოლექტორული გადასასვლელი.



სურ.3.10. დიოდური ტირისტორის სტრუქტურა (ა); ტირისტორის სტრუქტურის წარმოდგენა ორი ტრანზისტორული სტრუქტურით (ბ); ეკვივალენტური სქემა (გ)

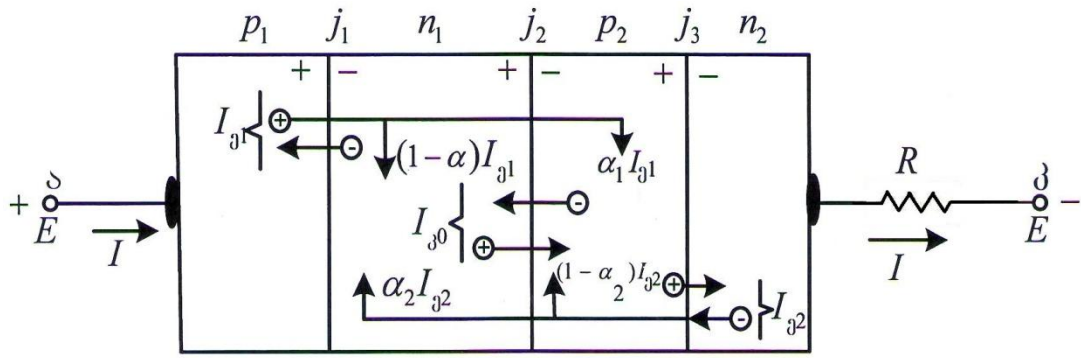
ტირისტორული სტრუქტურის ცალკეულ შრეში შეტანილია მინარევის სხვადასხვა კონცენტრაცია. ცალკეულ შრეებში მინარევების კონცენტრაციის ერთ-ერთი ვარიანტი შეიძლება იყოს ასეთი: p_1 – და p_2 – შრეებში აქცეპტორული მინარევის კონცენტრაციაა $10^{17}/\text{სმ}^3$, n_1 – შრეში დონორული მინარევის კონცენტრაციაა $10^{15}/\text{სმ}^3$ და n_2 – შრეში დონორული მინარევის კონცენტრაციაა $10^{19}/\text{სმ}^3$. სხვადასხვა სიდიდისაა აგრეთვე ცალკეული შრის სისქე.

მაქსიმალური სისქე აქვს n_1 – შრეს, რომელიც შეადგენს 240-260 მიკრონს. ამის გამო n_1 – უბანს განიერი ბაზა ეწოდება. p_1 – და p_2 – შრეების სისქე შეადგენს 40-60 მიკრონს, ხოლო n_2 – შრის სისქე – 10-15 მიკრონს.

ტირისტორის სტრუქტურული აღნაგობიდან გამომდინარეობს, რომ იგი შეიძლება განხილული იქნეს როგორც ორი, ერთმანეთთან შეთავსებული, $p_1 - n_1 - p_2$ და $n_1 - p_2 - n_2$ ტრანზისტორული სტრუქტურა (სურ.3.10,ბ), ე.ი. ტირისტორი შეიძლება წარმოდგენილი იქნეს ერთმანეთთან დაკავშირებული $p - n - p$ და $n - p - n$ ტიპის ტრანზისტორების ეკვივალენტის სახით (სურ.3.10,გ).

განვიხილოთ არამართვადი ტირისტორის (დინისტორის) მოქმედების პრინციპი, როცა მასზე მიერთებულია პირდაპირი ძაბვა (p_1 ანოდზე მიყვანილია გარეშე ძაბვის წყაროს პლუსი, ხოლო n_2 კათოდზე–მინუსი). ეს ძაბვა j_1 , j_2 და j_3 გადასასვლელებზე განაწილდება სურ.3.11-ზე ნაჩვენები პოლარულობით, ე.ი. j_1 და j_3 ემიტერულ გადასასვლელებზე აღმოჩნდება პირდაპირი წანაცვლების ძაბვა, ხოლო j_2 კოლექტორულ გადასასვლელზე – უკუწანაცვლების ძაბვა. ამიტომ გარე ძაბვის ძირითადი ნაწილის ვარდნა მოხდება j_2 კოლექტორულ გადასასვლელზე. იმის გამო, რომ j_1 და j_3 გადასასვლელებს აქვთ პირდაპირი წანაცვლება, ადგილი ექნება ბაზებში მუხტის არაძირითადი გადამტანების ინიექციას (ხვრელების ინიექციას n_1 – ბაზაში და ელექტრონების ინიექციას p_2 – ბაზაში). ინიექცირებული მუხტები დიფუზიური გადაადგილების შედეგად მიაღწევენ რა j_2 კოლექტორულ გადასასვლელამდე, ექსტრაქციის შედეგად კოლექტორულ გადასასვლელზე იარსებებს ხვრელების და ელექტრონების ურთიერთ საწინააღმდეგო მიმართულების ნაკადები და კოლექტორული გადასასვლელში გაივლის დენი $I'_j = \alpha_1 I_{j1} + \alpha_2 I_{j2}$ [j_1 და j_2 გადასასვლელების მკვეთრი არასიმეტრიულობის გამო, ემიტერული გადასასვლელების დენების ელექტრონულ (j_1 გადასასვლელზე) და ხვრელურ (j_3 გადასასვლელზე) მდგენელებს მხედველობაში არ ვღებულობთ]. გარდა I'_j დენისა, კოლექტორულ გადასასვლელზე გაივლის საკუთარი უკუდენი $I_{j0} = I_{j0p} + I_{j0n}$. კოლექტორული გადასასვლელის სრული დენი იქნება

$$I_j = \alpha_1 I_{j1} + \alpha_2 I_{j2} + I_{j0}.$$

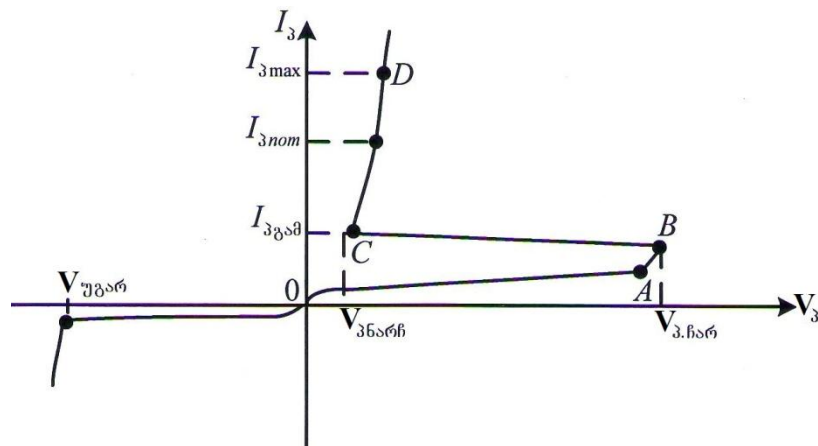


სურ.3.11. დენების განაწილება არამართვადი ტირისტორის სტრუქტურაში

გარე წრედში გამავალი I დენი ცალკეული გადასასვლელების დენების ტოლია, ე.ი. $I = I_{j1} = I_{j2} = I_{j0}$. მაშინ

$$I = (\alpha_1 + \alpha_2)I + I_{j0} \quad \text{ან} \quad I = \frac{I_{j0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (3.3)$$

გარეშე ძაბვის მცირე მნიშვნელობების დროს ძალზე მცირეა ემიტერული გადასასვლელების პირდაპირი წანაცვლების ძაბვა, რადგან გარეშე ძაბვა თითქმის მთლიანად უკუწანაცვლების მქონე j_2 გადასასვლელზე მოედება. ამიტომ მცირეა I_{j1} და I_{j2} დენები (მიკროამპერის ნაწილები) და მათთან დაკავშირებული α_1 და α_2 დენის გადაცემის კოეფიციენტები. გარე წრედში გამავალი დენი ძირითადად განისაზღვრება კოლექტორული გადასასვლელის უკუდენით $I = I_{j0}$. ამ რეჟიმს შეესაბამება არამართვადი ტირისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის OA უბანი (სურ.3.12). ამ უბანზე მუშაობის დროს ტირისტორს გააჩნია ძალზე დიდი სიდიდის დიფერენციალური წინაღობა. იგი იმყოფება დენის არაგამტარ (ჩაკეტილ) მდგომარეობაში.



სურ.3.12. არამართვადი ტირისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

მიერთებული ძაბვის გაზრდისას, თავდაპირველად დენი უმნიშვნელოდ იზრდება. ძაბვის შემდგომი გაზრდისას კი, j_2 კოლექტორული გადასასვლელის საზღვრების გაფართოების გამო, სულ უფრო მეტ როლს ასრულებს მუხტის ის გადამტანები, რომლებიც წარმოიქმნიან გაფართოებული და ძლიერი ელექტრული ველის მქონე კოლექტორულ გადასასვლელზე დიდი სიჩქარით მოძრავი მუხტებით გამოწვეული დარტყმითი იონიზაციის შედეგად. როდესაც გარე ძაბვის სიდიდე მიუახლოვდება ჩართვის ძაბვის $V_{\text{ჩართ}}$ შესაბამის მნიშვნელობას (A წერტილი) კოლექტორულ გადასასვლელზე აღიძვრება ინტენსიური იონიზაციის პროცესი, რასაც თან ახლავს მუხტის გადამტანთა სწრაფი გამრავლება. მკვეთრად იზრდება p_2 – ბაზაში გადასული ხვრელების და n_1 – ბაზაში გადასული ელექტრონების (ე.ი. $I_{\text{გო}p}$ და $I_{\text{გო}n}$ დენები). ვინაიდან ძალზე მცირე პირდაპირი წანაცვლების გამო მაღალია ემიტერული გადასასვლელის პოტენციალური ბარიერის სიმაღლე, ზემოხსენებული ხვრელები და ელექტრონები ბაზებში ყოვნდებიან და წარმოქმნიან ჭარბ დადებით და უარყოფით მუხტებს (ჭარბი დადებითი მუხტი გაჩნდება p_2 – ბაზაში, ხოლო ჭარბი უარყოფითი მუხტი – n_1 ბაზაში). n_1 ბაზაში გაჩენილი ჭარბი უარყოფითი მუხტი ნაწილობრივ გააკომპენსირებს დონორული მინარევის იონების დადებით სივრცულ მუხტს j_1 გადასასვლელზე, ხოლო p_2 ბაზაში გაჩენილი ჭარბი დადებითი მუხტი ნაწილობრივ გააკომპენსირებს აქცეპტორული მინარევის იონების უარყოფით სივრცულ მუხტს j_3 გადასასვლელზე. ზემოაღნიშნულის გამო, შემცირდება j_1 და j_3 ემიტერული გადასასვლელის პოტენციალური ბარიერების სიმაღლე, გაიზრდება n_1 და p_2 ბაზებში ხვრელებისა და ელექტრონების ინიექციის ინტენსიობა, ე.ი. გაიზრდება გარე წრედში გამავალი დენი. ამ რეჟიმს შეესაბამება ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის AB უბანი. ამ უბნის ბოლოს სტრუქტურის დიფერენციალური წინაღობა ხდება ნულის ტოლი $\left(\frac{dV}{dI} \rightarrow 0\right)$. როდესაც გარეშე ძაბვა გადააჭარბებს $V_{\text{აჩართ}}$ შესაბამის მნიშვნელობას სტრუქტურის შიგნით აღიძვრება მუხტების გადამტანთა გამრავლების ზეგვისებრი პროცესი, რომლის დროსაც j_2 კოლექტორულ გადასასვლელზე მოძრავი მუხტების რაოდენობის გაზრდას თან ახლავს ემიტერული გადასასვლელის დენებისა და დენის გადაცემის α_1 და

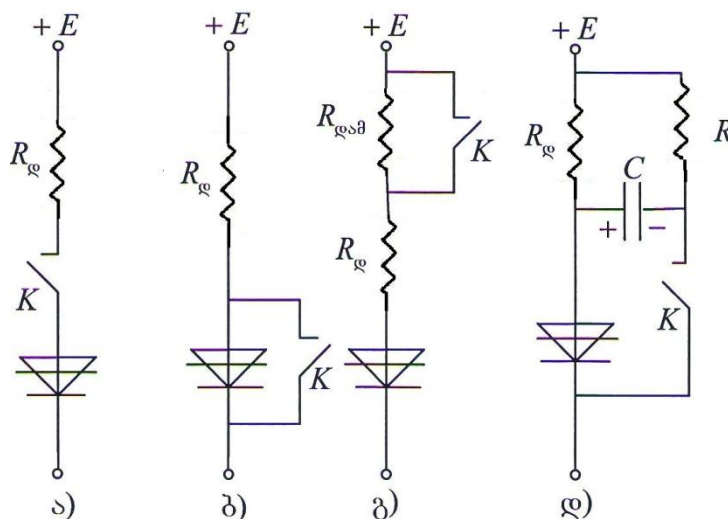
α_2 კოეფიციენტების ზრდა. დენის გადაცემის კოეფიციენტების ჯამი უტოლდება ერთს ($\alpha_1 + \alpha_2 = 1$), ამიტომ (3.3.) განტოლების თანახმად $I \rightarrow \infty$. დენის გაზრდასთან ერთად j_2 გადასასვლელზე ადგილი აქვს ძაბვის ვარდნის შემცირებას. ასე იმიტომ ხდება, რომ n_1 და p_2 ბაზებში დაგროვილი ჭარბი მუხტები ამცირებენ j_2 გადასასვლელის პოტენციალური ბარიერის სიმაღლეს. j_2 გადასასვლელზე ძაბვის ვარდნის შემცირება გამოიწვევს j_1 და j_3 გადასასვლელებზე პირდაპირი წანაცვლების ძაბვის გაზრდას და მასთან დაკავშირებული მუხტის არაძირითადი გადამტანების ინიექციის ინტენსიობის გაზრდას ბაზებში, რაც თავის მხრივ გამოიწვევს კოლექტორული დენის შემდგომ ზრდას. ამრიგად, ტირისტორის ჩართვის პროცესში ჩნდება შიგა დადებითი უკუკავშირი, რის გამოც ადგილი აქვს ტირისტორულ სტრუქტურაში დენის ზრდის რეგენერაციულ პროცესს ($I \rightarrow \infty$). ჩართვის (გახსნის) გარდამავალ რეჟიმში (ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის BC უბანი) ტირისტორის დიფერენციალური წინაღობა უარყოფითი ნიშნისაა. ტირისტორში გამავალი დენის შეზღუდვას ახდენს გარე წრედში ჩართული დატვირთვის R წინაღობა. ჩართვის შემდეგ ძაბვის ვარდნა ტირისტორზე მკვეთრად მცირდება, რის გამოც მუხტების გამრავლების ზეგავისებური პროცესი შეწყდება.

იმის გამო, რომ ტირისტორის გახსნილ მდგომარეობაში გადართვის შემდეგაც გრძელდება ბაზებში ჭარბი მუხტების დაგროვების პროცესი, სამივე $p-n$ გადასასვლელს აღმოაჩნდება პირდაპირი წანაცვლება. გახსნილი მდგომარეობის დროს, რომელსაც შეესაბამება ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის CD უბანი, ტირისტორის დიფერენციალური წინაღობა მცირეა (ერთეული ომები). გახსნილ ტირისტორზე ძაბვის ვარდნა კი დაახლოებით 1,35-ჯერ აღემატება დიოდზე ძაბვის ვარდნას და იგი $1,5 \div 2$ ვ-ის ფარგლებშია.

არამართვადი ტირისტორის გახსნილი მდგომარეობიდან ჩაკეტილ მდგომარეობაში გადართვა მოხდება, როდესაც ტირისტორში გამავალი დენი ტირისტორის გახსნილ მდგომარეობაში შეკავების მინიმალურ დენზე ნაკლები გახდება, ამ დენს ტირისტორის გამორთვის დენს უწოდებენ ($I_{გაგ}$). არამართვადი ტირისტორის ჩაკეტილ მდგომარეობაში გადასაყვანად გამოიყენება სხვადასხვა ხერხი, რომლებიც 3.13 სურათზეა ნაჩვენები.

თუ არამართვადი ტირისტორს მივუერთებთ უკუძაბვას (ანოდზე მივაერთებთ გარე ძაბვის წყაროს მინუსს, ხოლო კათოდზე-პლუსს), მაშინ j_1 და j_3

ემიტერულ გადასასვლელებს აღმოაჩნდებათ უკუწანაცვლება და გაატარებენ უმნიშვნელო სიდიდის უკუდენს, როდესაც უკუძაბვა გადააჭარბებს გარკვეულ ზღვრულ სიდიდეს დიოდების მსგავსად, ადგილი ექნება ელექტრულ ზვავურ გარღვევას, რომელიც შეიძლება გადაიზარდოს შეუქცევად თბურ გარღვევაში.



სურ.3.13. არამართვადი ტირისტორის გამორთვის სქემები:

ა-ანოდის წრედის გაწყვეტა; ბ-ტირისტორის დაშენტება;

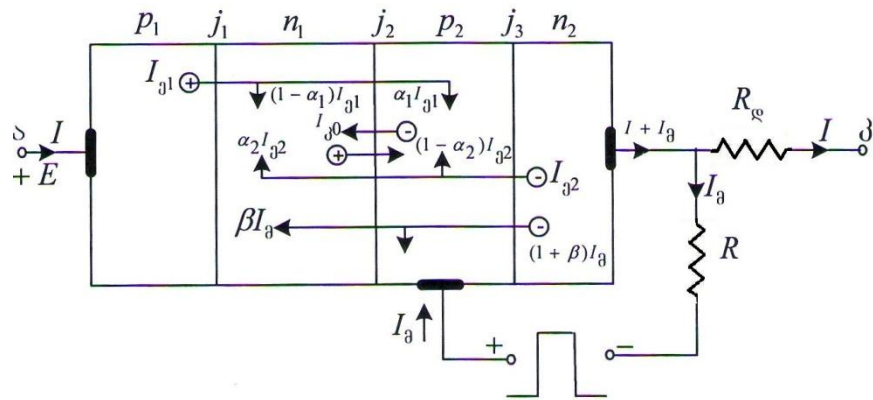
გ-დენის შემცირება $R_{\text{ლამ}}$ წინააღობის ჩართვით;

დ-დამუხტული C კონდენსატორიდან უკუძაბვის მიწოდება

3.3.3. მართვადი ერთოპერაციული ტირისტორები (SCR)

არამართვადი ტირისტორის ჩაკეტილი მდგომარეობიდან გახსნილ მდგომარეობაში გადართვის მხოლოდ ერთი გზა არსებობს. ეს გზა ოთხშრიან სტრუქტურაზე მიერთებული პირდაპირი ძაბვის $V_{\text{აზარ}}$ სიდიდემდე გაზრდაა. ოთხშრიანი სტრუქტურის დენგამტარ (გახსნილ) მდგომარეობაში გადაყვანის მეორე მეთოდი რეალიზებულია მართვად ტირისტორებში. ამისათვის ოთხშრიანი ნახევარგამტარული სტრუქტურის ერთ-ერთი პირობითი ტრანზისტორის ($VT1$ ან $VT2$, სურ.3.10,ბ) ბაზას უკეთდება გარე საკონტაქტო გამოყვანი, რის შედეგადაც მიიღება ოთხშრიანი სტრუქტურის ტრიოდული ვარიანტი. ეს საკონტაქტო გამოყვანი ასრულებს მმართველი ელექტროდის ფუნქციას. გარე საკონტაქტო გამოყვანი შეიძლება შესრულდეს როგორც ანოდური უბნის (p_1) მომიჯნავე ბაზიდან (n_1), ისე კათოდური უბნის (n_2) მომიჯნავე ბაზიდან (p_2). მართვადი

ტირისტორის შესაბამისი პირობითი აღნიშვნები მოცემულია 3.9 სურათზე. პირველი ვარიანტის შემთხვევაში მართვის პროცესი ხორციელდება ანოდის მხრიდან, მართვის ელექტროდზე ანოდის მიმართ უარყოფითი პოტენციალის მიწოდებით, ხოლო მეორე ვარიანტის შემთხვევაში მართვის პროცესი ხორციელდება კათოდის მხრიდან, მართვის ელექტროდზე კათოდის მიმართ დადებითი პოტენციალის მიწოდებით. ერთ-ერთ ბაზაში მართვის დენის გატარების შედეგად იზრდება შესაბამისი ტრანზისტორის დენის გადაცემის კოეფიციენტი (α_1 ან α_2) და ოთხშრიანი სტრუქტურის გახსნის პირობა $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ შესრულდება ანოდური ძაბვის ნაკლები სიდიდის დროს. 3.14 სურათზე მოცემულია მართვად (ტრიოდულ) ტირისტორში დენების განაწილების სურათი, როდესაც მართვა ხდება კათოდის მხრიდან.

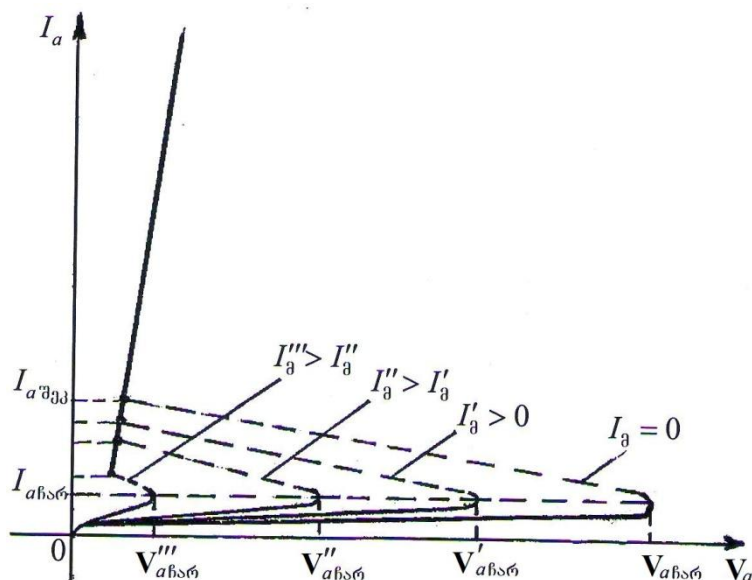


სურ.3.14. დენების განაწილება მართვად ტირისტორში

j_3 ემიტორულ გადასასვლელზე დამატებითი პირდაპირი წანაცვლების ძაბვის მიწოდებისას მართვის ელექტროდში გაივლის დენი I_g . ამ დენის გავლისას გარე წრედიდან p_2 ბაზაში შედის დამატებითი ხერელები, რომლებიც ნაწილობრივ აკომპენსირებენ j_3 გადასასვლელის აქცეპტორული მინარევის იონების უარყოფით სივრცულ მუხტს, რის გამოც შემცირდება გადასასვლელის პოტენციალური ბარიერის სიმაღლე და n_2 უბნიდან p_2 უბანში ინიექცირდება მუხტის არაძირითადი გადამტანები (ელექტრონები). ინიექცირებული ელექტრონების მცირე ნაწილი რეკომბინირდება p_2 უბნის ხერელებთან, ხოლო მათი დიდი ნაწილი კოლექტორული გადასასვლელის ველის გავლენით გადავლენ n_1 ბაზაში. მაშასადამე, მართვის დენის გავლენით j_2 კოლექტორული

გადასასვლელის დენი გაიზრდება βI_a სიდიდით (β ბაზის დენის გადაცემის კოეფიციენტი) და გარე წრედში გამავალი დენი იქნება

$$I = \frac{I_{j0} + \beta I_a}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (3.4)$$



სურ.3.15. მართვადი ტირისტორის მახასიათებელთა ოჯახი

n_1 ბაზაში დამატებითი ელექტრონების გადასვლის გამო დაირღვევა მუხტების ბალანსი, რომლის აღსადგენადაც ძლიერდება p_1 -დან n_1 -ში ხვრელების გადასვლა, რაც, თავის მხრივ, გამოიწვევს კოლექტორული გადასასვლელის დენის გაზრდას და ამავდროულად p_2 უბანზე ჭარბი ხვრელების გაჩენას. ამის გამო, გაიზრდება n_2 უბნიდან p_2 უბანში ელექტრონების ინიექცია. ამრიგად, მართვის ელექტროდში დენის გატარებით დასაბამი მიეცა ოთხშრიან სტრუქტურაში მუხტების გამრავლების (დენის ზრდის) რეგენერაციულ პროცესს. მართვის დენის გავლენით ჩაკეტილ კოლექტორულ გადასასვლელზე გამავალი დენის სიდიდის გაზრდა, პირველი მიახლოებით, მოდებული ძაბვის სიდიდის გაზრდის ანალოგიურია, რადგან ორივე შემთხვევაში იზრდება მუხტის გადამტანთა ზვავური (რეგენერაციული) გამრავლების ალბათობა. ამიტომ მართვის დენის სიდიდის შეცვლით უნდა შეიცვალოს იმ ძაბვის სიდიდე, რომლის დროსაც ხდება ტირისტორის ჩაკეტილი მდგომარეობიდან გახსნილ მდგომარეობაში გადართვა. მართვადი ტირისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირ შტოთა ოჯახი ნაჩვენებია 3.15 სურათზე.

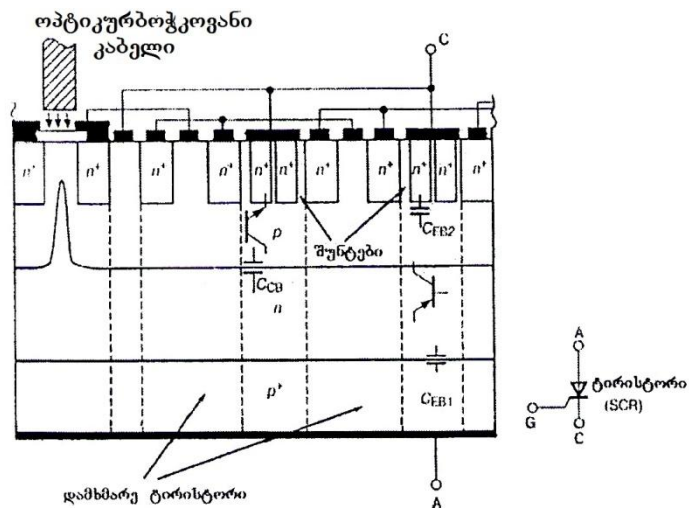
როგორც ამ სურათიდან ჩანს, მართვის დენის გაზრდისას ტირისტორის ჩართვის დაბვა მცირდება, ანუ ასეთი ტირისტორი მართვადი ჩართვის დაბვის მქონე დიოდური ტირისტორის ეკვივალენტურია.

ჩართვის შემდეგ, მართვის ელექტროდი ჰკარგავს მართვადობის ფუნქციას, ამიტომ მისი დახმარებით ტირისტორის გამორთვა (ჩაკეტილი მდგომარეობაში გადაყვანა) შეუძლებელია. მართვის ელექტროდით ხორციელდება ტირისტორის მხოლოდ ჩართვის ოპერაცია. ამის გამო, მას ერთოპერაციულ ტირისტორს, ან მარტივად, ტირისტორს უწოდებენ. ერთოპერაციული ტირისტორის ჩაკეტვა შეიძლება განხორციელდეს იგივე მეთოდების გამოყენებით, რომლებიც განხილული იყო არამართვადი ტირისტორისათვის (სურ.3.13).

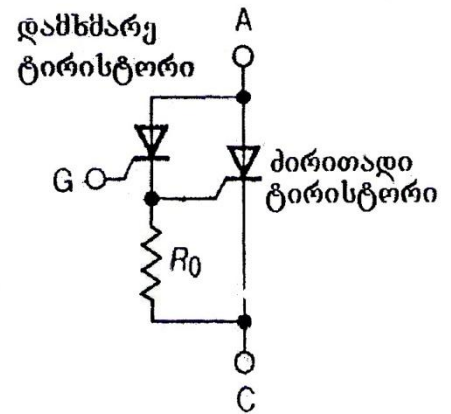
ერთოპერაციული ტირისტორები ძირითადად ცვლადი დაბვის წრედებში გადამრთველ ელემენტებად გამოიყენება. ამ დროს მათი ჩართვის მომენტის რეგულირება ხორციელდება არა მართვის დენის სიდიდის ცვლით, არამედ მისი ფაზის შეცვლით სინუსოიდური ანოდური დაბვის მიმართ (ფაზური მართვა). ტირისტორის გაღებას (ჩართვას) ანხორციელებენ მართვის ელექტროდში დენის ხანმოკლე (ასეულ მიკროწამამდე ხანგრძლიობით) იმპულსის გატარებით. მართვის დენის იმპულსის ამპლიტუდა შეირჩევა ისე, რომ ტირისტორი გაიხსნას ანოდური დაბვის უმცირესი მნიშვნელობის დროს. მართვისათვის ხანმოკლე იმპულსური ხასიათის დენის გამოყენება მნიშვნელოვნად ამცირებს ტირისტორული გადამრთველების (გასაღებების) მიერ მართვის სისტემიდან მოთხოვნილი სიმძლავრეს.

ძალური ერთოპერაციული ტირისტორული გასაღების სტრუქტურა, სხვა ძალური გასაღებების სტრუქტურის მსგავსად, მრავალუჯრედიანია. ამავედროულად იგი ორდონიანიცაა და შედგება ძირითადი და დამხმარე ნაწილებისაგან. მაღალვოლტიანი ძალური ტირისტორული უჯრედის განივი კვეთი 3.16 სურათზეა ნაჩვენები.

ორდონიან სტრუქტურაში შემავალი დამხმარე (დამატებითი) შინაგანი ტირისტორი განკუთვნილია ძირითადი სტრუქტურის ჩართვის ეფექტურობის გასაზრდელად. სტრუქტურა მრავალარხიანია. მასში განთავსებულია ძირითადი და დამხმარე უბნების მონაცვლეობით განლაგებული $p^+ - n - p - n^+$ შრეები. სქემოტექნიკური თვალსაზრისით ორდონიანი სტრუქტურა შეიძლება წარმოდგენილი იქნას 3.17 სურათზე ნაჩვენები სახით.



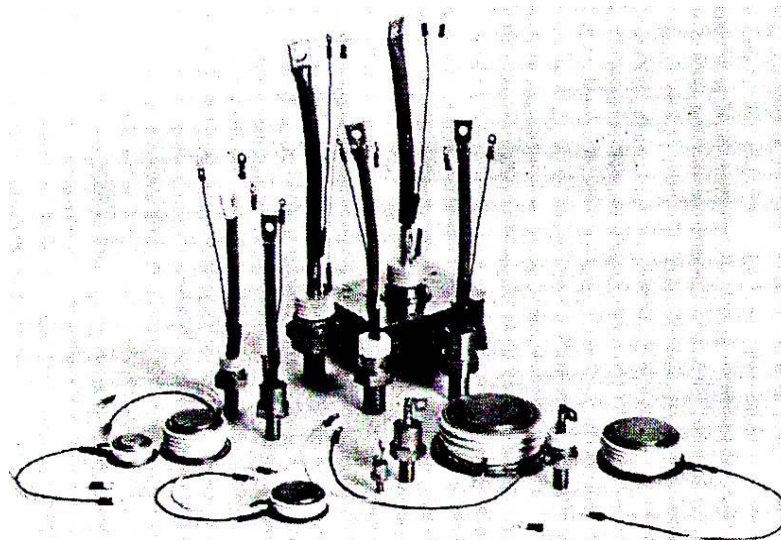
სურ. 3.16. მაღალვოლტიანი ერთოპერაციული ტირისტორის სტრუქტურა (ა) და პირობითი აღნიშვნა (ბ)



სურ. 3.17. დამხმარე ტირისტორიანი p-n-p-n სტრუქტურის ეკვივალენტური სქემა

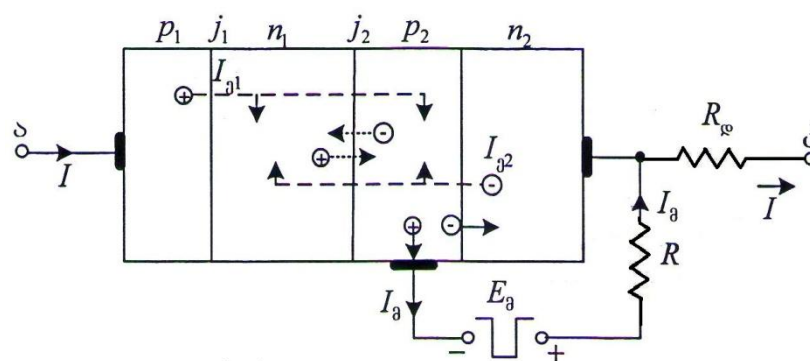
მოცემული სტრუქტურის დამზადება ხდება ორმხრივი დიფუზიური მეთოდის გამოყენებით, რომლის დროსაც n -ტიპის მაღალი ომური წინააღობის ფირფიტაზე აქცეპტორული მინარევის შეტანის შედეგად მიიღება p^+ -უბანი, თხელი p -ტიპისა და ფართო n -ტიპის ბაზის უბნები. ამის შემდეგ ლოკალური დიფუზიის გამოყენებით შეიქმნება n^+ -ტიპის კათოდური უბნები და ფორმირდება შესაბამისი გეომეტრიის p -ბაზის უბანი. მიღებული სტრუქტურა შეიცავს ტირისტორის ძირითად სტრუქტურაში განაწილებულ შუნტირებულ კათოდურ p - n გადასასვლელებს. ეს შუნტები ჩვეულებრივ წარმოსდგება ცილინდრული ფორმის p -ბაზის ლოკალური უბნების სახით, რომლებიც მართულია კათოდის ომურ კონტაქტებთან და თანაბრად განაწილებული სტრუქტურის მთელ ფართობზე. შუნტირების ძირითადი დანიშნულებაა სტრუქტურის ტემპერატურული სტაბილურობის ამაღლება და დაბრკოლებამდგრადობის გაზრდა.

3.18 სურათზე ნაჩვენებია სხვადასხვა სიმძლავრის დისკრეტული შესრულების ერთოპერაციული (SCR) ტირისტორების ტიპობრივი კორპუსების გარე ხედი.



სურ.3.18. SCR ტირისტორები

3.3.4. სრულად მართვადი (ოროპერაციული) ტირისტორი (GTO)



სურ.3.19. დენების განაწილება ოროპერაციულ ტირისტორში

მართვადი ტირისტორის მეორე სახეობაა ოროპერაციული, ანუ სრულად მართვადი ტირისტორი, რომლის როგორც გახსნა, ისე ჩაკეტვა ხდება მართვის ელექტროდის დენის საშუალებით. მას ხშირად გამორთვად (ჩაკეტვად) ტირისტორსაც უწოდებენ. კონსტრუქციული შესრულების მიხედვით ასეთი ტირისტორი ღიდად არ განსხვავდება ერთოპერაციული ტირისტორისაგან. ოროპერაციული ტირისტორის გახსნა ხდება ისე, როგორც ერთოპერაციულის, მაგალითად, p_2 ბაზაში მართვის დადებითი დენის გატარებით. ოროპერაციული ტირისტორის ჩასაკეტად იმავე p_2 ბაზაში უნდა გატარდეს გამხსნელი დენის საწინააღმდეგო მიმართულების დენი (სურ.3.19). ამისათვის $p_2 - n_2$ გადასასვლელს უნდა მიუერთდეს ჩამკეტი ძაბვის წყარო.

მართვის დენის გატარებამდე n_1 და p_2 ბაზებში არსებობს გაჯერების მდგომარეობის შესაბამისი მუხტის გადამტანების დიდი კონცენტრაცია. E_g ძაბვის გავლენით p_2 ბაზაში დაგროვილი ხვრელები იმოძრაებენ მართვის ელექტროდში სურათზე ნაჩვენები მიმართულებით, ხოლო იმავე ბაზაში დაგროვილი ელექტრონები გადადიან ჯერ n_2 უბანში, შემდეგ კი მართვის წრედში. ელექტრონების ეს ნაკადი შეამცირებს j_3 გადასასვლელის დენს და, ამის გამო, შემცირდება j_2 კოლექტორულ გადასასვლელზე ადრე გამავალი დენის $\alpha_2 I_2$ შემდგენი. ამ შემდგენის შემცირება თავის მხრივ გამოიწვევს j_1 გადასასვლელის I_{j1} დენის და, მაშასადამე, კოლექტორული გადასასვლელის $\alpha_1 I_{j1}$ შემდგენის შემცირებას. დენების ზემოაღნიშნული შემდგენების შემცირება საბოლოოდ გარე წრედში გამავალი I დენის შემცირებას გამოიწვევს. გარე წრედში გამავალი დენის შემცირების გამო, მოიკლებს ძაბვის ვარდნა R_g დატვირთვის წინააღობაზე და შესაბამისად მოიმატებს ძაბვა ტირისტორის მომჭერებზე, რომელიც ძირითადად j_2 კოლექტორულ გადასასვლელზე მოედება. მართვის ელექტროდში გამავალი დენის საკმარისი ამპლიტუდისა და ხანგრძლიობის შემთხვევაში, მოხდება ბაზებში დაგროვილი ჭარბი მუხტების კონცენტრაციის და ტირისტორში გამავალი დენის ზეგვისებური შემცირება ნულამდე, ე.ი. ტირისტორის სტრუქტურაში მოქმედებას იწყებს დადებითი უკუკავშირი მართვის უარყოფითი დენის დროს.

გამოსართავი I ანოდური დენის ყოველ მნიშვნელობას მართვის დენის გარკვეული აუცილებელი მინიმალური მნიშვნელობა შეესაბამება, რომელიც მით უფრო მცირეა, რაც უფრო მეტია ტირისტორის გამორთვის დრო (ხანგრძლიობა). როდესაც ჩამკეტი მართვის დენი იმპულსური ფორმისაა (როგორც ეს 3.19 სურათზეა ნაჩვენები), მისი ამპლიტუდის აუცილებელი მინიმალური მნიშვნელობა იმპულსის ხანგრძლიობაზეა დამოკიდებული. გამოსართავი I დენის შეფარდებას ტირისტორის ჩამკეტვისათვის საჭირო მართვის დენის სტატიკურ მნიშვნელობასთან ტირისტორის გამორთვის კოეფიციენტი ეწოდება. ეს კოეფიციენტი განსაზღვრავს მართვის ელექტროდით ტირისტორის გამორთვის ეფექტიანობას. გამორთვის კოეფიციენტის სიდიდე ტირისტორებისათვის მოთავსებულია ფარგლებში $4 \div 7$. მაშასადამე ტირისტორის ჩამკეტი მართვის დენის სიდიდე საკმაოდ ახლოსაა ძირითადი (გამოსართავი) დენის

მნიშვნელობასთან, რაც გამორთვის ასეთი მეთოდის სერიოზულ ნაკლოვან თვისებას წარმოადგენს.

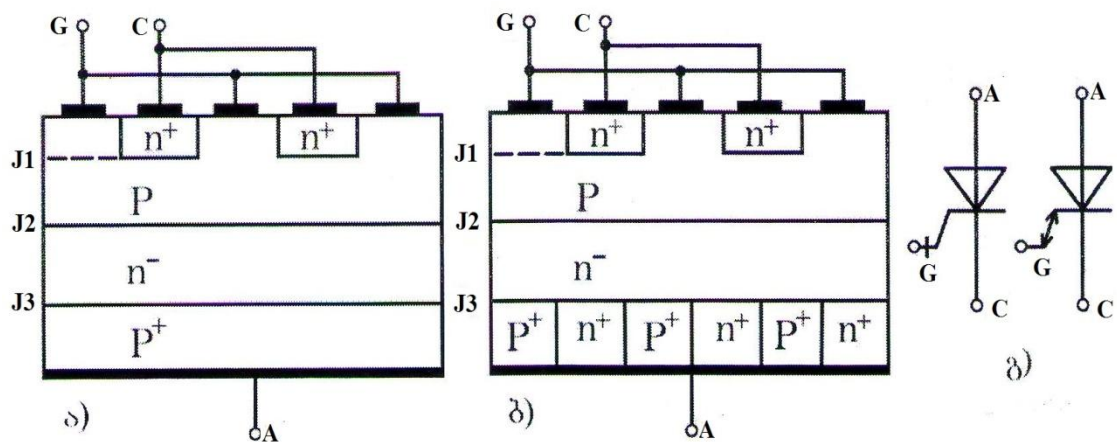
ძალური ოროპერაციული ტირისტორების დამზადება წარმოებს მრავალარხიანი სტრუქტურის მიხედვით. იგი შეიცავს ერთნაირი თვისების მქონე ელემენტარულ (საბაზისო) უჯრედთა დიდ რაოდენობას. ასე, მაგალითად, ოროპერაციული ტირისტორი, რომელიც გათვალისწინებულია 4 კილოამპერი დენის გატარებაზე, შეიცავს 2000 საბაზისო უჯრედს. თითოეული უჯრედის მართვის ელექტროდს შეუძლია ჩაეცოს 2 ა დენი.

ძალური ოროპერაციული ტირისტორული გასაღების საბაზისო უჯრედის დამზადება ხდება ორი ძირითადი სახის სტრუქტურის მიხედვით, რომლებიც 3.20. სურათზეა ნაჩვენები. სურათზე წარმოდგენილ ორივე სახის საბაზისო უჯრედს აქვს ვერტიკალური სტრუქტურა. კათოდისა და მართვის ელექტროდების საკონტაქტო ლითონის შრეები შექმნილია კრისტალის ერთ ზედაპირზე, ხოლო ანოდის საკონტაქტო ლითონის შრე - კრისტალის საწინააღმდეგო მხარის ზედაპირზე.

საფენად გამოყენებულია სუსტად ლეგირებული (მაღალმური) n^- -სილიციუმის ფირფიტა, რომლის ურთიერთმოპირდაპირე მხარეს მდებარე ზედაპირებზე აქცეპტორული მინარევის დიფუზიური მეთოდით შეტანის შედეგად მიღებულია ანოდის p^+ -უბანი და p -ბაზის შრე. p -შრის ლოკალურ უბნებში დონორული მინარევის დიფუზიით მიიღება კათოდის n^+ -უბნები. ამის შემდეგ, კათოდის n^+ -უბნების ზედაპირების მოლითონებით შექმნილია კათოდის საკონტაქტო გამოყვანები, ხოლო p -ბაზის ზედაპირული უბნების მოლითონებით - ბაზის საკონტაქტო გამოყვანები.

3.20, ა სურათზე წარმოდგენილ საბაზისო უჯრედის სტრუქტურაში ანოდის p^+ -უბანი ერთგვაროვანია. ტირისტორულ გასაღებზე უკუძაბვის მოქმედების დროს გარეშე ძაბვა პრაქტიკულად მთლიანად J_3 გადასასვლელზე მოედება, რადგან J_2 გადასასვლელს ამ დროს პირდაპირი წანაცვლება გააჩნია, ხოლო J_1 გადასასვლელის გამრღვევი უკუძაბვა მცირე სიდიდისაა (J_1 გადასასვლელის მცირე სისქის გამო). J_3 გადასასვლელი ძირითადად კონცენტრირებულია n^- -სუსტად ლეგირებულ უბანში. ამ გადასასვლელის გარღვევისთვის დიდი ძაბვაა საჭირო (გადასასვლელის დიდი სიგანის გამო). ამავე დროს, საკმაოდ მაღალია ღია გასაღებზე ნარჩენი ძაბვისა და სიმძლავრის დანაკარგის სიდიდე. ასეთი სტრუქტურის მქონე ოროპერაციული ტირისტორული გასაღებები გამოიყენება

მაღალი ძაბვის დენის გარდამქმნელ მოწყობილობებში, რომლებიც არ საჭიროებენ სქემური კომპონენტის სახით უკუმაშუქებელ დიოდებს.



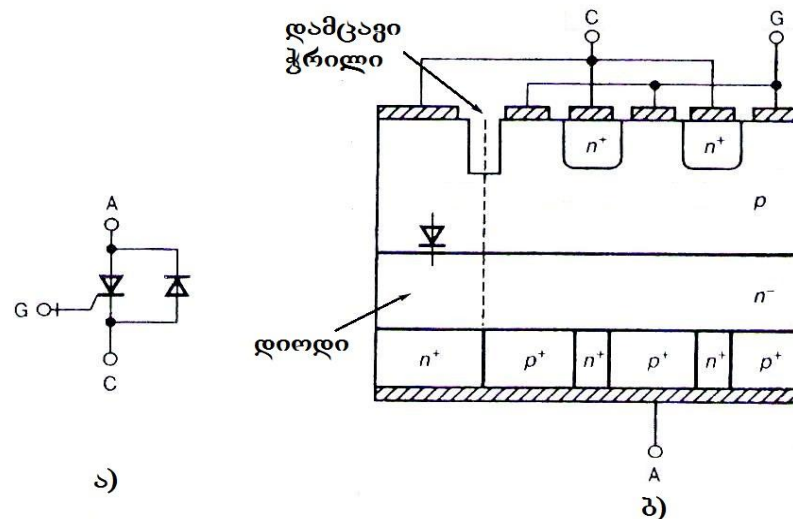
სურ. 3.20. ძალური ოროპერაციული ტირისტორის საბაზისო უჯრედის სტრუქტურები (ა,ბ); ოროპერაციული ტირისტორის პირობითი აღნიშვნები (გ)

3.20, ბ სურათზე წარმოდგენილ საბაზისო უჯრედის სტრუქტურაში ანოდის p^+ -შრე არაერთგავროვანია. აქ შექმნილია n^+ -ძლიერლეგირებული ლოკალური უბნები, რის შედეგადაც წარმოქმნილი დამატებითი ელექტრული გადასასვლელები ახდენენ J_3 გადასასვლელის განაწილებულ დაშუქებას უკუძაბვის მოქმედების დროს, ე.ი. ასრულებენ უკუმაშუქებელი დიოდების ფუნქციას. ასეთი სტრუქტურის მქონე საბაზისო უჯრედის დასაშვები უკუძაბვა შედარებით დაბალია, თუმცა გაუმჯობესებულია სხვა ელექტრული თვისებები. ასეთი სტრუქტურის მქონე გასაღების ღია მდგომარეობის ნარჩენი ძაბვა და სიმძლავრის დანაკარგი შედარებით ნაკლები სიდიდისაა, გააჩნია უკეთესი დინამიკური თვისებები და მცირეა გაუონვის უკუდენი. ოროპერაციული ტირისტორული გასაღებები ფართოდ გამოიყენება ძაბვის ავტონომიურ ინვერტორებში.

ტირისტორული გასაღების ძაბვის ნახტომებისაგან დაცვის მიზნით ხშირად გამოიყენება გასაღებთან შემხვედრ-პარალელურად მიერთებული დიოდი (უკუდიოდი). არსებობს ოროპერაციული (აგრეთვე ერთოპერაციული) ტირისტორისა და ჩაშენებული უკუდიოდის მონოლითური სტრუქტურა (სურ. 3.21). ამ სახის ტირისტორულმა გასაღებებმა მიიღეს უკუგამტარობიანი ტირისტორების სახელწოდება (**RCT - Reverse Conducting Thyristor**).

ტირისტორისა და დიოდის მონოლითური კომბინაცია აუმჯობესებს გასაღების დინამიკურ თვისებებს, რადგან ადგილი აქვს შეერთებათა ინდუქციურობების გავლენის მინიმიზაციას. ინტეგრირებული დიოდის სტრუქტურა, რომელიც **p-n-n⁺** შრეებისგანაა შექმნილი, ტირისტორის ძირითადი სექციისაგან იზოლირებულია ან დამცავი დიფუზური რგოლით ანდა დამცავი ჭრილით, ამ ღონისძიების გატარება დიოდთან დაკავშირებულ მუხტის გადამტანებს არ აძლევს ტირისტორულ სექტორში გაღწევის საშუალებას.

თუმცა მას თან ახლავს გაჟონვის დენების სიდიდის გაზრდა და $\frac{dV}{dt}$ ფაქტორის მიმართ მდგრადობის შემცირება.



სურ.3.21. უკუგამტარობიანი ტირისტორის პირობითი აღნიშვნა (ა) და სტრუქტურა (ბ)

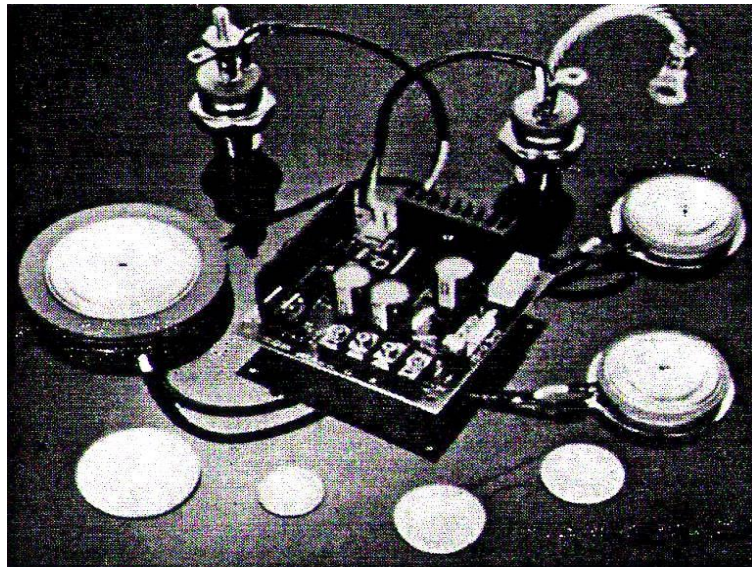
ჩვეულებრივი (სტანდარტული) გამორთვადი (**GTO**) ტირისტორების ჩამკეტი უარყოფითი მართვის დენის საჭირო სიდიდემდე გაზრდის ხანგრძლივობა და, აქედან გამომდინარე, გამორთვის ხანგრძლივობა, რამდენიმე მიკროწამის ტოლია. ჩამკეტი მართვის დენის ცვლილების სიჩქარის გაზრდას ხელს უშლის ორი ფაქტორი: მთელი სტრუქტურის ჩაკეტვის კოეფიციენტის მკვეთრი შემცირება და მართვის ელექტროდის წრედში არსებული შედარებით დიდი პარაზიტული ინდუქციურობა (100...300 ნჰნ). ეს ფაქტორები პრაქტიკულად შეუძლებელს ხდის გამოსავალი ძაბვის გასაზრდელად სტანდარტული **GTO** ტირისტორების მიმდევრობითი შეერთების გამოყენებას, რადგან არ ხდება ყველა ტირისტორის ერთდროული და სწრაფი ჩაკეტვა. ეს პრობლემა გადაიჭრა **HD-GTO**

ტირისტორების შექმნით, სადაც გამოყენებულია მართვის ხისტი პრინციპი. ამ ტირისტორების მართვის დენის ზრდის სიჩქარე, სტანდარტული **GTO** ტირისტორებთან შედარებით, ორი რიგით მაღალია (2000...4000 ა/მკწმ), ხოლო პარაზიტული ინდუქციურობა შემცირებულია 4...5 ნჰნ-მდე. მიმდევრობით შეერთებული ასეთი ტირისტორების გამორთვის ხანგრძლივობათა გაბნევალობა არ აღემატება 0,1 მკწმ-ს. ასეთი ხელსაწყოების შექმნით გადაიდგა პირველი ნაბიჯი 3...4 კა დენზე მომუშავე სპეციალური სტრუქტურების შექმნის გზაზე, რომლებშიც ყველა პარალელურად მომუშავე უჯრედს აქვს გამორთვის ერთნაირი დრო. ამ ტირისტორებმა მიიღეს მართვის ელექტროდით კომპუტირებადი ტირისტორის სახელწოდება (**GCT - Gate commutated thyristor**). **GCT**- ტირისტორის მართვის ელექტროდზე უარყოფითი წანაცვლების ძაბვის მიწოდებისას, ადგილი აქვს ჩამკეტი დენის ძალზე სწრაფ ზრდას პრაქტიკულად ანოდური დენის სიდიდემდე. ერთდროულად ადგილი აქვს სტრუქტურის n^+ -უბნებზე დენის შეწყვეტას (სურ.3.22,ბ). ჩაკეტვისას ანოდური დენი გადაირთვება მართვის ელექტროდის წრედში, ხოლო ოთხშრიანი სტრუქტურის მუშა ნაწილი გარდაიქმნება სამშრიან **p-n-p**-ტრანზისტორულ სტრუქტურად, რომელიც სწრაფად იკეტება ბაზის წრედის გაწყვეტის შედეგად.

4 კა-ის ტოლ დენზე მომუშავე **GCT**- ტირისტორი შედგება ორიათასი სეგმენტისაგან, რომელთაგან თითოეულს უნარი შესწევს ჩაკეტოს 2 ა-ის ტოლი დენი.

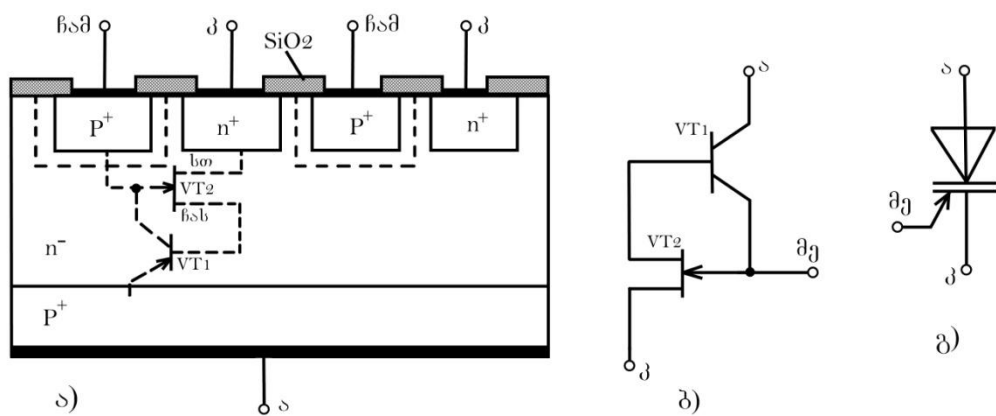
შექმნილია **GCT**- ტირისტორისა და შემხვედრ-პარალელური დიოდის მონოლითური სტრუქტურა, რომელმაც მიიღო უკუგამტარობიანი მართვის ელექტროდით კომპუტირებადი ტირისტორის სახელწოდება **RGCT**.

GCT- ტირისტორში ანოდური დენის მართვის წრედში გადართვისათვის საჭიროა მართვის იმპულსების მაფორმირებლის მიერთების დაბალინდუქციური წრედი. ამიტომ შეიქმნა **GCT**- ტირისტორის სპეციალური კონსტრუქცია ინტეგრირებული მართვის იმპულსების მაფორმირებლით, რომელმაც მიიღო ინტეგრირებული მართვის ელექტროდით კომპუტირებადი ტირისტორის სახელწოდება - **IGCT (Integrated gate commutated thyristor)** (სურ. 3.23)



სურ.3.24. ოროპერაციული (GTO) ტირისტორები

უჯრედის შესრულების ერთ-ერთი სტრუქტურული ვარიანტი-საბაზისო უჯრედი მართვის ელექტროდის ზედაპირული შესრულებით.



სურ. 3.25. ინდუქციური ტირისტორის საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა (ა); საბაზისო უჯრედის ეკვივალენტური სქემა (ბ); ინდუქციური ტირისტორის პირობითი აღნიშვნა (გ)

საფენი წარმოადგენს p^+ -ტიპის სილიციუმის ფირფიტას (ინდუქციურ ტრანზისტორში საფენად n^+ -ტიპის სილიციუმი იყო გამოყენებული). საფენის უკანა ზედაპირი მოლითონებულია და გაკეთებული აქვს ანოდის საკონტაქტო გამოძევა. საფენის წინა ზედაპირზე ფორმირებული შრეების განლაგება პრაქტიკულად ინდუქციური ტრანზისტორული ვარიანტის გამეორებას

წარმოადგენს. აქ განთავსებულია: სუსტად ლეგირებული n^- -ეპიტაქსიალური შრე, მართვის ელექტროდის ზედაპირული p^+ -უბნები და კათოდის n^+ -უბნები. სტრუქტურაში შემავალი და მორიგეობით განლაგებული ოთხი სხვადასხვა ტიპის გამტარობის მქონე უბნების არსებობამ განაპირობა ხელსაწყო დასახელება - ტირისტორი. ასეთი ტირისტორული გასაღების საბაზისო უჯრედი წარმოადგენს $p-n-p$ ტიპის ტრანზისტორისა ($VT1$) და $p-n$ გადასასვლელიანი n -არხიანი ველით მართვადი ტრანზისტორის ($VT2$) კომბინაციას (სურ. 3.25, ბ). ინდუქციური ტირისტორის პირობითი აღნიშვნა 3.25, გ სურათზეა ნაჩვენები.

ინდუქციურ ტირისტორში, ერთ და ოროპერაციული ტირისტორისგან განსხვავებით, არ არსებობს შინაგანი დადებითი უკუკავშირი და გაღების რეგენერაციული ინერციული პროცესი. ამის გამო, ინდუქციურ ტირისტორულ გასაღებს შეუძლია დიდი სიდიდის დენების მაღალი სიჩქარით გადართვა, ე.ი. იგი სწრაფმომქმედი გასაღებია.

ინდუქციური ტირისტორული გასაღები ნორმალურად ღია გასაღებს წარმოადგენს. როდესაც მართვის ელექტროდს ნულის ტოლი პოტენციალი აქვს, ხოლო ანოდს - დადებითი პოტენციალი, მაშინ p^+ -ანოდური უბნიდან n^- -ეპიტაქსიალურ შრეში ინიექცირებული ხვრელების მოცულობითი მუხტი ახდენს n^- -სუსტად ლეგირებული შრის გამტარობის მოდულაციას (გამტარობის გაზრდას). სტრუქტურაში (სურ. 3.25, ა) შემავალი $VT2$ ველით მართვადი ტრანზისტორის დენგამტარი არხის წინაღობა მცირდება, ხოლო $VT1$ ბიპოლარული ტრანზისტორი გადადის გაჯერების რეჟიმში. ტირისტორში გაივლის ღია მდგომარეობის შესაბამისი დენი, რომლის გზაზე მხოლოდ ერთი p^+-n^- გადასასვლელია. ამიტომ, ღია ინდუქციურ ტირისტორულ გასაღებზე არსებული ნარჩენი ძაბვა მნიშვნელოვნად ნაკლებია, ვიდრე ერთ და ოროპერაციულ ტირისტორულ გასაღებებზე ნარჩენი ძაბვის სიდიდე, რაც ასეთი გასაღების მნიშვნელოვანი დადებით თვისებას წარმოადგენს. ინდუქციური ტირისტორული გასაღების მნიშვნელოვანი დადებით თვისებას წარმოადგენს ისიც, რომ ღია გასაღების წინააღობის ტემპერატურული კოეფიციენტი დადებითი ნიშნისაა. ამის გამო, ადგილი აქვს გასაღების სტრუქტურაში შემავალი ელემენტარული უჯრედების დენების თვითგათანაბრების ეფექტს. ინდუქციურ ტირისტორულ გასაღებს გააჩნია გაზრდილი თერმომედეგობა პიკური დენური გადატვირთვების მიმართ.

ინდუქციური ტირისტორული გასაღების შემდეგი დადებითი თვისებაა ის, რომ დენგამტარი არხის გამტარობის გასაზრდელად და ღია მდგომარეობის

ნარჩენი ძაბვის შესამცირებლად არ არის საჭირო მართვის ელექტროდში დენის გატარება (რაც ინდუქციური ტრანზისტორული გასაღებისთვის აუცილებელია). ამიტომ, ინდუქციური ტირისტორული გასაღებების მართვის წრედი, ძალური ღდნ გასაღებების მსგავსად, მოითხოვს მცირე სიმძლავრეს.

ზემოაღნიშნული დადებითი თვისებების მიუხედავად, ინდუქციურმა ტირისტორულმა გასაღებებმა ჯერ-ჯერობით ვერ ჰპოვეს ფართო პრაქტიკული გამოყენება. ამის მიზეზი, ერთის მხრივ, ისაა, რომ რთულია მათი დამზადების ტექნოლოგია. მეორეს მხრივ, იმის გამო, რომ იგი ნორმალურად ღია გასაღებია, გააჩნია მართვის დაბალი საიმედოობა. ინდუქციური ტირისტორული გასაღების ჩაკეტილი მდგომარეობის უზრუნველსაყოფად აუცილებელია მართვის ელექტროდზე უარყოფითი წანაცვლების ძაბვის (10-20ვ) უწყვეტი შენარჩუნება. უარყოფითი წანაცვლების ძაბვის ხანმოკლე გამორთვის შეუძლია გამოიწვიოს ასეთ გასაღებებზე მომუშავე გარდამქმნელ მოწყობილობებში კატასტროფული ავარიული პროცესები.

წამყვანი ფირმების ძალისხმევა მიმართულია ინდუქციური ტირისტორული გასაღების აღნიშნული ნაკლოვანი მხარის გამოსასწორებლად. უკვე შექმნილია ნორმალურად ჩაკეტილ ინდუქციურ ტირისტორულ გასაღებთა რამდენიმე ვარიანტი, თუმცა, მათი დამზადება ღიდ ტექნოლოგიურ სირთულეებთან აღმოჩნდა დაკავშირებული.

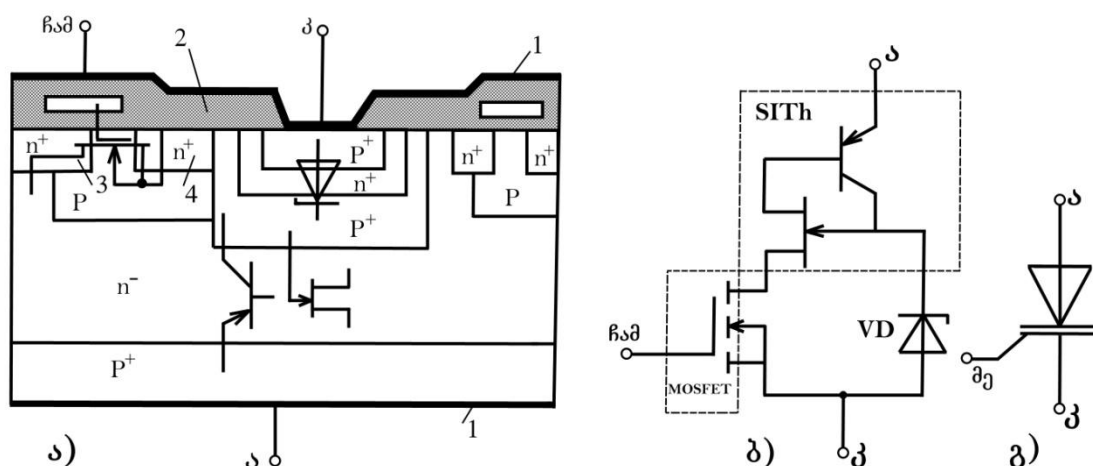
3.3.6. ველით მართვადი ტირისტორული გასაღები (MCT)

ველით მართვადი ტირისტორები წარმოადგენენ ძალური ნახევარგამტარული გასაღებების ახალ კლასს. ამ სახის გასაღების სტრუქტურაში ინტეგრებულია ინდუქციური ტირისტორი და იზოლირებულჩამკეტიანი ველით მართვადი ტრანზისტორი. გასაღების მართვა ხორციელდება ველით მართვადი ტრანზისტორის საშუალებით, რის გამოც იგი ნორმალურად ჩაკეტილ გასაღებს წარმოადგენს. ამავე დროს, მას გააჩნია ინდუქციური ტირისტორისათვის დამახასიათებელი დადებითი თვისებები.

მონოლითურმა ნახევარგამტარულმა სტრუქტურამ, რომელშიც ინტეგრებულია მმართველი ღდნ ტრანზისტორისა და ინდუქციური ტირისტორის სტრუქტურები, მიიღო კომბინირებული ტრანზისტორულ-ტირისტორული სტრუქტურის სახელწოდება - **MCT (MOS Composite SIT_h)**. ასეთი გასაღების საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა წარმოადგენილია 3.26, ა სურათზე. 3.26, ბ

სურათზე კი ნაჩვენებია საბაზისო უჯრედის ეკვივალენტური სქემა, ხოლო 3.26,გ სურათზე - **MCT** გასადების პირობითი აღნიშვნა.

მმართველ ღღნ ტრანზისტორულ სტრუქტურაში შედის ძლიერლეგირებული n^+ -სათავისა (4) და ჩასადინარის (3) უბნები. სათავე დაკავშირებულია საბაზისო უჯრედის კათოდის საკონტაქტო გამომყვანთან. ღღნ ტრანზისტორში იმ შემთხვევაში გაივლის დენი, როდესაც ჩამკეტზე მიწოდებული დადებითი ძაბვა აღემატება p -შრის გამტარობის ინვერსიისთვის საჭირო ზღურბლურ მნიშვნელობას. ამ დროს, ღღნ ტრანზისტორის ჩასადინარი, რომელიც უშუალო კავშირშია n^- -ეპიტაქსიალურ შრესთან, მიერთებული აღმოჩნდება საბაზისო უჯრედის კათოდთან. მაშასადამე, საბაზისო უჯრედის ანოდსა და კათოდს შორის დენი გაივლის მხოლოდ იმ შემთხვევაში, როდესაც ღღნ ტრანზისტორის ჩამკეტზე ზღურბლურზე მეტი სიდიდის ძაბვა იმოქმედებს, ე.ი. ასეთი სტრუქტურის მქონე უჯრედი ნორმალურად ჩაკეტილი გასადებია.



სურ. 3.26. ველით მართვადი ტირისტორული გასადების (**MCT**) საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა (ა); ეკვივალენტური სქემა (ბ); ველით მართვადი ტირისტორის პირობითი აღნიშვნა (გ). 1-ლითონის შრე; 2- დიელექტრიკის შრე; 3 - ღღნ ტრანზისტორის ჩასადინარი; 4 - ღღნ ტრანზისტორის სათავე

საბაზისო უჯრედის ცენტრალურ ნაწილში მოთავსებულია ინდუქციური ტირისტორის მართვის ელექტროდის (ჩამკეტის) p^+ -უბანი. ეს უკანასკნელი კათოდის ლითონურ შრეს უკავშირდება ჩაშენებული p^+-n^+ გადასასვლელით. სქემოტექნიკური თვალსაზრისით ეს გადასასვლელი წარმოადგენს (1,5... 2,5)გ მუშა ძაბვის მქონე სტაბილიტრონს. ასეთი სტრუქტურული ერთეულის დამატება აუმჯობესებს საბაზისო უჯრედის დინამიკურ მახასიათებლებს გადების

პროცესში და ხელს უწყობს გასაღების ღია მდგომარეობის შენარჩუნებას ანოდური დენის დიდი სიმკვრივის დროს. **MCT** გასაღების დადებითი თვისებაა ის, რომ არ არსებობს უშუალო კავშირი ანოდურ და მართვის (ლდნ ტრანზისტორის ჩამკეტი) წრედებს შორის.

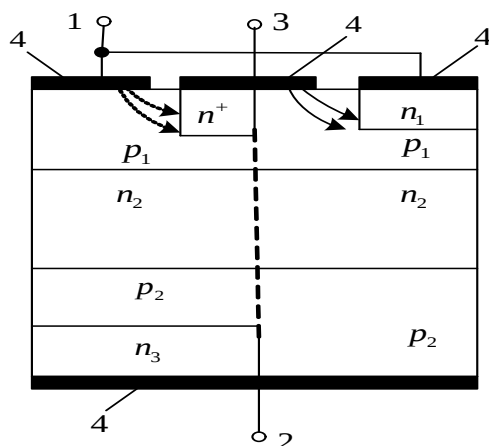
დამუშავებულია **MCT** გასაღების საბაზისო უჯრედის სხვადასხვა ვარიანტი: **n-** და **p** -არხიანი ლდნ ტრანზისტორით, ძაბვის შეკავების (ბლოკირების) სიმეტრიული და არასიმეტრიული თვისებით, გაღების ოპტიკური მეთოდით და სხვ. თუმცა, ყველა მათგანს გააჩნია ერთი საერთო თვისება: გასაღების ერთი მდგომარეობიდან მეორეში გადართვა ხორციელდება სტრუქტურაში ინტეგრებული ლდნ ტრანზისტორით.

ძალური **MCT** გასაღების საქესპლოატაციო პარამეტრები ოროპერაციული ტირისტორების პარამეტრების ანალოგიურია. გარკვეული განსხვავებაა მხოლოდ მართვის წრედის პარამეტრთა ჯგუფში.

MCT გასაღებების სიმძლავრისეული პარამეტრები (მუშა ძაბვა და დენი) შესაბამისობაშია ერთ და ოროპერაციული ტირისტორული ანალოგიების სიმძლავრისეულ პარამეტრებთან.

3.3.7. სიმეტრიული ტირისტორი (სიმისტორი)

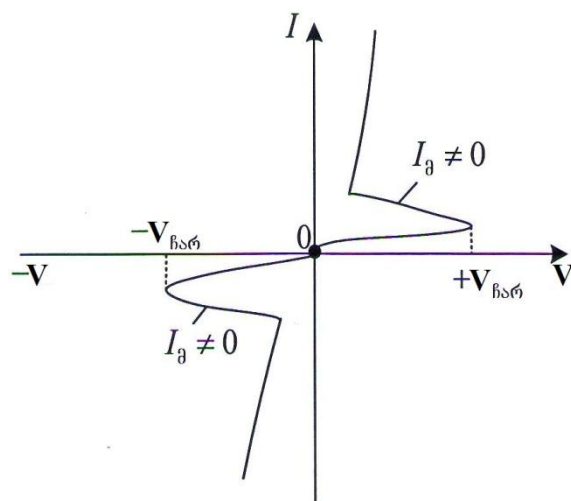
სიმეტრიული ანუ ორმხრივ გამტარი ტირისტორის სტრუქტურული სქემა ნაჩვენებია 3.27. სურათზე. ასეთ ტირისტორს 5-შრიანი სტრუქტურა აქვს. p_1 , n_2 და p_2 მთავარ ნახევარგამტარულ შრეებს გარდა, ხელსაწყოს აქვს დამატებითი n_1 და n_3 გვერდითი შრეები.



სურ.3.27. სიმისტორის სტრუქტურა: 1 , 2-ძირითადი ელექტროდები;
3-მართვის ელექტროდი; 4-ლითონის კონტაქტი

ნახევარგამტარული შრეების სურათზე ნახვენები განლაგების მიხედვით სიმეტრიული ტირისტორი შეიძლება განვიხილოთ როგორც ორი, ერთმანეთის მიმართ შემხვედრად ჩართული ოთხშრიანი ტირისტორული სტრუქტურა: პირველ ტირისტორს შექმნის $p_1 - n_2 - p_2 - n_3$ შრეები, ხოლო მეორე ტირისტორს - $p_2 - n_2 - p_1 - n_1$ შრეები. პირველ ტირისტორში, როცა p_1 -ს აქვს დადებითი პოტენციალი n_3 -ის მიმართ გაივლის პირდაპირი დენი. ანალოგიურად, თუ p_2 -ის პოტენციალი დადებითია n_1 -ის მიმართ, მეორე ოთხშრიან ტირისტორში გაივლის პირველის შემხვედრად მიმართული პირდაპირი დენი. სიმეტრიული ტირისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი მოცემულია 3.28 სურათზე.

ამრიგად, 5-შრიანი სტრუქტურის მქონე ნახევარგამტარული ხელსაწყო დენს ერთნაირად ატარებს ორივე მიმართულებით, რამაც განაპირობა მისი დასახელება - სიმეტრიული ტირისტორი, შემოკლებით - სიმისტორი. სიმისტორებს გამოიყენებენ უკონტაქტო გადამრთველებად ცვლადი დენის წრედებში. კერძოდ, მათი გამოყენება შეიძლება ცვლადი ძაბვის რევერსულ გადამრთველებსა და ცვლადი დენის რეგულატორებში. სიმისტორის გამოყენება, ორ ცალხმრივ გამტარ ტირისტორთან შედარებით, უფრო ეკონომიურია, რადგან უფრო ეფექტურადაა გამოყენებული $p-n$ გადასასვლელების ფართი.



სურ.3.28. სიმისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი

სიმისტორის მართვა ცვლადი ძაბვის ორივე ნახევარპერიოდში ხორციელდება მართვის ერთი წრედის გამოყენებით. მართვის ელექტროდი

ლითონის საკონტაქტო შრით დაკავშირებულია p_1 შრესთან და მის მეზობლად მოთავსებულ დამატებით n^+ ზონასთან (ნახ.3.27). ამიტომ სიმისტორი გადაირთვება გახსნილ მდგომარეობაში მართვის ელექტროდზე ძაბვის დადებითი (მართვა სრულდება კათოდის მხრიდან. მართვის დენი ნაჩვენებია მთლიანი წირებით) ან უარყოფითი იმპულსის (მართვა სრულდება ანოდის მხრიდან, მართვის დენი ნაჩვენებია წყვეტილი წირებით) საშუალებით, ძირითად ელექტროდებზე ცვლადი ძაბვის დადებითი და უარყოფითი ნახევარპერიოდის შესაბამისად.

საკონტროლო უპირობები

- 3.1. როგორია თანამედროვე მართვადი ძალური ნახევარგამტარული გასაღებების სტრუქტურა;
- 3.2. როგორია ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორის საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა;
- 3.3. როგორაა მიღწეული ძალურ ბიპოლარულ ტრანზისტორში კოლექტორული **p-n** გადასასვლელის დასაშვები უკუძაბვის სიდიდის გაზრდა;
- 3.4. რატომაა საჭირო ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორული გასაღების საბაზისო უჯრედში დარგლინგტონის სქემის მიხედვით ორი ტრანზისტორის გამოყენება და როგორია ასეთი შედგენილი ტრანზისტორის ბაზის დენის გადაცემის კოეფიციენტი;
- 3.5. როგორია **V**-ტექნოლოგიის მიხედვით დამზადებული ძალური **MOSFET**-ტრანზისტორის სტრუქტურა;
- 3.6. როგორია **D**-ტექნოლოგიის მიხედვით დამზადებული ძალური **MOSFET**-ტრანზისტორის სტრუქტურა;
- 3.7. რა არის საჭირო ძალური **MOSFET**-ტრანზისტორების ღია მდგომარეობაში გადართვისათვის და რითაა განპირობებული დენგამტარი არხის წინაღობა;
- 3.8. როგორაა გაზრდილი ძალური **MOSFET**-ტრანზისტორების ჩასადინარსა და სათავეს შორის მოქმედი ძაბვის დასაშვები სიდიდე;
- 3.9. როგორია ძალური **MOSFET**-ტრანზისტორების ძაბვით გარღვევის მექანიზმები;

- 3.10. რაში მდგომარეობს ძალური **MOSFET**-ტრანზისტორების საბაზისო უჯრედის სტრუქტურაში **COOLMOS** ტექნოლოგიის გამოყენების არსი;
- 3.11. რის ხარჯზეა **COOLMOS** - ტრანზისტორებში შემცირებული დენგამტარი არხის ნარჩენი წინაღობა;
- 3.12. როგორი დამოკიდებულებაა **COOLMOS** - ტრანზისტორში ნარჩენ წინაღობასა და გამრღვევ ძაბვას შორის;
- 3.13. როგორია **IGBT**-ტრანზისტორის საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა;
- 3.14. რატომ მიიღო **IGBT**-ტრანზისტორის სტრუქტურამ მოდულირებულ-გამტარობიანი სტრუქტურის სახელწოდება;
- 3.15. რამდენ კომპონენტს შეიცავს **IGBT**-გასაღებზე სრული ძაბვის ვარდნა და რას წარმოადგენს ეს კომპონენტები;
- 3.16. რა მეთოდების გამოყენებითაა შესაძლებელი **IGBT**-ტრანზისტორულ გასაღებში პირდაპირი ძაბვის ვარდნის შემცირება;
- 3.17. რით არის გამოწვეული მართვის ელექტროდით გამორთვის შემდეგ **IGBT**-ტრანზისტორის კოლექტორში ნარჩენი დენის შენარჩუნება დროის გარკვეულ ინტერვალში და რა გავლენას ახდენს ნარჩენი დენი გასაღების მუშაობაზე;
- 3.18. რას წარმოადგენს სტატიკური ინდუქციური ტრანზისტორი; რა ვარიანტების მიხედვით ხდება მისი საბაზისო უჯრედის შესრულება და რით განსხვავდებიან ერთმანეთისაგან ეს ვარიანტები;
- 3.19. როგორია ჩამალულჩამკეტიანი სტატიკური ინდუქციური ტრანზისტორის საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა და რაზეა დამოკიდებული ღია გასაღებზე ნარჩენი ძაბვის სიდიდე. რა გზით შეიძლება ღია გასაღებზე ნარჩენი ძაბვის შემცირება;
- 3.20. როგორი სახის ნახევარგამტარულ ხელსაწყოებს უწოდებენ ტირისტორებს;
- 3.21. როგორ შეიძლება დინისტორის გახსნა და ჩაკეტვა;
- 3.22. ეკვივალენტურად როგორ შეიძლება წარმოსდგეს ოთხშრიანი ტირისტორული სტრუქტურა;
- 3.23. რომელ ტირისტორებს ეწოდება არასრულად მართვადი? სრულად მართვადი?;
- 3.24. დაახასიათეთ დენების განაწილება არამართვადი ტირისტორის სტრუქტურაში;

- 3.25. დაახასიათეთ არამართვადი ტირისტორის ვოლტამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტო;
- 3.26. დაახასიათეთ დენების განაწილება არასრულად მართვად (ერთოპერაციულ) ტირისტორულ სტრუქტურაში;
- 3.27. დაახასიათეთ ერთოპერაციული ტირისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის პირდაპირი შტო მართვის დენის სხვადასხვა სიდიდის დროს;
- 3.28. ახსენით ოთხშრიან სტრუქტურაში მუხტების გამრავლების რეგენერაციულ პროცესის არსი;
- 3.29. რაში მდგომარეობს ძალური მაღალვოლტიანი ერთოპერაციული ტირისტორის საბაზისო უჯრედის სტრუქტურული თავისებურება;
- 3.30. დაახასიათეთ დენების განაწილება ოროპერაციულ ტირისტორში მართვის ელექტროდზე ჩამკეტი ძაბვის მიწოდებისას;
- 3.31. როგორია ძალური ოროპერაციული ტირისტორის საბაზისო უჯრედის სტრუქტურები და რაში გამოიხატება ამ სტრუქტურებს შორის განსხვავება;
- 3.32. როგორ ოროპერაციულ ტირისტორს ეწოდება უკუგამტარობიანი და როგორია ასეთი ტირისტორის საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა;
- 3.33. რომელ ტირისტორს ეწოდება მართვის ელექტროდით კომუტირებადი და რატომ;
- 3.34. რომელმა ტირისტორმა მიიღო ინტეგრირებული მართვის ელექტროდით კომუტირებადი ტირისტორის სახელწოდება და რატომ;
- 3.35. როგორია ინდუქციური ტირისტორის საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა და როგორია მისი ეკვივალენტური სქემა;
- 3.36. რა არის ინდუქციური ტირისტორული გასაღების დადებითი და უარყოფითი თვისებები;
- 3.37. როგორია ველით მართვადი (MCT) ტირისტორის სტრუქტურა. რატომ მიიღო ამ სახის ტირისტორმა კომბინირებული სრულად მართვადი გასაღების სახელწოდება;
- 3.38. როგორია MCT - ტირისტორის ეკვივალენტური სქემა;
- 3.39. დაახასიათეთ სიმეტრიული ტირისტორის საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა.

4. ძალური მართვადი ნახევარგამტარული გასაღებების მახასიათებლები და პარამეტრები

4.1. შესავალი

ძალური მართვადი ნახევარგამტარული გასაღებების საცნობარო ინფორმაცია მოიცავს ათეულობით პარამეტრსა და მახასიათებელს. მოცემული თავის ძირითადი მიზანია სქემებში გასაღებების გამოყენებისათვის საჭირო საცნობარო ინფორმაციის სისტემის განხილვა.

ძალური ნახევარგამტარული გასაღებების პარამეტრთა სისტემა პირობითად შემდეგ ჯგუფებად შეიძლება დაიყოს:

- პარამეტრები გასაღების გამოსავალი წრედის ძაბვის მიხედვით, რომელიც იძლევა ინფორმაციას ხელსაწყოს მიერ ძაბვის ბლოკირების უნარზე და ღია მდგომარეობაში ნარჩენი ძაბვის სიდიდეზე.
- პარამეტრები გასაღების გამოსავალი წრედის დენის მიხედვით, რომელიც მოიცავს ინფორმაციას გასაღების დენის საშუალო, იმპულსური და დარტყმითი მნიშვნელობების შესახებ, აგრეთვე ჩაკეტილი მდგომარეობის დროს გაუონვის დენების სიდიდეზე.
- პარამეტრთა ჯგუფი, რომელიც იძლევა ინფორმაციას გასაღების მართვის წრედის ნორმალური ფუნქციონირებისთვის საჭირო პირობების შესრულებაზე.
- გასაღების ეფექტურობის პარამეტრები, რომელიც გამოიყენება გასაღების მაძლიერებელი თვისებისა და ხარისხის შესაფასებლად.
- პარამეტრთა ჯგუფი, რომელიც გამოიყენება გასაღების გაღება-ჩაკეტვის დროს აღძრული გარდამავალი პროცესებისა და მისი ეტაპების ხანგრძლივობათა შესაფასებლად.
- დინამიკურ პარამეტრთა ჯგუფი, რომელშიც შედის დენისა და ძაბვის ცვლილების სიჩქარის მაქსიმალურად დასაშვები სიდიდე გასაღების ღია და ჩაკეტილი მდგომარეობის დროს, აგრეთვე პარაზიტული ტევადობისა და ინდუქციურობების მნიშვნელობები.
- სითბური პარამეტრები, რომლებიც იძლევა ინფორმაციას ძალური ნახევარგამტარული გასაღების მაქსიმალურად დასაშვებ ტემპერატურაზე და სითბურ წინაღობაზე.

- სიმძლავრისული და ენერგეტიკული პარამეტრები, რომლებიც იძლევა ინფორმაციას გასაღების სტრუქტურაში არსებული სიმძლავრის დანაკარგების შესახებ.

ძალური ნახევარგამტარული გასაღებების საიმედო ფუნქციონირება მხოლოდ იმ შემთხვევაში იქნება უზრუნველყოფილი, თუ არ მოხდება ნებისმიერი ჯგუფის პარამეტრის მაქსიმალურად დასაშვებ მნიშვნელობაზე გადამატება. ამავდროულად არაა მიზანშეწონილი ძალური გასაღების დენისა და ძაბვის მარაგის გაზრდილი კოეფიციენტით მუშაობა, რადგან ეს გამოიწვევს დასამუშავებელი გარდამქმნელი მოწყობილობის ეკონომიურობის მნიშვნელოვან შემცირებას. ამიტომ გარდამქმნელი მოწყობილობის სქემაში გამოყენებული ძალური გასაღების შერჩევა უნდა განხორციელდეს ქვემოთ მოცემული მკაცრად განსაზღვრული თანამიმდევრობით:

- დასაშვები ძაბვისა და დენის, აგრეთვე დატვირთვის მიერ მოთხოვნილი სიმძლავრის მიხედვით, განისაზღვრება მოთხოვნები გარდამქმნელის სქემაში გამოსაყენებელი ძალური გასაღებისადმი.
- განისაზღვრება ძაბვის ამპლიტუდური მნიშვნელობები ძალური გასაღების სქემაში აღძრული გარდამავალი რეჟიმების დროს.
- განისაზღვრება სქემის მუშა ტემპერატურული დიაპაზონი, აგრეთვე გარემო სივრცის მაქსიმალური ტემპერატურა.
- მიღებული მონაცემებისა და გასაღების საცნობარო კატალოგების მონაცემების შედარების შედეგად შეირჩევა გასაღების ტიპი.
- ხორციელდება გაანგარიშება და მოცემული ძალური გასაღებისთვის შეირჩევა სითბოარინების სისტემა.
- მართვის წრედის პარამეტრების გათვალისწინებით განისაზღვრება ძალური გასაღებების მართვის სქემის მიმართ წაყენებული მოთხოვნები.

ცალკეული ჯგუფის მართვადი ნახევარგამტარული გასაღებების პარამეტრთა განხილვის დროს, ქვემოთ ყურადღება გამახვილებულია მხოლოდ იმ ძირითად პარამეტრებზე, რომლებიც ელექტრული ენერგიის სქემებში მათი გამოყენების შესაძლებლობის დასადგენადაა საჭირო.

4.2. ძალური ტრანზისტორული გასაღებების პარამეტრები

ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორის მაქსიმალურად დასაშვები და მახასიათებელი ელექტრული პარამეტრებია:

პარამეტრები გამოსავალი წრედის (კოლექტორის) ძაბვების მიხედვით.

- მაქსიმალურად დასაშვები ძაბვა კოლექტორსა და ემიტერს შორის (V_{CE0});
- კოლექტორ-ემიტერი წრედის ნარჩენი ძაბვა გაჯერების რეჟიმში ($V_{CE(sat)}$).

პარამეტრები გამოსავალი წრედის (კოლექტორის) დენების მიხედვით.

- კოლექტორის მაქსიმალურად დასაშვები დენი (I_C);
- კოლექტორის მაქსიმალურად დასაშვები იმპულსური დენი (I_{CM});
- მოკვეთის კოლექტორული დენი (I_{CEX}).

მართვის წრედის პარამეტრები

- ბაზა-ემიტერის გადასასვლელის მაქსიმალურად დასაშვები უკუძაბვა (V_{EBO});
- გაჯერების ბაზა-ემიტერის ძაბვა ($V_{BE(sat)}$);
- ბაზური დენი მოკვეთის რეჟიმში (I_{EBO}).

გაძლიერების (აქტიური) რეჟიმის პარამეტრები

- გაძლიერების სტატიკური კოეფიციენტი (h_{FE});
- ერთეულის ტოლი გაძლიერების შესაბამისი სიხშირე (f_T).

დინამიკური პარამეტრები

- კოლექტორის დენის მატების დასაწყისის დაყოვნების დრო (t_d);
- კოლექტორის დენის ზრდადობის დრო (t_r);
- ჩართვის დრო (t_{on});
- მუხტის ჭარბი გადამტანების გარე წრედში გაწოვის დრო (t_s);
- კოლექტორის დენის კლების დრო (t_f).

სიმძლავრის მიხედვით ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორის პარამეტრია
კოლექტორის მიერ გაბნეული მაქსიმალური სიმძლავრე (P_c).

სითბური პარამეტრები

- კოლექტორული გადასასვლელი - კორპუსი უბნის სითბური წინაღობა (R_{ThJ-C});
- კორპუსი-გამაგრილებელი სისტემის უბნის სითბური წინაღობა (R_{ThC-S});

- კოლექტორული გადასასვლელის მაქსიმალური ტემპერატურა (T_{jmax});
- კორპუსის ტემპერატურა (T_c);
- გარემოს ტემპერატურა (T_A);

ძალური იზოლირებულჩამკეტისანი ველით მართვადი ტრანზისტორის (MOSFET) მაქსიმალურად დასაშვები და მახასიათებელი ელექტრული პარამეტრები:

გამოსავალი წრედის (ჩასადინარის) ძაბვის მიხედვით

- ჩასადინარი-სათავე ძაბვის მაქსიმალურად დასაშვები სიდიდე (V_{DS});
- პარამეტრები ჩასადინარის დენების მიხედვით**
- ჩასადინარის მაქსიმალურად დასაშვები დენი (I_D);
- ჩასადინარის მაქსიმალურად დასაშვები იმპულსური დენი (I_{DM});
- ჩასადინარის მოკვეთის დენი (I_{DSS}).

მართვის წრედის პარამეტრები

- ზღურბლური ძაბვა ჩამკეტსა და სათავეს შორის (V_{GS});
- ჩამკეტსა და სათავეს შორის მაქსიმალურად დასაშვები პირდაპირი (უკუ) ძაბვა (V_{GSS});
- ჩამკეტის გაჟონვის დენი (I_{GSS}).

მაძლიერებელი თვისების მახასიათებელი პარამეტრები

- პირდაპირი გადაცემის მახასიათებლის დახრილობა (g_{FS});
- ჩასადინარის და სათავეს შემაერთებელი არხის წინაღობა ღია მდგომარეობაში ($R_{DS(on)}$).

დინამიკური პარამეტრები

- ჩართვის დაყოვნების დრო ($t_{d(on)}$);
- ჩასადინარის დენის ზრდის დრო (t_r);
- გამორთვის დაყოვნების დრო ($t_{d(off)}$);
- ჩასადინარის დენის კლების დრო (t_f);
- შესავალის ტევადობა (C_{iss});
- გამოსავალის ტევადობა (C_{oss});
- ჩამკეტის წრედის საერთო მუხტი (Q_G);

- ჩაკეტილი მდგომარეობის დროს ძაბვის ზრდის კრიტიკული სიჩქარე

$$\left(\frac{dv}{dt}\right)_{crit};$$

- საკონტაქტო გამომყვანების პარაზიტული ინდუქციურობა (L_s).

სიმძლავრისეული და ენერგეტიკული პარამეტრები

- გაბნეული სიმძლავრის მაქსიმალური მნიშვნელობა (P_D);
- ენერგიის დანაკარგი ჩართვის დროს (E_{on});
- ენერგიის დანაკარგი გამორთვის დროს (E_{off}).

იზოლირებული ჩამკეტიანი ბიპოლარული ტრანზისტორი (**IGBT**) ძალური ველით მართვადი ტრანზისტორული გასაღების ანალოგიური პარამეტრებით ხასიათდება. განსხვავება მხოლოდ იმაშია, რომ **IGBT** - გასაღების დასახასიათებლად ღია არხის წინააღობის ნაცვლად კოლექტორ-ემიტერის გაჯერების ძაბვა ($V_{CE(sat)}$) გამოიყენება, რომელიც კოლექტორის დენისა და ჩამკეტზე მოქმედი ძაბვის მოცემული მნიშვნელობის მიხედვით განისაზღვრება. **IGBT** გასაღების ზოგიერთი დამამზადებელი ფირმა და კომპანია იძლევა მონაცემებს გაჯერების გამოსავალი ძაბვის ცალკეულ შემდგენებზეც, სტრუქტურის ბიპოლარული და ველით მართვადი ნაწილებისათვის.

$$V_{CE(sat)} = V_{CE\ p-n} + R_{CE(on)} I_C.$$

სტატიკური ინდუქციური ტრანზისტორული გასაღებების (**SIT**) დასახასიათებლად გამოიყენება ძალური **MOSFET** და **IGBT** ტრანზისტორების პარამეტრთა სისტემა, რომელიც შეესაბამება **SIT**- გასაღების ბიპოლარულ რეჟიმში გადართვის შესაძლებლობის ამსახველი დამატებითი პარამეტრებით. ეს პარამეტრებია:

- ჩამკეტის მაქსიმალურად დასაშვები პირდაპირი დენი;
- ჩამკეტის მაქსიმალურად დასაშვები იმპულსური პირდაპირი დენი;
- ბლოკირების კოეფიციენტი;
- საერთო სათავიან სქემაში დენის გადაცემის სტატიკური კოეფიციენტი;
- ღია მდგომარეობის წინააღობა ბიპოლარულ რეჟიმში;
- მუხტის გადამტანების გაწოვის დრო ბიპოლარულ რეჟიმში.

4.3. ძალური ტირისტორული გასაღებების პარამეტრები

ძალური არასრულად მართვადი (ერთოპერაციული) ტირისტორების დასახასიათებლად გამოყენებული პარამეტრთა უმრავლესობა წარმოადგენს ძალური დიოდური გასაღებებისთვის გამოყენებული პარამეტრების გამეორებას. ამიტომ აქ მხოლოდ იმ პარამეტრებს განვიხილავთ, რომელიც ერთოპერაციული ტირისტორების მუშაობის თავისებურებასთანაა დაკავშირებული. ეს პარამეტრები და მათი შესაბამისი ასოითი აღნიშვნები შემდეგია:

პარამეტრები ძაბვის მიხედვით

- მუდმივი პირდაპირი ძაბვა ჩაკეტილი მდგომარეობაში (V_D);
- მუდმივი უკუძაბვა ჩაკეტილი მდგომარეობაში (V_R);
- განმეორებადი (არაგანმეორებადი) პირდაპირი იმპულსური ძაბვა ჩაკეტილ მდგომარეობაში [V_{DRM} (V_{DSM})];
- განმეორებადი (არაგანმეორებადი) იმპულსური უკუძაბვა ჩაკეტილ მდგომარეობაში [V_{RRM} (V_{RSM})];
- ზღურბლური ძაბვა (V_{TO});
- ძაბვის ზრდის კრიტიკული სიჩქარე ჩაკეტილ მდგომარეობაში ($\frac{dv_D}{dt} \text{ crit}$);
- არაგამღები ძაბვა მართვის ელექტროდზე (V_{GD});
- გამღები ძაბვა მართვის ელექტროდზე (V_{GT}).

პარამეტრები დენის მიხედვით

- დენის საშუალო მნიშვნელობა ღია მდგომარეობაში (I_{TAV});
- მართვის ელექტროდის გამღები დენი (I_{GT});
- მართვის ელექტროდის არაგამღები დენი (I_{GD});
- დენის ზრდის კრიტიკული სიჩქარე ღია მდგომარეობის დროს ($\frac{di_T}{dt} \text{ crit}$);

პარამეტრები წინაღობისა და სიმძლავრის დანაკარგის მიხედვით

- დიფერენციალური წინაღობა ღია მდგომარეობაში (r_T);
- დანაკარგების დარტყმითი სიმძლავრე უკუ არაგამტარ მდგომარეობაში (P_{RSM}).

კომუტაციური პროცესების მახასიათებელი პარამეტრები

- მართვის ელექტროდით ჩართვის დრო (ჩართვის დრო) (t_{gt});
- გამორთვის დრო ძირითადი წრედის მიხედვით (t_q);

- უკუაღდგენის დრო (t_r);
- უკუაღდგენის მუხტი (Q_r);

ძალური სრულად მართვადი (ორთოპერაციული) ტირისტორის ბევრი პარამეტრი არასრულად მართვადი (ერთოპერაციული) ტირისტორის პარამეტრების ანალოგიურია. ამის გამო, ყურადღებას შევაჩერებთ იმ დამატებით პარამეტრებზე, რომელიც სრულად მართვადი ტირისტორის (**GTO**) შესაფასებლად გამოყენებული.

პარამეტრები ანოდური დენის მიხედვით

- განმეორებადი იმპულსური ჩასაკეტი დენი (I_{TQRM});
- დარტყმითი არაგანმეორებადი დენი ღია მდგომარეობაში (I_{TSM});
- ღია მდგომარეობაში შეკავების დენი (I_H);
- დაცვითი მაჩვენებელი (I^2t);
- ნარჩენი დენის საწყისი მნიშვნელობა გამორთვის დროს (I_{TQT});
- პირდაპირი (უკუ) დენი ჩაკეტილ მდგომარეობაში (I_D (I_R)).

მართვის წრედის პარამეტრები

- მართვის ელექტროდის იმპულსური პირდაპირი (უკუ) დენი (I_{FGM} (I_{RGM}));
- იმპულსური პირდაპირი (უკუ) ძაბვა მართვის ელექტროდზე (V_{FGM} (V_{RGM}));
- გამღები ძაბვა მართვის ელექტროდზე (V_{GT});
- მართვის გადასასვლელის გამღები დენი (I_{GT});
- მართვის ელექტროდში გასატარებელი ჩამკეტი უარყოფითი დენის ზრდის

სიჩქარე ($\frac{di_{GQ}}{dt}$);

- ჩაკეტვის კოეფიციენტი (G_{GQ}).

დინამიკური პარამეტრები

- ჩართვის დაყოვნების დრო (t_{gd});
- ჩართვის დრო (t_{gt});
- დაყოვნების დრო მართვის ელექტროდის მიხედვით (t_{GL});
- ანოდური დენის კლების დრო მართვის ელექტროდით გამორთვისას (t_{gf});
- მართვის ელექტროდით გამორთვის დრო (t_{gq});
- მართვის წრედის ჩამკეტი მუხტი (Q_{GQ}).

პარამეტრები სიმძლავრის დანაკარგის მიხედვით

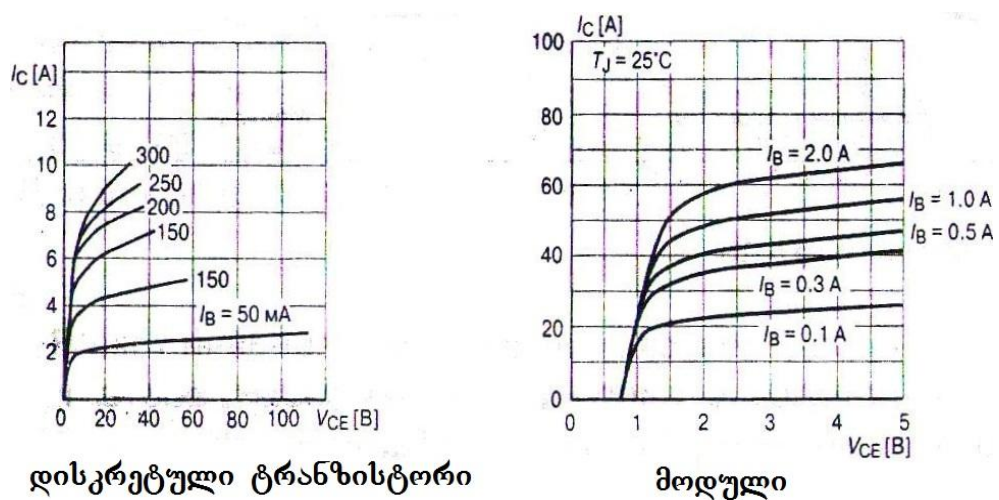
- სიმძლავრის დანაკარგი ჩართვის დროს (P_{TT});

- სიმძლავრის დანაკარგი გამორთვის დროს (P_{RQ});
- სიმძლავრის დანაკარგი ღია მდგომარეობაში (P_T);
- გაღების (ჩაკეტვის) იმპულსის დასაშვები სიმძლავრე (P_{GT}).

სხვა ტიპის სრულად მართვად ძალურ ტირისტორებს აქვთ პარამეტრთა ანალოგიური სისტემა, პარამეტრთა იმ ჯგუფის გამოკლებით, რომელიც მართვის წრედთანაა დაკავშირებული.

4.4. ძალური სრულად მართვადი ნახევარგამტარული გასაღებების მახასიათებლები და სქემების მუშაობის რეჟიმები

მართვადი ნახევარგამტარული გასაღებების შემცველი წრედის მუშაობის რეჟიმში განსაზღვრავს ბლოკირებული ძაბვისა და გასაღების დენის ამპლიტუდის ცვლილების დიაპაზონს, ჩაკეტილი და ღია მდგომარეობების დროს. ამიტომ უაღრესად მნიშვნელოვანია იმის გარკვევა, თუ როგორაა დამოკიდებული გასაღების პარამეტრები გამოსავალ დენებსა და ძაბვებზე. საკუთრივ გასაღების გამოსავალ დენსა და ძაბვას შორის კავშირი მოცემულია გამოსავლის მახასიათებლებით. ეს მახასიათებლები გვიჩვენებს თუ როგორი სიდიდის დენი გაივლის ხელსაწყოში განსაზღვრული სიდიდის გამოსავალი ძაბვისა და შესასვლელზე მოქმედი მოცემული სიდიდის სიგნალის პირობებში. სხვადასხვა ჯგუფის ძალური ტრანზისტორული გასაღებებისა და ტრანზისტორული მოდულების გამოსავალი მახასიათებლები წარმოდგენილია 4.1.....4.4. სურათებზე.



სურ.4.1. ბიპოლარული ტრანზისტორის გამოსავლის მახასიათებლები

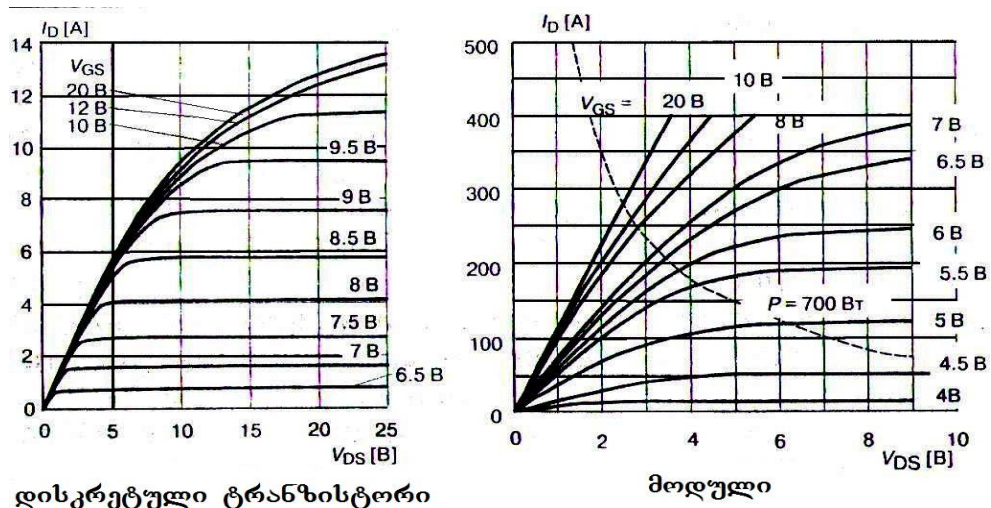
ხელსაწყოს გამოსავალი წრედის ძაბვასა და დენს შორის ამ მახასიათებლების მიხედვით წარმოდგენილი დამოკიდებულება სტატიკური ხასიათისაა. გადართვების (გასაღებისებურ) რეჟიმში მუშაობის დროს ტრანზისტორის გამოსავალი წრედის მდგომარეობა განისაზღვრება მუშა წერტილის დატვირთვის წრფის გასწვრივ გადადგილების მიხედვით. გამოსავალი ძაბვის მოცემული მნიშვნელობის დროს ტრანზისტორის გამოსავალი დენის ცვლილების შეფარდება შესავალზე მოქმედი სიგნალით გამოწვეულ დენის ცვლილებასთან წარმოადგენს დენის გაძლიერების კოეფიციენტს.

საერთო ემიტერით ჩართული ბიპოლარული ტრანზისტორის დენის გაძლიერების კოეფიციენტი

$$h_{FE} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} | V_{CE} = const .$$

ანალოგიურად განისაზღვრება ინდუქციური ტრანზისტორების დენის გადაცემის კოეფიციენტი (**B**) ბიპოლარულ რეჟიმში მუშაობის დროს. საერთო სათავით ჩართული ინდუქციური ტრანზისტორის დენის გადაცემის კოეფიციენტი

$$B = \frac{\Delta I_D}{\Delta I_G^+} | V_{DS} = const .$$

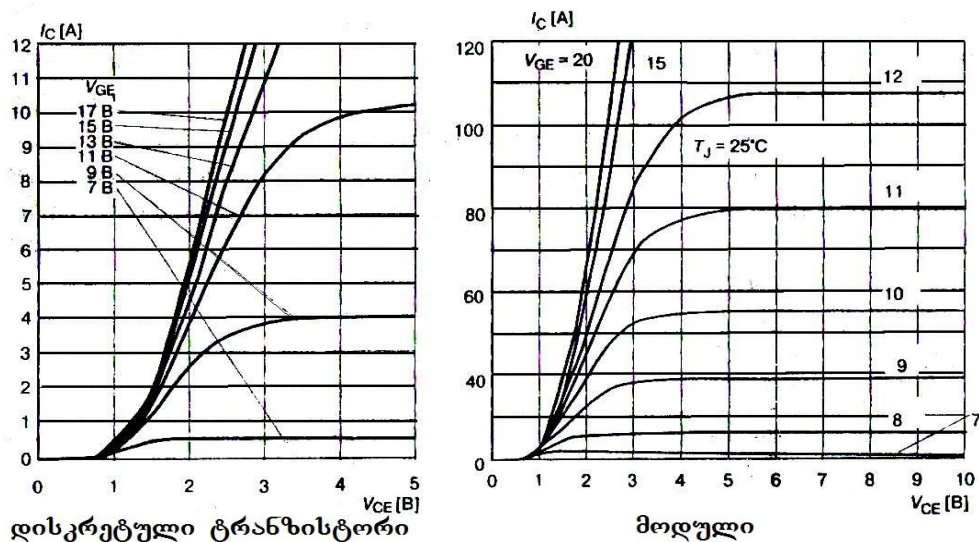


სურ.4.2. MOSFET ტრანზისტორის გამოსავალის მახასიათებლები

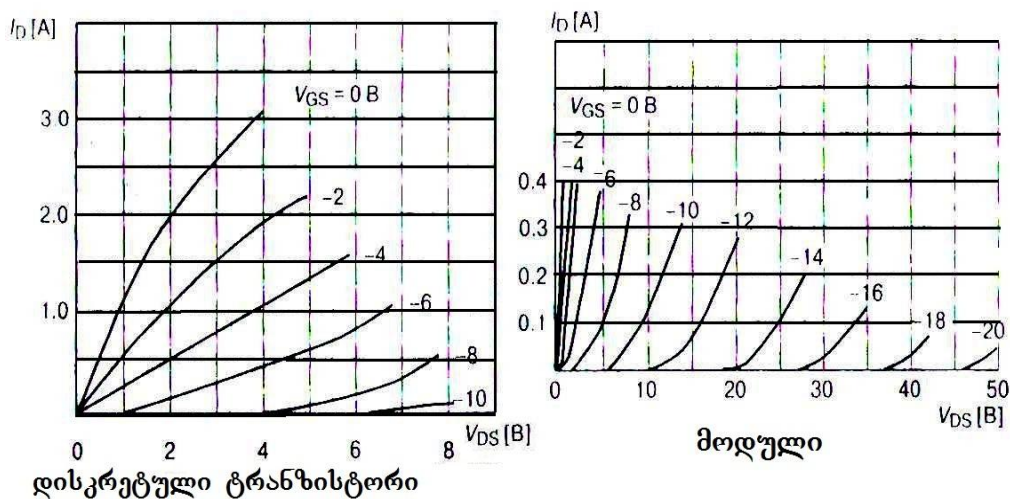
MOSFET, IGBT და **SIT** ტრანზისტორებისათვის, როდესაც **SIT** ტრანზისტორები ველით გადართვის რეჟიმში მუშაობს, გაძლიერების კოეფიციენტის ნაცვლად გადაცემის მახასიათებლის დახრილობის **S**

კოეფიციენტი გამოიყენება, რომელსაც ძალურ დახრილობასაც უწოდებენ. საერთო სათავიანი (ან საერთო ემიტერიანი **IGBT** ტრანზისტორებისათვის) სქემის შემთხვევაში

$$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta I_{GS}} \big|_{V_{DS} = \text{const}}.$$



სურ.4.3. IGBT ტრანზისტორის გამოსავალის მახასიათებლები



სურ.4.4. SIT ტრანზისტორის გამოსავალის მახასიათებლები

ბიპოლარული ტრანზისტორის გაძლიერების კოეფიციენტი დამოკიდებულია დატვირთვის დენის სიდიდეზე. დატვირთვის დენის გაზრდისას გაძლიერების კოეფიციენტი განიცდის შემცირებას. ამავდროულად გაძლიერების კოეფიციენტი განსაზღვრავს ტრანზისტორული გასაღების უნარს იმყოფებოდეს გაჯერების (ღია) მდგომარეობაში. ამიტომ დატვირთვის დიდი დენების დროს

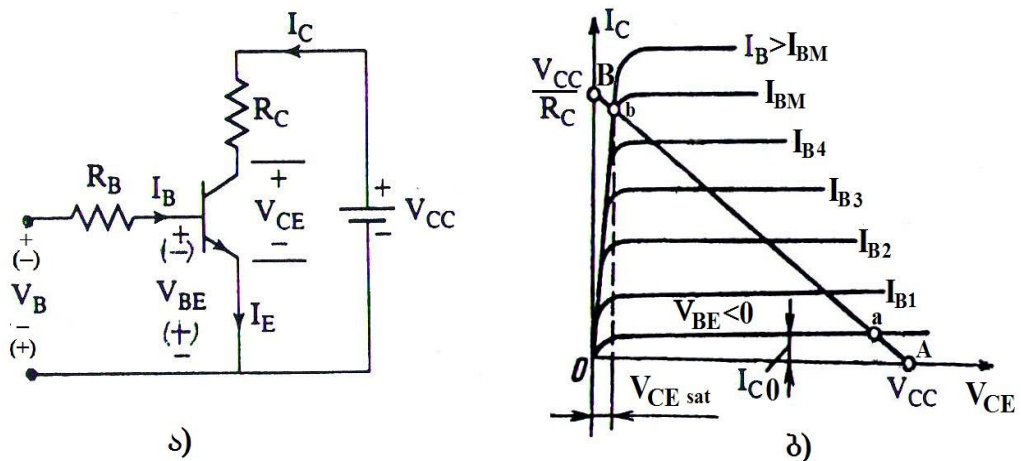
მნიშვნელოვანია გაძლიერების კოეფიციენტის გამოსავალი დენის სიდიდეზე დამოკიდებულების ცოდნა.

იმის გამო, რომ ტრანზისტორის გასადებისებურ რეჟიმში სამუშაოდ გამოყენებისა და ცნობარებში მითითებულ გაძლიერების კოეფიციენტის გაზომვის (წრფივი რეჟიმი) პირობებს შორის არსებობს გარკვეული შეუსაბამობა, ტრანზისტორის გარანტირებული გაჯერებისათვის საჭიროა შესავალი დენის განსაზღვრული მარაგით აღება. მარაგის კოეფიციენტი (K_{sat}) განისაზღვრება ტრანზისტორის გარანტირებული გაჯერებისათვის საჭირო შესავალი დენის შეფარდებით შესავალი დენის იმ მნიშვნელობასთან, რომელიც განისაზღვრება გამოსავალი დენისა და ცნობარებში მითითებული გადაცემის კოეფიციენტის მიხედვით

$$K_{sat} = \frac{I_{B(sat)}}{I_B} = \frac{I_{B(sat)}}{I_C / h_{FE}}.$$

K_{sat} კოეფიციენტის სიდიდე სხვადასხვა ტიპის ტრანზისტორისათვის შეირჩევა 2.....5 ფარგლებში.

მაგალითის სახით გაავანალიზოთ საერთო ემიტერით ჩართული ბიპოლარული ტრანზისტორის სქემა, როდესაც სქემაში ჩართული ტრანზისტორი გასადებისებურ რეჟიმში იმუშავებს (სურ.4.5)



სურ.4.5. ტრანზისტორული გასადების სქემა (ა) ჩაკეტილი და ღია მდგომარეობის გრაფიკული განსაზღვრა (ბ)

ტრანზისტორის ჩაკეტილი და ღია მდგომარეობის დროს სქემაში მიმდინარე პროცესების განხილვის დროს გამოვიყენოთ გრაფო-ანალიზური მეთოდი, რომელიც გულისხმობს ტრანზისტორის გამოსავალ (კოლექტორულ)

მახასიათებელთა ოჯახში მუდმივი დენის მიხედვით დატვირთვის წრფის **(AB)** აგებას. დატვირთვის წრფე აღიწერება გამოსახულებით

$$V_C = V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (4.1)$$

და აიგება ტრანზისტორის აქტიურ (გაძლიერების) რეჟიმში მუშაობის შემთხვევის ანალოგიურად. დატვირთვის წრფის გადაკვეთის წერტილები ტრანზისტორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლებთან განსაზღვრავს ძაბვების მნიშვნელობებს სქემის ელემენტებზე და დენებს მიმდევრობით წრედში.

ბიპოლარული ტრანზისტორი ჩაკეტილ მდგომარეობაში აღმოჩნდება მისი მოკვეთის რეჟიმში ჩაყენებით. ამისათვის ტრანზისტორის შესავალს მიეწოდება უარყოფითი ძაბვა $V_B < 0$ (პოლარულობა ფრჩხილებში, სურ.4.5). ეს ძაბვა ჩაკეტავს ტრანზისტორის ემიტერულ გადასასვლელს, ე.ი. $I_E = 0$. კოლექტორის წრედში ამ დროს გაედინება უკუწანაცვლების მქონე კოლექტორული გადასასვლელის ძალზე მცირე სიდიდის საწყისი ტემპერატურული დენი I_{CO} . ტრანზისტორის ჩაკეტილ მდგომარეობას შეესაბამება **a** წერტილი დატვირთვის **AB** წრფეზე (სურ. 4.5,ბ).

გამოსავალ (დატვირთვის) წრედში I_{CO} დენის არსებობა მიანიშნებს მასზე, რომ ჩაკეტილ მდგომარეობაში ტრანზისტორი ვერ უზრუნველყოფს დატვირთვის R_C რეზისტორის სრულ გათიშვას კვების V_{CC} ძაბვის წყაროსგან. ამიტომ სქემაში გამოსაყენებლად უნდა შეირჩეს რაც შეიძლება მცირე საწყისი ტემპერატურული დენის მქონე ძალური ტრანზისტორი.

ბიპოლარული ტრანზისტორის ღია მდგომარეობაში გადართვისთვის უნდა შეიცვალოს V_B ძაბვის პოლარულობა (პოლარულობა ფრჩხილების გარეშე, სურ. 4.5,ა). ამ შემთხვევაში ბაზა-ემიტერის გადასასვლელზე იმოქმედებს პირდაპირი ძაბვა და მუშა წერტილი დატვირთვის წრფეზე გადაინაცვლებს **b** მდგომარეობაში.

განესაზღვროთ ტრანზისტორული გასაღების ღია მდგომარეობაში გადასვლისთვის საჭირო პირობა. ამისათვის ჩავთვალოთ, რომ ბაზაში გამავალი დენი

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B} \quad (4.2)$$

თანდათანობით მატულობს. ბაზის დენის გაზრდასთან ერთად, გაიზრდება კოლექტორში გამავალი დენიც და მუშა წერტილი **a** მდებარეობიდან

თანდათანობით გადაინაცვლებს b მდებარეობისაკენ. ამიტომ ძაბვა ტრანზისტორის კოლექტორსა და ემიტერს შორის

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = V_{CC} - \beta_F I_B R_C = V_{CC} - \frac{\beta_F R_C}{R_B} (V_B - V_{BE}) \quad (4.3)$$

თანდათანობით შემცირდება.

ამავდროულად

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE},$$

ანუ

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}, \quad (4.4)$$

სადაც V_{CB} – ბაზა-კოლექტორის გადასასვლელზე მოქმედი ძაბვაა;

V_{BE} – ბაზა-ემიტერის გადასასვლელზე მოქმედი ძაბვა;

V_{CE} – კოლექტორსა და ემიტერს შორის მოქმედი ძაბვა.

(4.4) გამოსახულებიდან ჩანს, რომ თუ $V_{CE} \geq V_{BE}$, ბაზა-კოლექტორის გადასასვლელს აქვს უკუწანაცვლება და ტრანზისტორი მუშაობს აქტიურ რეჟიმში. $V_{CB} = 0$, ანუ $V_{BE} = V_{CE}$ პირობის შესრულება ითვლება ზღვრულ რეჟიმად, რადგან იგი განსაზღვრავს ტრანზისტორის გაძლიერების წრფივი რეჟიმიდან გაჯერების არაწრფივ რეჟიმში გადასვლას. ზღვრული რეჟიმის შესაბამისი კოლექტორის დენის მაქსიმალური მნიშვნელობა

$$I_{CM} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C}. \quad (4.5)$$

კოლექტორის დენის ასეთი მნიშვნელობის დროს ბაზაში გამავალი დენი

$$I_{BM} = \frac{I_{CM}}{\beta_F}, \quad (4.6)$$

სადაც β_F – ბაზის დენის გაძლიერების სტატიკური კოეფიციენტი.

I_{BM} დენი წარმოადგენს ბაზაში გამავალი დენის მნიშვნელობას, რომლის დროსაც ტრანზისტორი იმყოფება გაჯერების ზღვარზე, ამიტომ მას ბაზის დენის ზღვრული მნიშვნელობა ეწოდება.

ამგვარად, დატვირთვის წირის b წერტილი წარმოადგენს დატვირთვის წირის გაკვეთის წერტილს $I_B = I_{BM}$ დენის შესაბამისი მახასიათებლის საწყის უბანთან, რომელსაც შეესაბამება კოლექტორსა და ემიტერს შორის ნარჩენი ძაბვის მინიმალური სიდიდე ($V_{CE(sat)}$). ბაზის დენის შემდგომი გაზრდისას V_{CE}

ძაბვა მეტად აღარ შემცირდება, რადგან $I_B > I_{BM}$ დენების შესაბამისი ყველა კოლექტორული მახასიათებელი გაივლის იგივე b წერტილზე.

როდესაც V_{BE} ძაბვის გაზრდის გამო, ბაზის დენი გადააჭარბებს ზღვრულ მნიშვნელობას, შესრულდება უტოლობა $V_{CE} < V_{BE}$, რაც იმას ნიშნავს, რომ ტრანზისტორის კოლექტორულ გადასასვლელზე იმოქმედებს პირდაპირი წანაცვლების ძაბვა და ტრანზისტორი იმუშავებს გაჯერების რეჟიმში. გაჯერების რეჟიმში ტრანზისტორის კოლექტორის დენი პრაქტიკულად აღარ იცვლება და განისაზღვრება შემდეგი გამოსახულების მიხედვით

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C}, \quad (4.7)$$

ხოლო ბაზის დენის შესაბამისი სიდიდე

$$I_{B(sat)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta_F}. \quad (4.8)$$

გაჯერების მდგრადი რეჟიმის მისაღებად საჭიროა შესრულდეს ტოლობა

$$K_{sat} = \frac{I_{B(sat)}}{I_{BM}} = 2 \dots 5.$$

K_{sat} წარმოადგენს ტრანზისტორის გაჯერების სიღრმის მახასიათებელ კოეფიციენტს.

მაგალითი 4.1. 4.5 სურათზე წარმოდგენილ სქემაში ჩართული ტრანზისტორის ბაზის დენის გაძლიერების კოეფიციენტი იცვლება 8-დან 40-მდე ფარგლებში. კოლექტორული დატვირთვის წინაღობა $R_C = 10 \Omega$. კვების წყაროს ძაბვა $V_{CC} = 220$ ვ. შესავალზე მიწოდებული ძაბვა $V_B = 10$ ვ. ცნობილია, რომ $V_{CE(sat)} = 1,0$ ვ და $V_{BE(sat)} = 1,5$ ვ. უნდა განისაზღვროს R_B რეზისტორის წინაღობა და სიმძლავრის დანაკარგი ტრანზისტორულ გასაღებში, როდესაც $K_{sat} = 5$.

ამოხსნა

გაჯერების რეჟიმში ტრანზისტორის კოლექტორში გაივლის დენი

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} = \frac{220 - 1,0}{10} = 21,9 \text{ ა.}$$

ტრანზისტორის ბაზაში გამავალი შესაბამისი დენის სიდიდე იქნება

$$I_{B(sat)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta_{\min}} = \frac{21,9}{8} = 2,7 \text{ ა}$$

გაჯერების მოცემული კოეფიციენტის მიხედვით ბაზაში უნდა გაიაროს დენმა

$$I_B = K_{sat} \cdot I_{B(sat)} = 5 \cdot 2,73 = 13,65 \text{ ა.}$$

შესავალ წრედში ჩართული R_B რეზისტორის წინაღობა

$$R_B = \frac{V_B - V_{BE(sat)}}{I_B} = \frac{10 - 1,5}{13,65} = 0,62 \text{ ომ.}$$

ტრანზისტორულ გასაღებზე სიმძლავრის დანაკარგი

$$P_T = V_{BE} I_B + V_{CE} I_C = 1,5 \cdot 13,65 + 1,0 \cdot 21,9 = 20,47 + 21,9 = 42,375 \text{ ვტ.}$$

4.5. ძალური გასაღებების გადართვების დროს მიმდინარე გარდამავალი პროცესები

ძალური მართვადი ნახევარგამტარული გასაღებების კომპუტაციური (გაღება-ჩაკეტვის) პროცესების დროს ადგილი აქვს გარდამავალ პროცესებს, რაც ნახევარგამტარულ სტრუქტურაში მუხტის მოძრაობის გადამტანების დაგროვებისა და შემცირების (გარე წრედში გაწოვის) ინერციულ პროცესებთანა დაკავშირებული. ქვემოთ განვიხილავთ ძირითადი მართვადი ნახევარგამტარული გასაღებების გადართვების დროს აღძრულ დინამიკურ პროცესებს და ამ პროცესების გავლენას გასაღებების სიხშირულ თვისებებზე.

4.5.1. გარდამავალი პროცესები ერთოპერაციული ტირისტორების გადართვების დროს

ერთოპერაციული ტირისტორის ჩართვის გარდამავალი პროცესი

ტირისტორის ჩართვის დროს აღძრული გარდამავალი პროცესი გრძელდება განსაზღვრული დროის მანძილზე. ეს დრო განისაზღვრება ანოდური დენის

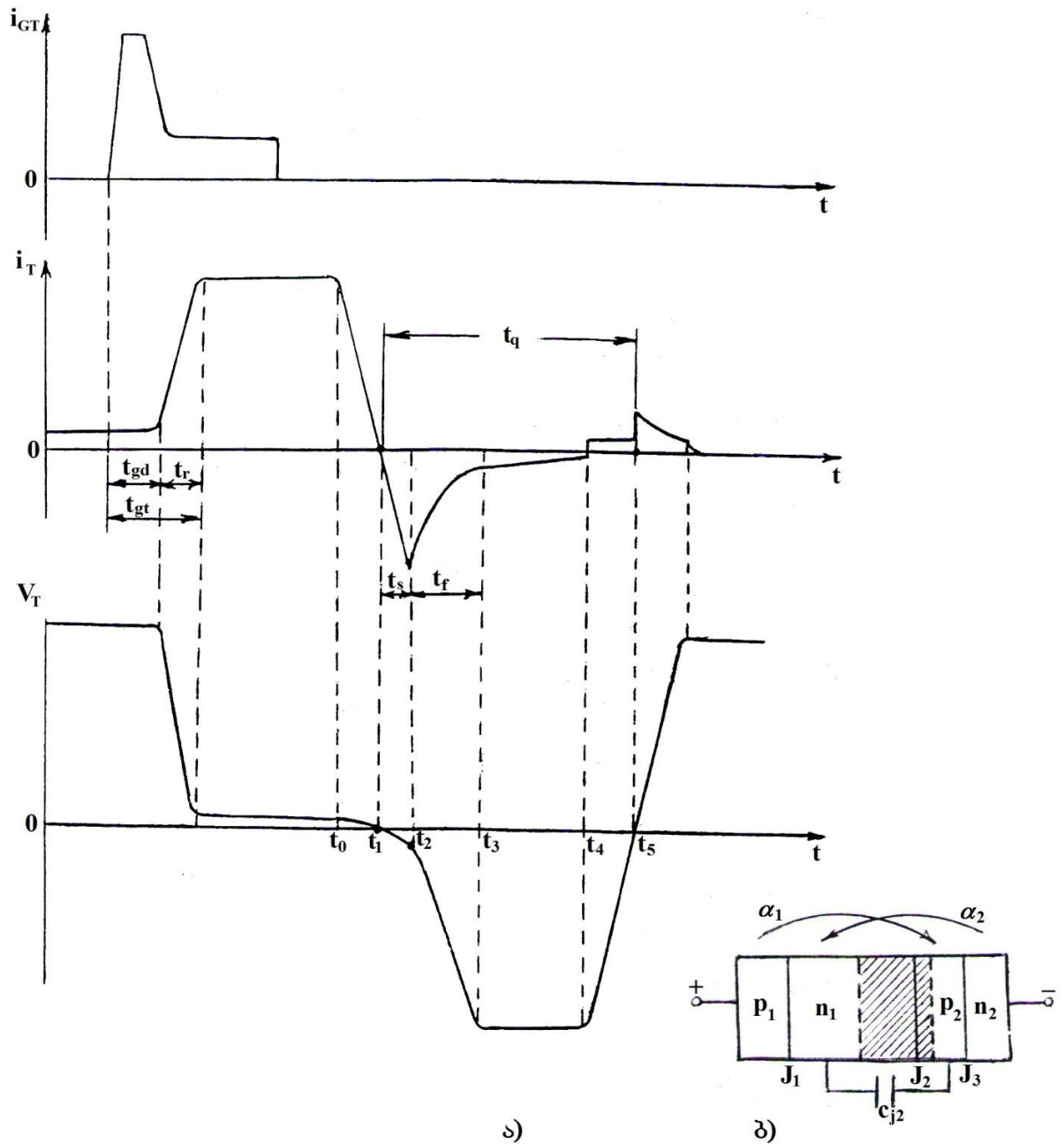
ცვლილების დაწყების დაყოვნებისა და სტაციონალური მდგომარეობის შესაბამის სიდიდემდე დენის ზრდის ეტაპების შესაბამისი ხანგრძლივობათა ჯამით.

ანოდური დენის ცვლილების დაწყების დაყოვნების ცნების ქვეშ იგულისხმება ტირისტორის ჩართვისას აღძრული გარდამავალი პროცესის საწყისი ეტაპი, რომელიც მოიცავს დროის შუალედს მართვის ელექტროდში დენის იმპულსის I_G გატარების მომენტიდან, ვიდრე ანოდური დენი არ დაიწყებს მკვეთრ ზეგავისებრ ცვლილებას.

ტირისტორის მართვის ელექტროდში დენის I_G იმპულსის გატარებამდე კვების წყაროდან **p-n-p-n** სტრუქტურაზე მიერთებულია პირდაპირი ძაბვა (სურ.4.6,ბ), რომელიც პრაქტიკულად მოლიანად მოედება J_2 კოლექტორულ გადასასვლელს. მართვის ელექტროდში დენის იმპულსის გატარებამდე ტირისტორი ჩაკეტილ მდგომარეობაში იმყოფება და ამის გამო ანოდის წრედში გაედინება ძალზე მცირე სიდიდის დენი (სურ.4.6,ა).

მართვის ელექტროდზე ძაბვის იმპულსის მიწოდებისას, ოთხშრიან სტრუქტურაში შემავალი **n-p-n** ტრანზისტორის ემიტერული გადასასვლელის დენი ნახტომისებურად გაიზრდება. ამის გამო, n_2 ემიტერული შრიდან p_2 ბაზაში ინიექცირდება ელექტრონები, რომელთა ნაწილი მიაღწევს J_2 კოლექტორულ გადასასვლელამდე განსაზღვრული დროის გასვლის შემდეგ. ამიტომ ოთხშრიანი სტრუქტურის შემადგენელი **n-p-n** ტრანზისტორის კოლექტორული დენი (i_{j2n}) გაიზრდება განსაზღვრული დაყოვნებით მართვის ელექტროდში დენის I_G იმპულსის გავლის საწყის მომენტთან შედარებით. **n-p-n** ტრანზისტორის კოლექტორის დენი არის ოთხშრიან სტრუქტურაში შემავალი მეორე, **p-n-p** სტრუქტურის, ტრანზისტორის ბაზის დენი. ამ დენის წყალობით **p-n-p** ტრანზისტორის n_1 ბაზაში დაგროვდება მუხტის ძირითადი გადამტანები - ელექტრონები. n_1 ბაზაში ელექტრონების დაგროვება, თავის მხრივ, გამოიწვევს p_1 ემიტერული შრიდან n_1 ბაზის შრეში ხვრელების საპასუხო ინიექციას. ინიექცირებული ხვრელები განსაზღვრული დროის შემდეგ მიაღწევენ J_2 კოლექტორული გადასასვლელამდე, რაც გამოიწვევს **p-n-p** ტრანზისტორის კოლექტორის დენის გაზრდას **n-p-n** ტრანზისტორის კოლექტორის დენთან შედარებით განსაზღვრული დაყოვნებით. p_2 ბაზის შრეში გადასული

ხვრელების დაგროვების შედეგად მოხდება n_2 ემიტერული შრიდან ელექტრონების საპასუხო ინიექცია და ა.შ. მაშასადამე, მართვის ელექტროდში დენის გატარებით დასაბამი მიეცა ოთხშრიან სტრუქტურაში მუხტების გამრავლების რეგენერაციულ პროცესს.



სურ.4.6. ტირისტორის გადართვების დროს აღბრული დინამიკური პროცესები (ა), ოთხშრიანი სტრუქტურა პირდაპირი წანაცვლებით (ბ)

ტირისტორის გაღების დაყოვნების ეტაპთან დაკავშირებულია ოთხშრიანი სტრუქტურის გაღების დაწყებისთვის საჭირო კრიტიკული მუხტის

დაგროვებისთვის საჭირო დროის მონაკვეთი. ანოდური ძაბვის მოცემული მნიშვნელობის დროს ტირისტრი ღია მდგომარეობაში გადაირთვება მართვის I_G დენის მკაცრად განსაზღვრული სიდიდის დროს. მართვის დენის ამ მნიშვნელობას ტირისტორის გამღებ მართვის დენს უწოდებენ და აღინიშნება I_{GT} -ით.

მუხტების დაგროვების ეტაპის ხანგრძლივობა

$$t_a \approx \tau_0 \ln\left(\frac{I_G}{I_G - I_{GT}}\right), \quad I_G \geq I_{GT}.$$

როდესაც $I_G \gg I_{GT}$, მაშინ

$$t_d \approx \tau_0 \cdot \frac{I_{GT}}{I_G},$$

სადაც τ_0 – ანოდური დენის მატების დროის მუდმივაა.

თუ I_G დენი ახლოსაა I_{GT} დენთან, მაშინ კრიტიკული მუხტის დაგროვების ხანგრძლივობა დიდია. I_G დენის დიდი ამპლიტუდის დროს, კრიტიკული მუხტის დაგროვების ხანგრძლივობა მიისწრაფის ნულისკენ, I_G დენის გაზრდასთან ერთად, ხოლო ჩართვის დაყოვნების დრო მინიმალურია და დამოკიდებულია მუხტის მოძრავი გადამტანების მიერ ბაზის შრეების გარბენისთვის საჭირო დროზე.

მუხტების დაგროვების ეტაპის ხანგრძლივობა განაპირობებს მართვის დენის იმპულსის საჭირო ხანგრძლივობას. თუ I_G დენის იმპულსის ხანგრძლივობა აღემატება მუხტების დაგროვების ეტაპის ხანგრძლივობას მხოლოდ ამ შემთხვევაში გადაირთვება ტირისტორი ღია მდგომარეობაში.

ჩართვის დაყოვნების ეტაპის დასრულების შემდეგ, ტირისტორულ ოთხშრიან სტრუქტურაში შემავალ ტრანზისტორებს შორის მყარდება საკმაოდ ძლიერი დადებითი უკუკავშირი და იწყება ანოდური დენის მკვეთრი, ზეავისებრი ზრდის ეტაპი. ამ ეტაპზე ანოდური დენი იზრდება ექსპონენციალური კანონის მიხედვით.

$$i(t) = i(t_a) \exp\left(\frac{t - t_d}{\tau_0}\right), \quad t \geq t_d,$$

სადაც $i(t_d)$ – ანოდური დენის სიდიდეა ჩართვის დაყოვნების ეტაპის ბოლოს.

τ_0 დროის მუდმივა ანოდური დენის ზეგავისებრი ზრდის მთელი ეტაპის მანძილზე საზოგადოდ არ რჩება უცვლელი სიდიდის. აღნიშნულ ეტაპზე τ_0 დროის მუდმივას ცვლილება იმით აიხსნება, რომ იგი დამოკიდებულია ტირისტორის სტრუქტურაში შემავალი ტრანზისტორების ემიტერული გადასასვლელების დენების გადაცემის α_1 და α_2 კოეფიციენტების სიდიდეზე. კერძოდ მასზედ, თუ რამდენად აღემატება $\alpha_1 + \alpha_2$ ჯამი ერთს. რაც უფრო დიდია $\alpha_1 + \alpha_2 - 1$ სხვაობა, მით უფრო ძლიერია ტრანზისტორებს შორის არსებული დადებითი უკუკავშირი, ნაკლებია τ_0 და დიდია ანოდური დენის ზრდის სიჩქარე ე.ი. ნაკლებია ამ ეტაპის t_r ხანგრძლივობა.

ტირისტორის ჩართვის დინამიკური პროცესის განხილვის დროს განსაკუთრებულ ყურადღებას მოითხოვს $\frac{dv}{dt}$ ეფექტი. $\frac{dv}{dt}$ ეფექტის არსი იმაში გამოიხატება, რომ ანოდური ძაბვის ცვლილების სიჩქარის გაზრდისას მცირდება ტირისტორის ღია მდგომარეობაში გადართვის ძაბვის სიდიდე. $\frac{dv}{dt}$ ეფექტი განპირობებულია კოლექტორული გადასასვლელის ბარიერული ტევადობის არსებობით.

მეტი თვალსაჩინოებისათვის კოლექტორული გადასასვლელის ბარიერული ტევადობა შეიძლება წარმოვადგინოთ კოლექტორული გადასასვლელის პარალელურად ჩართული გარეშე კონდენსატორის სახით (სურ.4.6,ბ). ანოდური ძაბვის ზრდის პროცესში ეს კონდენსატორი იმუხტება და მასში გაივლის i_{C2} ტევადური დენი. ეს დენი შეიძლება განხილული იქნას როგორც მართვის ელექტროდის გარეშე დენი, რომელიც შედის p_2 ბაზის შრეში და გამოდის n_1 ბაზის შრიდან.

p_2 ბაზაში შესული გარეშე დენი შეიძლება ჩაითვალოს მართვის ელექტროდში გამავალ პირდაპირ დენად, რომელსაც განსაზღვრულ პირობებში შეუძლია ტირისტორის ღია მდგომარეობაში გადართვა. n_1 ბაზიდან გამოსულ დენს ასევე შეიძლება ეწოდოს მართვის პირდაპირი დენი, თუ მივიჩნევდით, რომ მართვის ფუნქციას n_1 ბაზის დენი ასრულებს.

ამგვარად, ანოდური ძაბვის ზრდის პროცესში კოლექტორულ გადასასვლელში ტევადური დენის გავლა p_2 ბაზისთვის პირდაპირი დენის

იმპულსის მიწოდების ეკვივალენტურია. დენის ეს იმპულსი ხელს უწყობს ტირისტორის ღია მდგომარეობაში გადართვას. კოლექტორულ გადასასვლელის ტევადური დენის გავლენით ტირისტორი ღია მდგომარეობაში გადაირთვება უფრო ნაკლები სიდიდის ანოდური ძაბვის დროს, ვიდრე იმ შემთხვევაში, როდესაც კოლექტორული გადასასვლელის ტევადური დენი ნულის ტოლია.

ტირისტორის ანოდური ძაბვის მატების სიჩქარის $\frac{dv}{dt}$ გაზრდისას, იზრდება

ტირისტორის უკონტროლო გაღების ალბათობა. ამიტომ ტირისტორების ანოდური ძაბვის ზრდის სიჩქარე ლიმიტირებულია მაქსიმალურად დასაშვები მნიშვნელობის მიხედვით.

ერთოპერაციული ტირისტორის გამორთვის გარდამავალი პროცესი

ტირისტორის გამორთვის გარდამავალი პროცესი წარმოადგენს ტირისტორის ღია მდგომარეობიდან ჩაკეტილ მდგომარეობაში გადასვლის პროცესს. ერთოპერაციული ტირისტორის გამორთვა შესაძლოა განხორციელდეს პირდაპირი დენის ნულამდე შემცირებით ან ანოდური ძაბვის პოლარულობის შეცვლით. ქვემოთ გავეანალიზებთ ტირისტორის გამორთვის დროს აღბრუნ პროცესებს ანოდური ძაბვის პოლარულობის შეცვლისას.

ღია მდგომარეობაში მუშაობის დროს ტირისტორის ბაზის შრეებში გროვდება გაუწონასწორებელი მუხტის გადამტანების დიდი სიდიდის ჭარბი მუხტი. ეს მუხტი ბევრად აღემატება ჩართვის კრიტიკულ მუხტს. ამიტომ ტირისტორს არ შეუძლია ღია მდგომარეობიდან ჩაკეტილ მდგომარეობაში მყისიერი გადართვა. იმისთვის, რომ ტირისტორი გამოირთოს, ე.ი. შეინარჩუნოს ჩაკეტილი მდგომარეობა ანოდზე პირდაპირი ძაბვის აღდგენისას, აუცილებელია ტირისტორის სტრუქტურაში დაგროვილი ჭარბი მუხტის შემცირება ისე, რომ იგი ჩართვის კრიტიკულ მუხტზე ნაკლები გახდეს. დროის შუალედი, რომელიც აუცილებელია ტირისტორის ბაზებში გაუწონასწორებელი ჭარბი მუხტის შესამცირებლად ჩართვის კრიტიკულ მუხტზე ნაკლებ სიდიდემდე, წარმოადგენს ტირისტორის გამორთვის გარდამავალი პროცესის ხანგრძლივობას.

გამორთვის გარდამავალ პროცესში ტირისტორის ანოდური ძაბვისა და დენის დროში ცვლილება ნაჩვენებია 4.6,ა სურათზე. ტირისტორის გამორთვის პროცესი იწყება t_0 მომენტიდან, ხოლო $t=t_1$ მომენტში ანოდური დენი ნულის

ტოლი ხდება. ანოდური ძაბვის პოლარულობის შეცვლის გამო, დენი მიმართულებას იცვლის და ტირისტორში დენი იწყებს უკუმიმართულებით გავლას. დენის მიმართულების შეცვლის გამო, ნიშანს იცვლის ბაზის შრეებზე არსებული ძაბვის ვარდნებიც. ბაზის შრეებზე არსებული ძაბვის ვარდნები გამოაკლდება **p-n** გადასასვლელების ჯამურ ძაბვის ვარდნას. ამიტომ ტირისტორის ანოდური ძაბვა ანოდური დენის ნულთან გატოლების შემდეგ სწრაფად იწყებს შემცირებას და დენთან ერთად იცვლის მიმართულებას.

უკუდენის გავლის გამო, t_1 მომენტის შემდეგ ბაზის შრეების მუხტის არაძირითადი გადამტანები ემიტერული გადასასვლელის საზღვრებთან სწრაფად იწყებს შემცირებას. უკუწინაღობას პირველი აღიდგენს J_3 გადასასვლელი, მაგრამ იმის გამო, რომ ამ გადასასვლელის გამრღვევი ძაბვა მცირე სიდიდისაა (არ აღემატება 10 ვ-ს), J_3 გადასასვლელის უკუწინაღობის აღდგენა პრაქტიკულად ვერ ახდენს უკუდენის სიდიდის შეზღუდვას. ტირისტორში გამავალი უკუდენი აგრძელებს ზრდას მანამდე, ვიდრე ხვრელების კონცენტრაცია n_1 ბაზაში (J_1 გადასასვლელის საზღვართან) არ შემცირდება ნულამდე (t_2 მომენტი). ამ მომენტში უკუდენი დებულობს მაქსიმალური მნიშვნელობას. ამის შემდეგ, J_1 გადასასვლელზე აღმოჩნდება უკუწანაცვლების ძაბვა და მისი წინაღობა იწყებს სწრაფ ზრდას. უკუდენი მცირდება, ხოლო ტირისტორზე მოქმედი უკუძაბვა იზრდება ძალური წრედის კვების წყაროს ძაბვის შესაბამის სიდიდემდე.

t_3 მომენტში J_1 გადასასვლელის უკუწინაღობა სრულადაა აღდგენილი, მაგრამ არაწონასწორული ხვრელების ჭარბი მუხტი n_1 ბაზაში ჯერ კიდევ მნიშვნელოვნად განსხვავდება ნულისგან.

t_3 მომენტის შემდეგ ხვრელების ჭარბი მუხტი n_1 ბაზაში აგრძელებს შემცირებას ელექტრონებისა და ხვრელების რეკომბინაციის ხარჯზე.

$t_3 - t_4$ დროის შუალედში ტირისტორზე მოქმედებს მაქსიმალური უკუძაბვა და მასში გაედინება მცირე სიდიდის უკუდენი. t_4 მომენტიდან ტირისტორზე მოქმედი უკუძაბვა იწყებს განსაზღვრული სიჩქარით შემცირებას და t_5 მომენტში გაივლის რა ნულოვან მნიშვნელობაზე, ტირისტორზე მოქმედებას იწყებს პირდაპირი ძაბვა.

t_4 მომენტში ანოდურმა დენმა შეიძლება შეიცვალოს მიმართულება, რაც J_1 გადასასვლელის ბარიერული ტევადობის დენითაა გამოწვეული. ეს დენი ბარიერული ტევადობის სიდიდისა და უკუძაბვის კლების სიჩქარის პროპორციულია. თუ აღნიშნული დენი გადააჭარბებს ტირისტორში გამავალი უკუდენის სიდიდეს, მაშინ ტირისტორში დენი პირდაპირი მიმართულებით გაივლის.

t_5 მომენტის შემდეგ კოლექტორული გადასასვლელის ბარიერული ტევადობის დენის გავლენით ტირისტორული სტრუქტურის ემიტერული გადასასვლელზე აღიზრდება პირდაპირი წანაცვლება და ბაზის შრეებში დაიწყება გაუწონასწორებელი ჭარბი მუხტების კონცენტრაციის წარმოქმნა. თუ კონცენტრაცია გადააჭარბებს ტირისტორის ჩართვის კრიტიკულ მუხტს, ტირისტორი გაიღება მართვის ელექტროდში დენის იმპულსის გაუტარებლად. ტირისტორის გამორთვის გარდამავალი პროცესი იმ შემთხვევაში ითვლება დასრულებულად, თუ t_5 მომენტის შემდეგ ტირისტორს აღმოაჩნდება მოცემული სიჩქარით ზრდადი და მოცემული ამპლიტუდის პირდაპირი ძაბვის ბლოკირების უნარი.

ამგვარად, ტირისტორის გამორთვის გარდამავალი პროცესი შემდეგი ეტაპებისაგან შედგება:

- უკუდენის ზრდის ეტაპი, რომლის დროსაც ადგილი აქვს ტირისტორის სტრუქტურაში დაგროვილი პირდაპირი დენის შესაბამისი მუხტების გარე წრედში გაწოვას. ამ ეტაპის ხანგრძლივობის შესაფასებლად გამოიყენება მუხტების გაწოვის t_s დრო.
- ტირისტორული სტრუქტურის **p-n** გადასასვლელების უკუწინაღობის აღდგენის ეტაპი. ამ ეტაპის ხანგრძლივობის შესაფასებლად გამოიყენება უკუწინაღობის აღდგენის t_f დრო.
- ტირისტორის ჩაკეტილი მდგომარეობის საბოლოო აღდგენის ეტაპი.

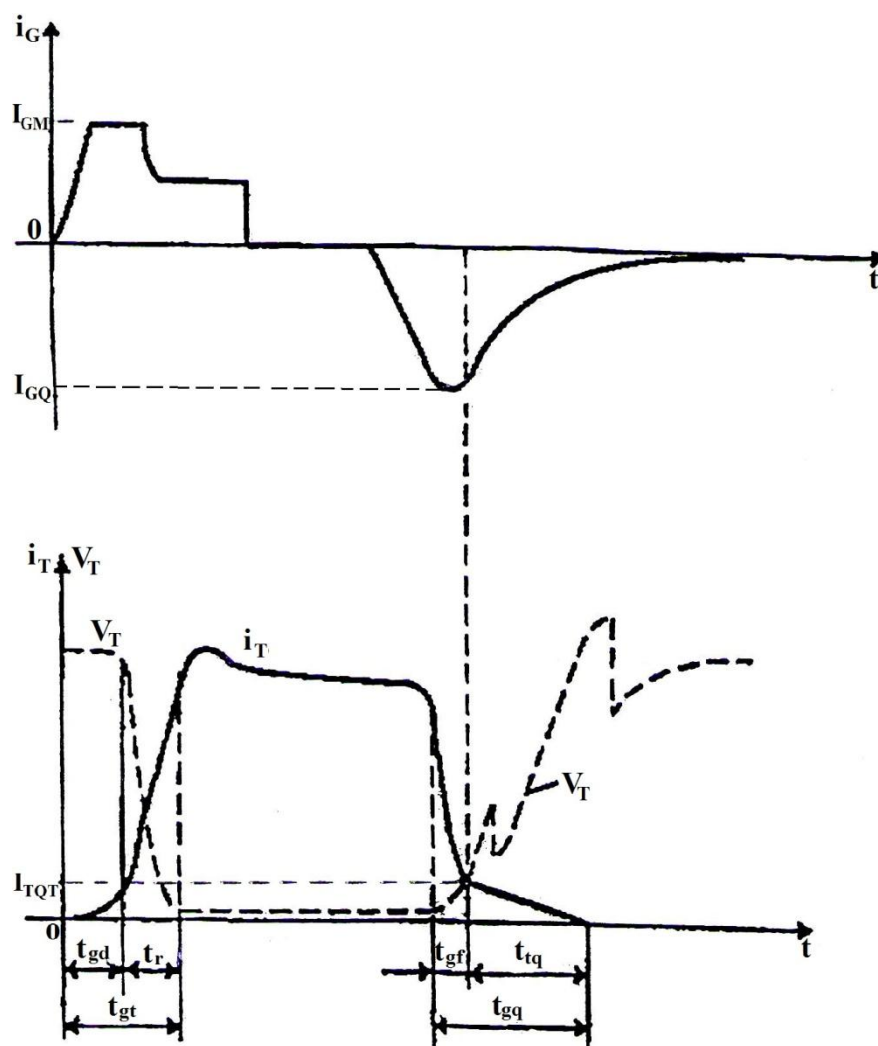
ამ ეტაპების შესაბამისი დროის ინტეგრალების ჯამს ტირისტორის გამორთვის t_q დრო ეწოდება.

4.5.2. გარდამავალი პროცესები ოროპერაციული (GTO) ტირისტორების გადართვების დროს

4.7 სურათზე ნაჩვენებია **GTO**-ტირისტორის გადართვების დროს მიმდინარე გარდამავალი (დინამიკური) პროცესების ხასიათი. ჩართვის პროცესის t_{gt} ხანგრძლივობა ისე, როგორც ერთოპერაციული ტირისტორის შემთხვევაში შედგება ანოდური დენის ცვლილების დაწყების დაუვნების t_{gd} და სტაციონალური მდგომარეობის შესაბამის სიდიდემდე ანოდური დენის გაზრდისთვის საჭირო დროის t_r ინტერვალებისაგან. გაღების პროცესში **GTO**-ტირისტორში მიმდინარე პროცესების ხასიათი ისეთივეა, როგორიც ერთოპერაციულ ტირისტორში. ჩართვის მცირე ხანგრძლივობისა და ჩართვის პროცესში მცირე დანაკარგების მისაღებად, **GTO**-ტირისტორის მართვის ელექტროდის დენი საწყის ეტაპზე უნდა იზრდებოდეს მაღალი სიჩქარით, კერძოდ $\frac{di_g}{dt} > 5 \text{ ა/მკწმ}$.

ოროპერაციული ტირისტორის ჩაქცევა ხორციელდება არა ანოდსა და კათოდს შორის მოქმედი ძაბვის პოლარულობის შეცვლის შედეგად, არამედ მართვის ელექტროდში გამღები დენის საწინააღმდეგო მიმართულების დენის გატარებით (სურ.4.7). მართვის ელექტროდში უარყოფითი დენის გატარებისას, ტირისტორის სტრუქტურაში შემავალი **n₁-p₂-n₂** ტრანზისტორის (სურ.4.7) ბაზის დენი შემცირდება, რაც ამ სტრუქტურაში შემავალ ტრანზისტორებს შორის დადებითი უკუკავშირის არსებობის გამო გამოიწვევს სტრუქტურის დენების შემდგენების შემცირებას. აქედან გამომდინარე, ტირისტორში გამავალი ჯამური დენი ნულამდე შემცირდება, ე.ი. ხელსაწყო ჩაიკეტება.

GTO-ტირისტორისთვის დამახასიათებელია გამორთვის საკმაოდ ნელი ტემპი. გამორთვის პროცესი შედგება ორი სტადიისაგან. პირველ სტადიაზე ტირისტორის ანოდური დენი მცირდება შედარებით სწრაფი ტემპით ე.წ. ნარჩენი დენის საწყის მნიშვნელობამდე (**I_{TQT}** დენი), რომელიც ანოდური დენის საწყისი მნიშვნელობის (10...20)%-ის ფარგლებშია. მეორე სტადიაზე ადგილი აქვს ნარჩენი დენის ნაკლები სიჩქარით ნულამდე შემცირებას. მეორე სტადიის ხანგრძლივობა t_{gt} მნიშვნელოვნად აღემატება პირველ სტადიაზე დენის ვარდნის t_{gf} ხანგრძლივობას.



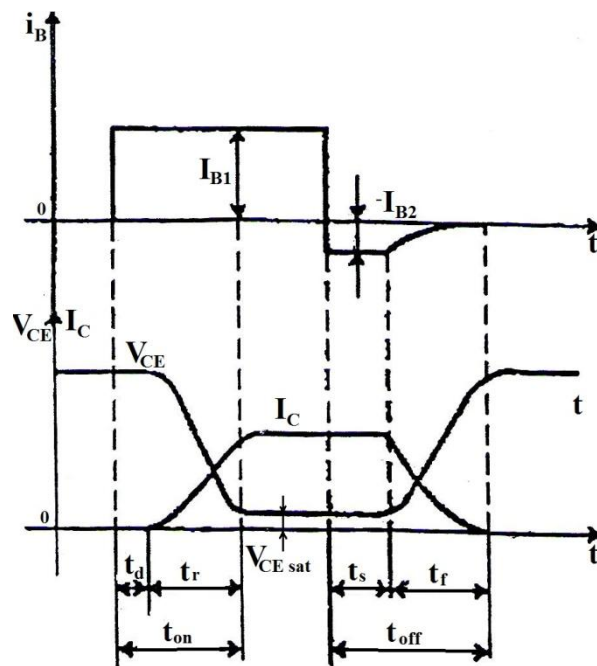
სურ.4.7. დინამიკური პროცესები GTO-ტირისტორის
გადართვების დროს

GTO-ტირისტორის გამართვის საჭირო დენის უარყოფითი იმპულსს უნდა გააჩნდეს საწყისი ზრდის მაღალი სიხეარე ($\frac{di}{dt} > 20 \text{ ა/მკწმ}$) და დიდი ამპლიტუდა (ანოდური დენის 30%-მდე). ამავდროულად მართვის დენის უარყოფითი იმპულსის ხანგრძლივობა არ უნდა იყოს ნაკლები მართვის ელექტროდით ტირისტორის სრული გამართვის საჭირო t_{gq} დროზე.

4.5.3 გარდამავალი პროცესები ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორული გასაღების გადართვების დროს

4.8 სურათზე გრაფიკულადაა ნაჩვენები ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორული გასაღების ჩართვისა და გამორთვის დროს აღძრული პროცესების ხასიათი.

ტრანზისტორული გასაღების ჩასართავად ბაზას მიეწოდება ციცაბო ფრონტის მქონე მართკუთხა იმპულსი. ისე, როგორც ტირისტორულ გასაღებებში, ტრანზისტორული გასაღების გამოსავალის (კოლექტორის) დენი ზრდას იწყებს იმპულსის მიწოდებიდან გარკვეული დაგვიანებით. კოლექტორის დენის ცვლილების დაწყების დაგვიანების შესაფასებლად გამოიყენება ტრანზისტორის ჩართვის დაყოვნების t_d დრო.



სურ.4.8. გარდამავალი პროცესები ბიპოლარული ტრანზისტორული გასაღების გადართვების დროს

ჩართვის დაყოვნების დროის ინტერვალის დამთავრების შემდეგ იწყება კოლექტორის დენის ზრდისა და კოლექტორსა და ემიტერს შორის მოქმედი ძაბვის კლების პროცესი. ეს პროცესი გრძელდება t_r დროის მანძილზე, რის შემდეგაც კოლექტორის დენი დაიწყებს გაჯერების რეჟიმის დენის შესაბამის დამყარებულ მნიშვნელობას, ხოლო ძაბვა კოლექტორსა და ემიტერს შორის

მცირდება გაჯერების რეჟიმის შესაბამის დამყარებულ სიდიდემდე (VCE_{sat}). უნდა აღინიშნოს, რომ ტრანზისტორული გასაღების ჩართვისთვის საჭირო დროის ინტერვალი ($t_{on} = t_d + t_r$) მცირდება ტრანზისტორის გაჯერების კოეფიციენტის (K_{sat}) გაზრდისას. ეს იმით აიხსნება, რომ K_{sat} კოეფიციენტის მეტ მნიშვნელობას შეესაბამება ტრანზისტორის გამღები ბაზის დენის მეტი სიდიდე, რის გამოც კოლექტორული დენი დამყარებულ მნიშვნელობას ღებულობს დროის ნაკლებ ინტერვალში.

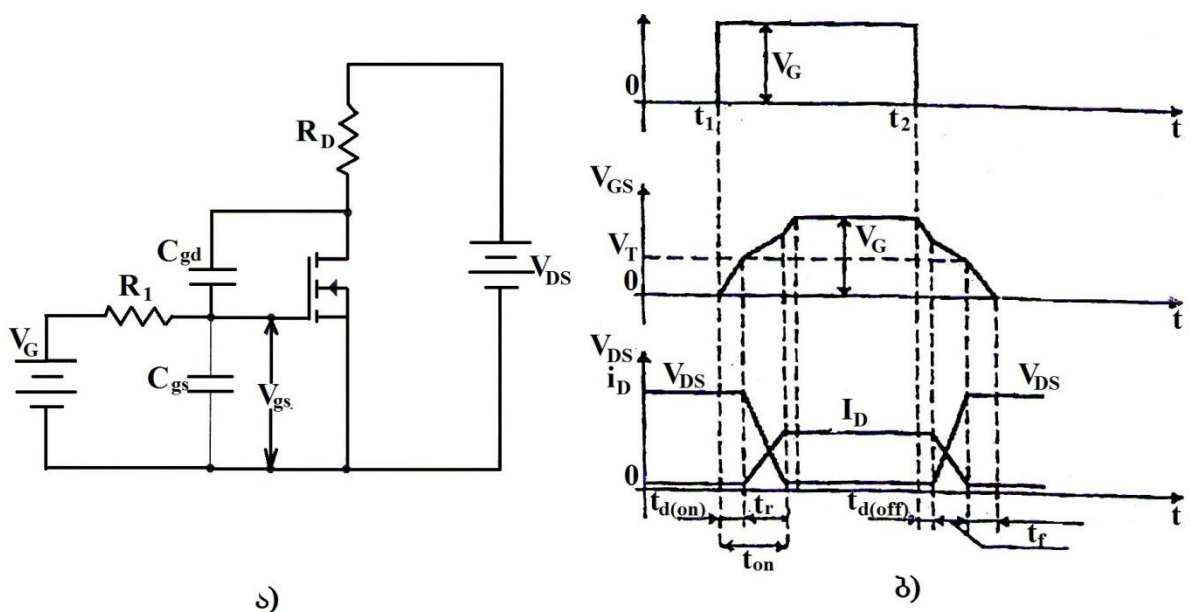
ტრანზისტორის გამოსართავად ბაზა-ემიტერის გადასასვლელს მიეწოდება უკუძაბვა, რის გამოც ბაზის დენი იცვლის მიმართულებას და ხდება $-I_{B2}$ -ის ტოლი. ჩამკეტი ძაბვის მიწოდების შემდეგ, კოლექტორის დენი და ძაბვა კოლექტორ – ემიტერს შორის დროის განსაზღვრულ ინტერვალში რჩება უცვლელი სიდიდის, ე.ი. ადგილი აქვს ტრანზისტორის ჩაკეტვის პროცესის დაყოვნებას. ამის მიზეზია ის, რომ ჩამკეტი ძაბვის მიწოდების მომენტში ტრანზისტორი იმყოფება გაჯერების მდგომარეობაში, რომლის დროსაც ბაზაში დაგროვილია დიდი კონცენტრაციის მუხტის არაძირითადი გადამტანები (ელექტრონები) და კოლექტორის დენი ინარჩუნებს საწყის მნიშვნელობას ელექტონების კოლექტორში გადასვლის შედეგად. მხოლოდ იმის შემდეგ, რაც ბაზაში დაგროვილი ჭარბი მუხტის არაძირითადი გადამტანები კოლექტორის გავლით გაიწოვება გარე წრედში, ტრანზისტორი მუშაობას დაიწყებს აქტიურ რეჟიმში და კოლექტორის დენი იწყებს შემცირებას. დროის ინტერვალს, რომლის განმავლობაშიც მიმდინარეობს ბაზაში დაგროვილი ჭარბი მუხტების გაწოვის პროცესი, გაწოვის t_s დრო ეწოდება. დროის ეს ინტერვალი მით მეტი სიდიდისაა, რაც უფრო დიდია გაჯერების K_{sat} კოეფიციენტი.

ბაზიდან მუხტების გაწოვის პროცესის დასრულების შემდეგ როგორც ბაზის, ისე კოლექტორის დენი იწყებს შემცირებას და ორივე დენი პრაქტიკულად ერთდროულად ხდება ნულის ტოლი. კოლექტორის დენის კლების პროცესის ხანგრძლივობის შესაფასებლად გამოიყენება კოლექტორული დენის ვარდნის t_f დრო.

4.5.4. გარდამავალი პროცესები ძალური ველთ მართვადი ტრანზისტორის გადართვების დროს

განვიხილოთ ველთ მართვადი (MOSFET) ტრანზისტორის გასაღებისებურ რეჟიმში მუშაობის დროს აღძრული დინამიკური პროცესები 4.9,ა სურათზე წარმოდგენილი სქემის გამოყენებით.

ტრანზისტორის ჩამკეტზე (მართვის ელექტროდზე) მიერთებულია მართკუთხა იმპულსური ძაბვის წყარო V_G . ჩამკეტზე ძაბვის იმპულსის მიწოდების შემდეგ, საწყის ეტაპზე მოხდება C_{gs} კონდენსატორის დამუხტვა სიგნალის წყაროს შიგა წინააღობის (R_1) გავლით. სანამ კონდენსატორზე ძაბვა არ მიაღწევს დენგამტარი არხის წარმოქმნისთვის საჭირო ზღურბლურ მნიშვნელობას ჩასადინარის დენი ნულის ტოლი რჩება და ჩასადინარისა და სათავეს შორის მოქმედებს კვების წყაროს ძაბვის (V_{DS}) ტოლი ძაბვა.



სურ.4.9. MOSFET ტრანზისტორის ჩართვის სქემა (ა) და გადართვების დინამიკური პროცესები (ბ)

როდესაც C_{gs} ტევადობა დაიმატება დენგამტარი არხის ინდუცირებისთვის საჭირო ზღურბლურ ძაბვამდე, გარკვეული დროის მანძილზე ტრანზისტორის მდგომარეობის შესაბამისი მუშა წერტილი აღმოჩნდება გამოსავალის მახასიათებლის პორიზონტალურ, ანუ სიგნალების გაძლიერების შესაბამის უბანში. ამ რეჟიმში მუშაობის დროს ტრანზისტორის შესავალის ტევადობა

$$C_{\text{ж}} = C_{gs} + (1 + K_V)C_{gd},$$

სადაც $K_V = SR_D$ – ტრანზისტორიანი სქემის გაძლიერების კოეფიციენტი.

შესავალის ტევადობის გაზრდის გამო, შემცირდება ჩამკეტსა და სათავეს შორის მოქმედი ძაბვის ზრდის სიჩქარე. $C_{\text{ж}}$ ტევადობის დამუხტვის პროცესში ჩამკეტ-სათავეს შორის მოქმედი ძაბვის მომატებასთან ერთად, იზრდება ჩასადინარის დენი, ხოლო ჩასადინარსა და სათავეს შორის ძაბვის ვარდნა მცირდება. $C_{\text{ж}}$ ტევადობის დამუხტვის პროცესი გაგრძელდება მანამდე, ვიდრე ჩასადინარსა და სათავეს შორის ძაბვის ვარდნა არ შემცირდება ისეთ სიდიდემდე, რომლის დროსაც ტრანზისტორის მდგომარეობის შესაბამისი მუშა წერტილი აღმოჩნდება ტრანზისტორის გამოსავალის მახასიათებლის საწყის წრფივ უბანში. ამ შემთხვევაში ტრანზისტორის შესავალის ტევადობა შემცირდება C_{gs} -მდე, რის გამოც მისი დამუხტვის სიჩქარე მკვეთრად გაიზრდება და საბოლოოდ ჩამკეტზე აღმოჩნდება V_G –ს ტოლი ძაბვა (სურ.4.9).

ამგვარად, ველით მართვადი ტრანზისტორული გასაღების ჩართვის პროცესის დროს ჩასადინარის დენის იმპულსი, მართვის იმპულსის მიწოდების მომენტთან შედარებით, იგვიანებს $t_{on} = t_d + t_r$ დროის ინტერვალით, სადაც t_d დროის ინტერვალსა მართვის იმპულსის მიწოდებიდან ჩასადინარის დენის ზრდის პროცესის დასაწყისამდე, ხოლო t_r – ჩასადინარის დენის იმპულსის დამყარებულ სიდიდემდე გასაზრდელად საჭირო დროის ინტერვალი.

ანალოგიურ პროცესებს აქვს ადგილი **MOSFET** ტრანზისტორული გასაღების გამორთვის დროს. გამორთვის სრული დრო წარმოადგენს: მართვის იმპულსის შეწყვეტის მომენტიდან ჩასადინარის დენის კლების დაწყების მომენტამდე დროის ინტერვალის (t_{doff}), ჩასადინარის დენის ვარდნის დროის ინტერვალისა (t_f) და საწყისი მდგომარეობის აღდგენისთვის საჭირო ინტერვალის ჯამს.

საკონტროლო შეკითხვები

- 4.1. დაასახელეთ ძალური ტრანზისტორული და ტირისტორული გასაღებების გამოსავალი წრედის პარამეტრები ძაბვების მიხედვით;
- 4.2. დაასახელეთ ტრანზისტორული და ტირისტორული გასაღებების გამოსავალი წრედის პარამეტრები დენების მიხედვით;

- 4.3. დაასახელეთ ტრანზისტორული და ტირისტორული გასაღებების მართვის წრედის პარამეტრები;
- 4.4. დაასახელეთ ტრანზისტორული და ტირისტორული გასაღებების დინამიკური (კომუტაციური) პარამეტრები;
- 4.5. დაასახელეთ ტრანზისტორული და ტირისტორული გასაღებების სიმძლავრისეული და ენერგეტიკული პარამეტრები;
- 4.6. რით განისაზღვრება ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორების გამოსავალი წრედის მდგომარეობა გადართვების რეჟიმში მუშაობის დროს და როგორია დენის გაძლიერების კოეფიციენტის გამოსახულება;
- 4.7. რაზეა დამოკიდებული ბიპოლარული ტრანზისტორის გაძლიერების კოეფიციენტი და როგორია მისი ცვლილების ხასიათი;
- 4.8. რას ეწოდება ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორის გაჯერების კოეფიციენტი და როგორია ამ კოეფიციენტის რეკომენდებული სიდიდე;
- 4.9. როგორ იცვლება ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორის კოლექტორსა და ემიტერს შორის ძაბვის ვარდნა ბაზის დენის გაზრდისას;
- 4.10. რა პირობის შესრულებაა საჭირო ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორული გასაღების გაჯერების ზღვრული რეჟიმის მისაღებად;
- 4.11. როგორ გამოისახება ტრანზისტორის ზღვრული რეჟიმის შესაბამისი კოლექტორული დენის მაქსიმალური მნიშვნელობა და შესაბამისი ბაზის დენის მნიშვნელობა;
- 4.12. როგორი წანაცვლება გააჩნია ბიპოლარული ტრანზისტორის კოლექტორულ გადასასვლელს, როდესაც ტრანზისტორი გაჯერების რეჟიმშია;
- 4.13. ახსენით ერთოპერაციული ტირისტორის ანოდური დენის ცვლილების დაწყების დაყოვნების მიზეზი მართვის ელექტოდზე ძაბვის გამღები იმპულსის მიწოდების შემდეგ;
- 4.14. დროის რა მონაკვეთი განსაზღვრავს ტირისტორის ანოდური დენის ზრდის პროცესის დაწყებას მართვის ელექტოდზე გამღები იმპულსის მიწოდების შემდეგ;
- 4.15. რას ეწოდება ტირისტორის გამღები მართვის დენი;
- 4.16. რა განაპირობებს მართვის დენის იმპულსის საჭირო ხანგრძლივობას;
- 4.17. როგორი კანონით იცვლება ტირისტორის ანოდური დენი მკვეთრი, ზეავისებრი ზრდის პროცესში;

- 4.18. რაში მდგომარეობს $\frac{dv}{dt}$ ეფექტის არსი;
- 4.19. რა ხდება $\frac{dv}{dt}$ პირდაპირი ანოდური ძაბვის ცვლილების სიჩქარის კრიტიკულ მნიშვნელობაზე გადაჭარბებისას;
- 4.20. რა უშლის ხელს ერთოპერაციული ტირისტორის ღია მდგომარეობიდან ჩაკეტილ მდგომარეობაში მყისიერ გადართვას უკუძაბვის მიერთებისას;
- 4.21. რით აიხსნება ტირისტორში გამავალი უკუდენის ზრდის პროცესი უკუძაბვის მიერთების საწყის ეტაპზე;
- 4.22. რა პროცესების დამთავრების შემდეგ იწყება ტირისტორის უკუწინაღობის აღდგენა და როდის ხდება უკუძაბვა მაქსიმალური სიდიდის;
- 4.23. შეიძლება თუ არა ტირისტორული სტრუქტურის ცენტრალური (კოლექტორული) გადასასვლელის უკუწინაღობის აღდგენისთანავე ტირისტორზე პირდაპირი ძაბვის მიერთება. მიზეზი ახსენით;
- 4.24. ჩამოთვალეთ ტირისტორის გამორთვის გარდამავალი პროცესის ეტაპები და განმარტეთ ტირისტორის გამორთვის დრო;
- 4.25. დაახასიათეთ ოროპერაციული (*GTO*) ტირისტორის ჩართვის გარდამავალი პროცესი;
- 4.26. როგორი ხასიათი უნდა ჰქონდეს *GTO* ტირისტორის მართვის ელექტროდის დენის იმპულსს;
- 4.27. დაახასიათეთ *GTO* ტირისტორის მართვის ელექტროდით გამორთვის პროცესი;
- 4.28. როგორი უნდა იყოს *GTO*-ტირისტორის გამორთვის უარყოფითი იმპულსი;
- 4.29. დაახასიათეთ ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორული გასადების ჩართვის გარდამავალი პროცესი;
- 4.30. ახსენით რა გავლენას ახდენს ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორის გაჯერების კოეფიციენტი ჩართვისთვის საჭირო დროს ინტერვალზე;
- 4.31. როგორ ხდება ტირისტორული გასადების ღიადან ჩაკეტილ მდგომარეობაში გადართვა;
- 4.32. აღწერეთ ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორში მიმდინარე პროცესები მართვის ელექტროდზე უკუძაბვის მიწოდების შემდეგ გამორთვის საწყის ეტაპზე;

- 4.33. რაზეა დამოკიდებული ბიპოლარული ტრანზისტორის გამორთვის პროცესში ჭარბი მუხტების გაწოვის t_s დრო;
- 4.34. ასხენით რაზეა დამოკიდებული ველით მართვადი (**MOSFET**) ტრანზისტორული გასაღების ჩართვის დაწყების დაგვიანების დროის ინტერვალი;
- 4.35. რატომ ხდება, რომ მას შემდეგ რაც **MOSFET** ტრანზისტორის შესავალის ძაბვა მიაღწევს ზღურბლურ მნიშვნელობას, შესავალი ძაბვის ზრდის სიჩქარე კლებულობს;
- 4.36. **MOSFET** ტრანზისტორის ჩართვის პროცესში რის შემდეგ შეწყდება ჩასადინარსა და სათავეს შორის ძაბვის ვარდნის კლებისა და ჩასადინარის დენის ზრდის პროცესი;
- 4.37. აღწერეთ **MOSFET** ტრანზისტორის გამორთვის გარდამავალი პროცესი.

5. ძალური ნახევარგამტარული გასაღებების

მართვის სისტემები

5.1. მართვის სისტემის დანიშნულება

ელექტრული ენერგიის გარდამქმნელი მოწყობილობები შედგება ძალური და მმართველი ნაწილებისაგან, რომლებიც განუწყვეტლივ ზემოქმედებენ ერთმანეთზე. ძალური ნაწილი, რომელიც უმეტეს შემთხვევაში მართვადი გასაღებების (ვენტილების) ბაზაზეა აწყობილი, უზრუნველყოფს კვების წყაროდან მიღებული ელექტრული ენერგიის დატვირთვისადმი გადაცემას, ხოლო მმართველი ნაწილის დანიშნულებაა დატვირთვისადმი გადაცემული ელექტრული ენერგიის ნაკადის რეგულირება. გარდა ამისა, მმართველ ნაწილს დაკისრებული აქვს გარდამქმნელი დანადგარის ტექნიკური მდგომარეობისა და ფუნქციონირების შესახებ ინფორმაციის მოპოვება და უწყისიერობათა დიაგნოსტიკა, რის შედეგადაც მიიღება ერთიანი ინფორმაციული სისტემა.

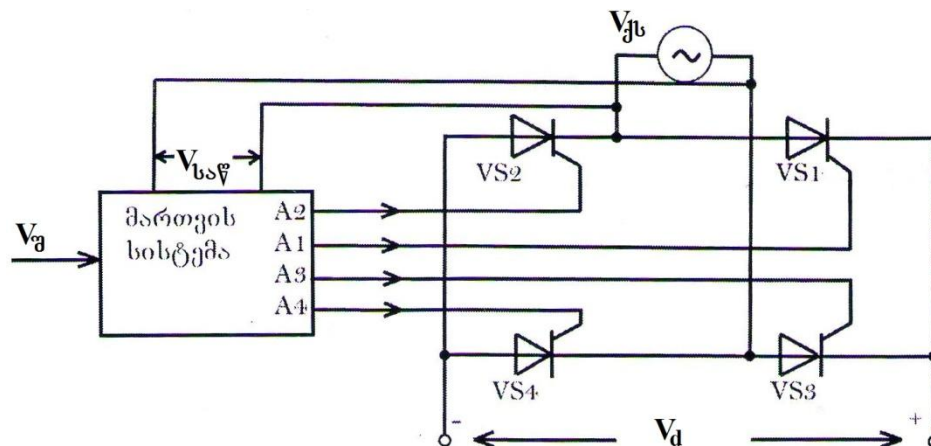
ძალური ნახევარგამტარული გასაღებების მართვის სისტემა წარმოადგენს გარდამქმნელი დანადგარის საერთო ინფორმაციული სისტემის ნაწილს. ფუნქციური თვალსაზრისით იგი წარმოადგენს დამოუკიდებელ ბლოკს, რომელიც გამოიმუშავებს გასაღებების (ვენტილების) მართვისთვის საჭირო იმპულსებს. მართვის სისტემის სტრუქტურა, მუშაობის ალგორითმი და მახასიათებლები დამოკიდებულია გარდამქმნელის ტიპზე, სქემურ შესრულებაზე და მუშაობის რეჟიმზე.

5.2. გარდამქმნელების მართვის სისტემის სტრუქტურული

სქემები და მუშაობის ზოგადი პრინციპი

ქსელის ამჟოლი გარდამქმნელების (გამმართველი, ქსელის ამჟოლი ინვერტორი, რევერსული გარდამქმნელი, სისშირის გარდამქმნელი ქსელთან უშუალო კავშირით) მართვის სისტემების მუშაობა დაფუძნებულია იმპულსურ-ფაზური მართვის პრინციპზე. ამ პრინციპის გამოყენების დროს ადგილი აქვს ძალური გასაღების მართვის ელექტროდზე გამღები იმპულსის მიწოდების მომენტის შეცვლას, ცვლადი დენის ქსელის ძაბვის დადებითი ნახევარტალღის საწყისი ფაზის (ნულის) მიმართ, რაც განაპირობებს გარდამქმნელის გამოსავალი ძაბვის შესაბამის ცვლილებას. ასეთი გარდამქმნელების მართვის სისტემის მუშაობის პრინციპი განვიხილოთ ერთფაზა ბოგური გამმართველის

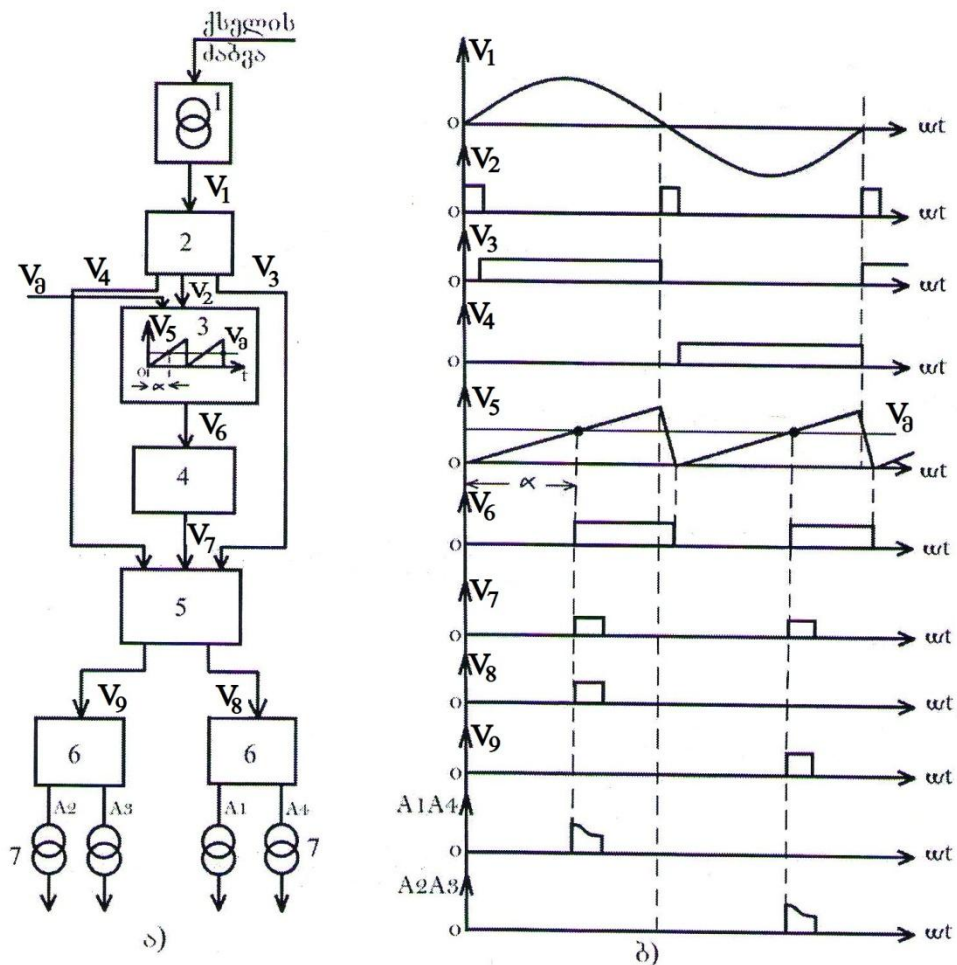
მაგალითზე (სურ. 5.1). გამმართველის იმპულსურ-ფაზური მართვის ფუნქციონალური სქემა და მასში შემავალი ფუნქციური კვანძების მუშაობის ამსახველი დროითი დიაგრამები 5.1 სურათზეა წარმოდგენილი.



სურ. 5.1 ერთფაზა ბოგური გამმართველი

გამმართველის მართვის სისტემის მუშაობის ზოგადი პრინციპი შემდეგში მდგომარეობს. მკვებავი ცვლადი დენის ქსელის ძაბვა (სურ. 5.2, ა) 1-ტრანსფორმატორული ბლოკის საშუალებით გარდაიქმნება საჭირო ამპლიტუდისა და ფაზის მქონე V_1 სინუსოიდურ ძაბვად (სურ. 5.2,ბ), რომელიც მიეწოდება იმპულსთა მიმდევრობის მაფორმირებელ მე-2 ბლოკს. ეს უკანასკნელი გამოიმუშავებს, ერთის მხრივ, მე-3 ბლოკში გამოყენებული წრფივადცვლადი (ხერხისებური) ძაბვის გენერატორის გამშვებ V_2 იმპულსურ ძაბვას, მეორეს მხრივ, V_3 და V_4 იმპულსურ ძაბვებს, რომლებიც უზრუნველყოფენ მართვის არხებში იმპულსების გამანაწილებელი მე-5 ბლოკის ქსელის ცვლად ძაბვასთან სინქრონიზმში მუშაობას. მე-3 ბლოკში ხდება V_5 -ხერხისებური ძაბვისა და მმართველი სიგნალის ძაბვის (V_m) შედარება. ამ ძაბვების გატოლების მომენტში წარმოიქმნება V_6 -მმართველი იმპულსები. V_m მმართველი სიგნალის ძაბვის შეცვლისას იცვლება V_6 -მმართველი იმპულსების წარმოქმნის მომენტი, რაც, თავის მხრივ, გამოიწვევს V_1 ძაბვის დადებითი ნახევარტაღის საწყისი ფაზის (ნულის) მიმართ ტირისტორების გაღების მომენტის, ანუ მართვის α კუთხის შეცვლას. მე-3 ბლოკიდან გამოსული იმპულსები მიეწოდება იმპულსთა ხანგრძლივობის მაფორმირებელ მე-4 ბლოკს, ხოლო ამ უკანასკნელიდან გამოსული V_7 -მმართველი იმპულსები, V_3 და V_4 მასინქრონებელ იმპულსებთან ერთად, მიეწოდება მართვის არხებში იმპულსების გამანაწილებელ მე-5 ბლოკს. იგი ახდენს იმპულსების ორ არხში განაწილებას. ამ არხებიდან გამოსული V_8

და V_9 მმართველი იმპულსები ერთმანეთის მიმართ დაძრული არიან 180° -ით. V_8 და V_9 მმართველი იმპულსები შედიან მე-6 ბლოკში, სადაც ხდება მათი სიმძლავრისეული პარამეტრების მიყვანა ტირისტორების საიმედო გაღებისთვის საჭირო დონემდე. მე-6 ბლოკიდან გამოსული მმართველი იმპულსები, პოტენციალური განმხოლოების მე-7 ბლოკის (იმპულსური ტრანსფორმატორი ან ოპტრონული წყვილი) გავლით, მიეწოდება **VS1, VS4** ტირისტორთა წყვილის მართვის ელექტროდებს, ხოლო 180° -ანი ფაზური ძვრით-**VS2, VS3** ტირისტორული წყვილის მართვის ელექტროდებს.



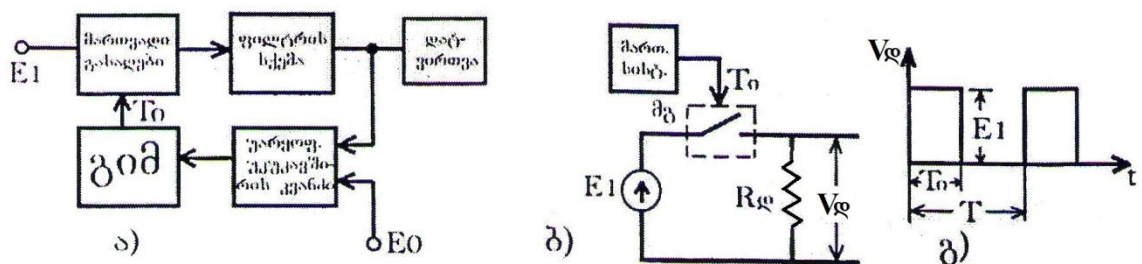
სურ. 5.2 ერთფაზა ბოგური გამმართველის იმპულსურ-ფაზური მართვის სისტემის ფუნქციონალური სქემა

ელექტრული ენერგიის ავტონომიური გარდამქმნელების (ავტონომიური ინვერტორი, მუდმივი ძაბვის იმპულსური გარდამქმნელი) მართვის სისტემები საჭიროებენ გასაღებთა (ვენტილთა) კომუტაციის ალგორითმის მოდიფიკაციას, რაც განპირობებულია ამ სახის გარდამქმნელების მუშაობის რეჟიმის

სპეციფიკურობით. მაგალითად, ძაბვის ავტონომიურ ინვერტორებში გამოიყენება გასაღებთა (ვენტილთა) ღია მდგომარეობაში ყოფნის სხვადასხვა ხანგრძლივობა, გამოსავალი ძაბვის განედურ-იმპულსური მეთოდით ფორმირებისა და სიდიდის რეგულირების დროს.

ავტონომიური ინვერტორების მართვის სისტემების განმასხვავებელი ნიშანია აგრეთვე ის, რომ სინქრონიზაციის ბლოკის ნაცვლად, აქ გამოიყენება ტაქტური იმპულსების გენერატორი, რომელიც განსაზღვრავს გამოსავალი ძაბვის ან დენის სიხშირეს.

მუდმივი ძაბვის იმპულსური გარდამქმნელების (მუდმივი ძაბვის რეგულატორების) მართვის სისტემების აგება ხდება გამოსავალი ძაბვის იმპულსური რეგულირების პრინციპზე დაყრდნობით. კერძოდ, ამ სახის გარდამქმნელებში ძირითადად გამოიყენება რეგულირების განედურ-იმპულსური მეთოდი, რომლის დროსაც იცვლება მმართველი იმპულსების ხანგრძლივობა, სიხშირის უცვლელი სიდიდის დროს. ამ სახის გარდამქმნელების მართვის სისტემის ძირითად ნაწილს წარმოადგენს განედურ-იმპულსური მოდულატორი (გიმ), რომელიც ანხორციელებს გასაღებთა კომუტაციას (სურ 5.3).



სურ. 5.3. მუდმივი ძაბვის იმპულსური გარდამქმნელის განედურ-იმპულსური მართვის სისტემა

იმპულსური გარდამქმნელის მართვის სისტემაში გამოიყენება უარყოფითი უკუკავშირის კვანძი, რომელიც წარმოქმნის რა რეგულირების შეკრულ კონტურს, ანხორციელებს გარდამქმნელის გამოსავალი ძაბვის სტაბილიზაციას.

ელექტრული ენერგიის გარდამქმნელების მართვის სისტემების ტექნიკური სრულყოფის თანამედროვე ტენდენციაა სქემური ელემენტების ინტეგრაციის ხარისხის გაზრდა. დისკრეტულ ელემენტებიანი სქემოტექნიკური გადაწყვეტები ადგილს უთმობს ინტეგრალურ მიკროსქემებს და მიკროკონტროლერებს.

ელექტრული ენერგიის გარდამქმნელი დანადგარების მართვის ნაწილის უნივერსალურ საშუალებას მიკროკონტროლერი წარმოადგენს, რომელიც, ჯერ

ერთი, ანხორციელებს გარდამქმნელის ძალური ნაწილის გასაღებების (ვენტილების) ლოგიკურ კომუტაციებს უკუკავშირის სიგნალების მიღების შედეგად და, მეორეც, უზრუნველყოფს ინტერფეისული ფუნქციის შესრულებას ოპერატორთან ან სხვა ტექნოლოგიურ ობიექტთან კავშირის დამყარების დროს. მაგალითად, ელექტრული ამძრავის მართვის სისტემაში გამოყენებული მიკროკონტროლერი შეიცავს განედურ-იმპულსურად მოდულირებადი გენერატორების საჭირო რაოდენობას, რომლებიც მიიღებენ რა პროცესორიდან მოთხოვნილ სიხშირეზე ან იმპულსთა სიმეხსრეზე საჭირო ინფორმაციას, დამოუკიდებლად ანხორციელებენ ინვერტორის ძალური გასაღებების ლოგიკურ (შეთანხმებულ) მართვას.

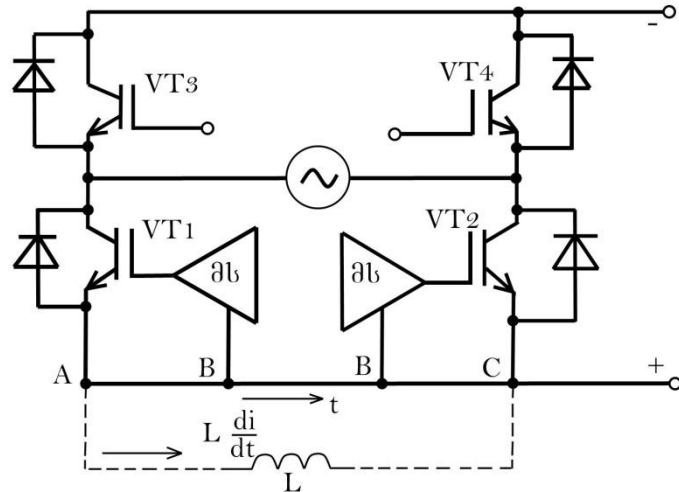
ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემების გამოსავალი სიგნალის სიმძლავრე, როგორც წესი, ძალური გასაღებების საიმედო მართვის უზრუნველსაყოფად არ არის საკმარისი. ამიტომ საჭიროა მისი გაძლიერება, რისთვისაც აუცილებელია მართვის სისტემაში სიმძლავრის მაძლიერებლის გამოყენება. უმეტეს შემთხვევაში, სიმძლავრის მაძლიერებელმა უნდა უზრუნველყოს გარდამქმნელის ძალური და ინფორმაციული ნაწილების პოტენციალური (გალვანური) განმხოლოებაც. ძალური ნახევარგამტარული გასაღებების მართვის სისტემებისათვის შექმნილია სიმძლავრის მაძლიერებელთა სპეციალიზებული მიკროსქემები, რომელთაც დრაივერებს (**driver**) უწოდებენ.

5.3. მმართველი იმპულსების მაფორმირებელთა ძირითადი ტიპები

ელექტრული ენერგიის გარდამქმნელების მართვის სისტემას, სხვა ფუნქციებთან ერთად, შემდეგი ორი ფუნქციის შესრულება ეკისრება. ეს ფუნქციებია: ძალური გასაღებების (ვენტილების) გაღება-ჩაკეტვის (კომუტაციის) ლოგიკის ჩამოყალიბება და მმართველი იმპულსების სიმძლავრისეული პარამეტრის მიყვანა გასაღებების საიმედო კომუტაციისათვის საჭირო დონემდე. გარდამქმნელის მართვის სისტემის ნაწილს, რომელსაც ზემოაღნიშნული ფუნქციის შესრულება ეკისრება, მმართველი იმპულსების მაფორმირებელი (მიმ) ეწოდება. მაშასადამე, მიმ უნდა შეიცავდეს საინფორმაციო-ლოგიკურ ნაწილს და მმართველი იმპულსების მაძლიერებელს.

გარდამქმნელის ძალური ნაწილი და მიმ-ის მაძლიერებელი ნაწილი მუშაობის პროცესში წარმოქმნის მართვის სისტემის ნორმალური ფუნქციონირების ხელშეშლებს (დაბრკოლებებს). გარდამქმნელის ძალურ

ნაწილში დიდი ამპლიტუდის დენის გავლის დროს წარმოქმნილი დაბრკოლება (ხელშეშლა) ამცირებს მართვის სისტემის მუშაობის საიმედოობას და შეიძლება გახდეს მართვის სისტემის მტყუნების მიზეზი. მაგალითის სახით, განვიხილოთ 5.4 სურათზე ნაჩვენები იზოლირებულბაზიან ბიპოლარულ ტრანზისტორებზე აწყობილი ბოგური გამმართველის სქემა, რომელშიც მართვის ბლოკი უშუალო (პოტენციალურ) კავშირშია გარდამქმნელის ძალურ სალტესთან.



სურ. 5.4. გარდამქმნელის ძალური ნაწილის გავლენა მართვის სისტემაზე

ბოგას მარცხენა მხრის ქვედა **VT1** ტრანზისტორული გასადების დია მდგომარეობის დროს, ძალურ სალტეში გამავალი დენი L -პარაზიტულ ინდუქციურობაში აღძრავს დაბრკოლების $L \frac{di}{dt}$ ძაბვას. ამის გამო, სალტეს სხვადასხვა წერტილს აღმოაჩნდება სხვადასხვა პოტენციალი ($\phi_A > \phi_B > \phi_C$). პოტენციალთა შორის ასეთი განსხვავების გამო შემდეგი პრობლემები წარმოიქმნება:

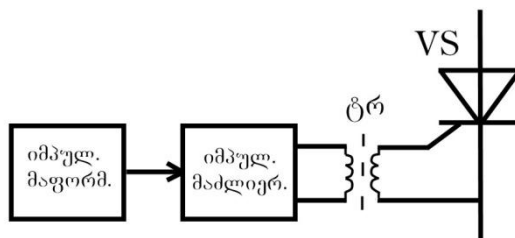
- $\phi_A > \phi_B$ უტოლობის გამო, **VT1** ტრანზისტორის ჩართვა მოხდება დიდი დაყოვნებით;
- $\phi_C < \phi_B$ უტოლობის გამო, გაიზრდება ძაბვა ბოგას მარჯვენა მხრის ქვედა **VT2** ტრანზისტორზე;
- $\phi_A > \phi_C$ უტოლობის გამო, მართვის სისტემის საერთო სალტეში გაივლის უკუკავშირის პარაზიტული დენი, რომელსაც შეუძლია გამოიწვიოს მართვის სისტემის ლოგიკური ნაწილის მუშაობის ჩაშლა.

ზემოაღნიშნულიდან გამომდინარე, საჭიროა გარდამქმნელის ძალური და მართვის ნაწილების პოტენციალური (გალვანური) განმხოლოება (განცალკევება).

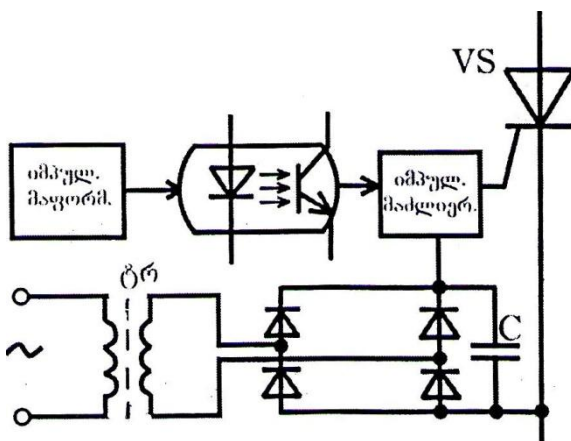
პოტენციალური განმხოლოების პრინციპის მიხედვით არსებობს მმართველი იმპულსების მაფორმირებელთა ორი ტიპი:

- მმართველი იმპულსების მაფორმირებელი, რომელშიც პოტენციალური განმხოლოება მიღწეულია გასაღების მართვის ელექტროდზე საჭირო ფორმისა და სიმძლავრის მმართველი იმპულსების ტრანსფორმატორული მიწოდებით (სურ.5.5);
- მმართველი იმპულსების მაფორმირებელი, რომელშიც გამოყენებულია ინფორმაციული სიგნალისა და მართვისთვის საჭირო ენერგიის განცალკევებული გადაცემა (სურ. 5.6).

პირველი ტიპის მმართველი იმპულსების მაფორმირებელში შესაძლებელია როგორც ძაბვის, ისე დენის ტრანსფორმატორის გამოყენება.

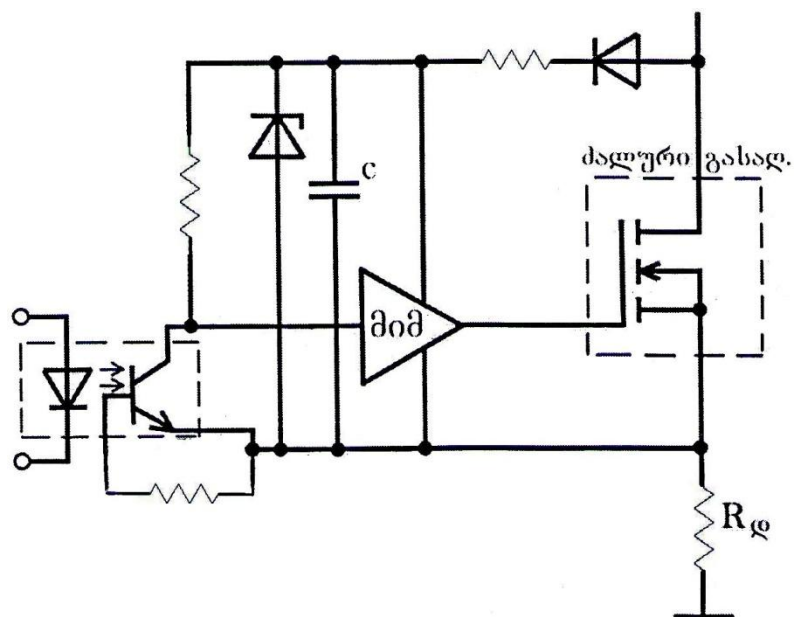


სურ. 5.5. მმართველი იმპულსისა და ენერგიის ერთობლივი გადაცემა



სურ. 5.6. საინფორმაციო სიგნალისა და ენერგიის განცალკევებული გადაცემა

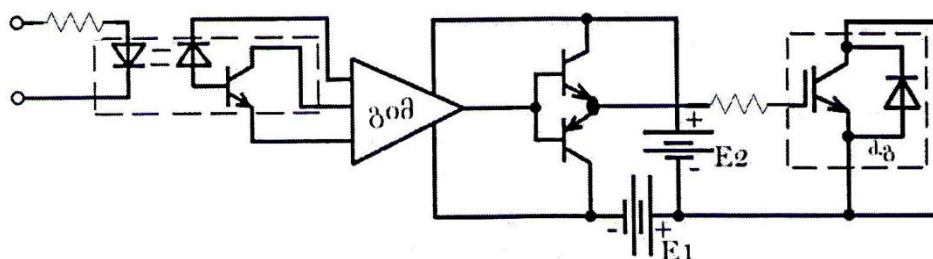
მეორე ტიპის მმართველი იმპულსების მაფორმირებელში, სადაც იმპულსების გაძლიერებისათვის საჭირო ელექტრული ენერგია და ინფორმაციული სიგნალი განცალკევებულად გადაიცემა, გამოიყენება ინფორმაციული სიგნალის პოტენციალური განმხოლოებისა და მაძლიერებლისადმი ელექტრული ენერგიის მიწოდების სხვადასხვა მეთოდი.



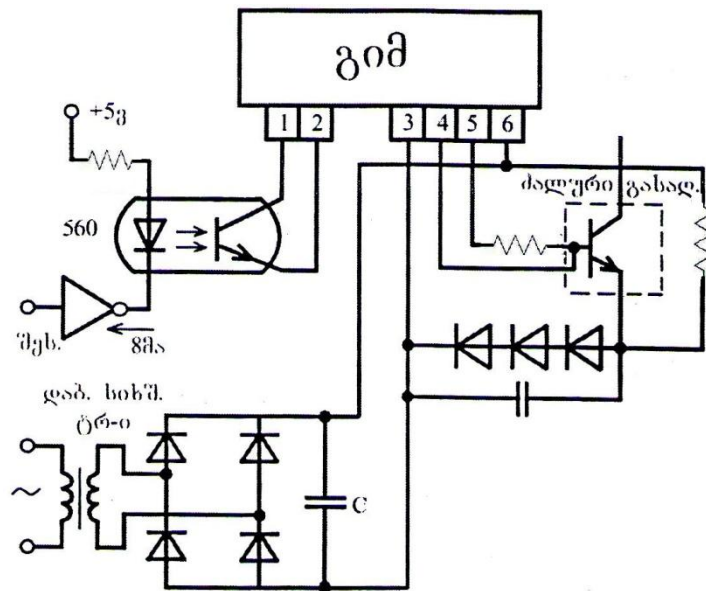
სურ. 5.7. მმართველი იმპულსების მაფორმირებლის კვება
ძალური გასაღების გამოსავალი წრედიდან

ინფორმაციული არხის პოტენციალური განმხოლოება ხორციელდება მაღალი სიხშირის ტრანსფორმატორის ან ოპტრონული წყვილის გამოყენებით. თუ გარდამქმნელის მუშა ძაბვა ძალზე დიდია, მაშინ ოპტრონული წყვილის ნაცვლად გამოიყენება ინფორმაციული სიგნალის გადაცემის ოპტიკურ-ბოჭკოვანი სისტემები. რაც შეეხება იმპულსური მაძლიერებლისათვის საჭირო ელექტრული ენერგიის მიწოდებას, ის შეიძლება განხორციელდეს:

- მკეებავი ცვლადი დენის ქსელიდან დაბალი სიხშირის ტრანსფორმატორით და გამმართველით (სურ. 5.9);
- ძალური გასაღების გამოსავალი წრედიდან (სურ. 5.7);
- იზოლირებული მუდმივი დენის წყაროებიდან (სურ. 5.8).



სურ. 5.8. მმართველი იმპულსების მაფორმირებელი იზოლირებული წყაროებიდან



სურ. 5.9. მმართველი იმპულსების მაფორმირებლის კვება დაბალი სიხშირის ტრანსფორმატორიდან

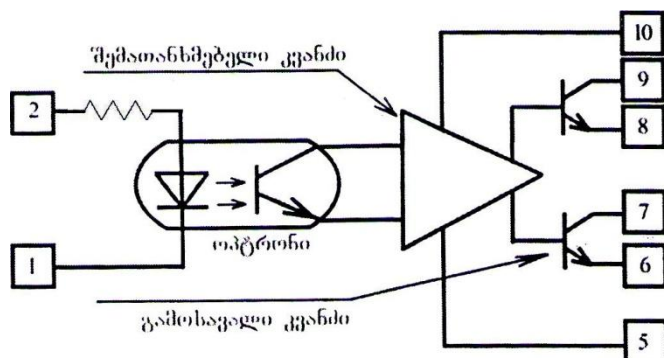
5.4. ძალური ნახევარგამტარული გასაღებების დრაივერები

მმართველი იმპულსების მაძლიერებელს, რომელიც საჭირო ფორმისა და სიმძლავრის სიგნალს იძლევა და დამზადებულია ინტეგრალური მიკროსქემის სახით, დრაივერს უწოდებენ (ინგლისური სიტყვის **“driver”**-ის მიხედვით, რაც ქართულად “მძღოლს” ნიშნავს). ასეთი მიკროსქემების დამზადება სწარმოებს ჰიბრიდული ტექნოლოგიის მიხედვით როგორც ცალკეული ძალური გასაღებებისათვის, ისე ბოგური კონფიგურაციის ძალური სქემებისთვის (ზედა და ქვედა დონის გასაღებების განცალკევებული მართვით).

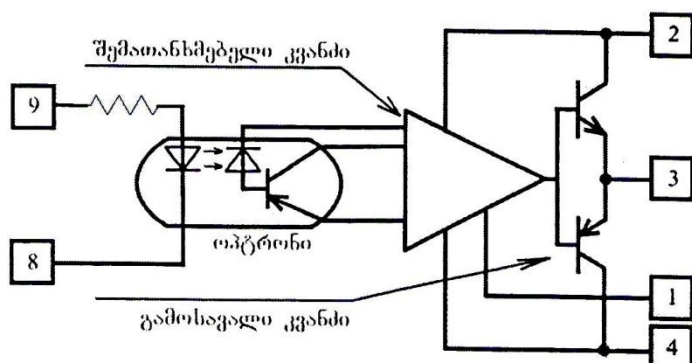
ინფორმაციული არხის პოტენციალური (გაღვანური) განმხოლოების გამოყენებული მეთოდის მიხედვით არსებობს: დრაივერები ჩაშენებული ოპტრონული და მაღალი სიხშირის ტრანსფორმატორიანი განმხოლოების წრედებით და დრაივერები, რომელთათვისაც გათვალისწინებულია პოტენციალური განმხოლოების საშუალებათა გარედან მიერთება. დრაივერთა ელექტრული კვება შეიძლება განხორციელდეს წინა პარაგრაფში განხილული ნებისმიერი მეთოდის გამოყენებით.

მაშასადამე, დრაივერი სპეციალიზებულ მიკროსქემას წარმოადგენს. დრაივერის სტრუქტურული სქემა სხვადასხვა ტიპის ძალური ნახევარგამტარული გასაღებისთვის სხვადასხვაა. ქვემოთ ნაჩვენებია ძალური

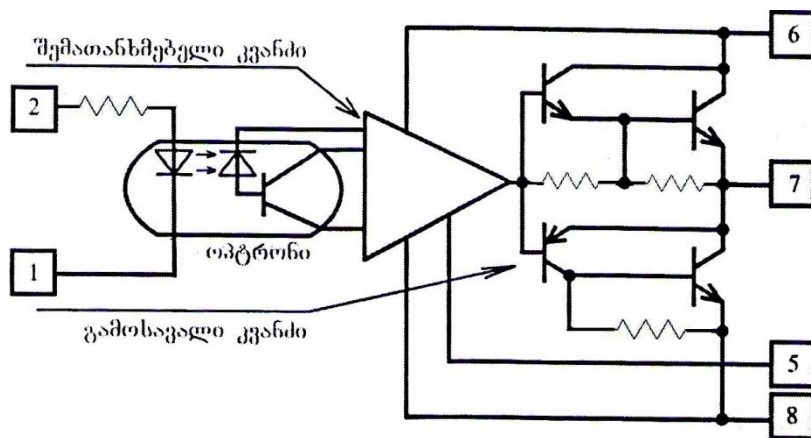
ბიპოლარული ტრანზისტორის (სურ. 5.10), იზოლირებულჩამკეტიანი ველით მართვადი ძალური ტრანზისტორისა (სურ. 5.11) და იზოლირებულბაზიანი ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორის (**IGBT**) (სურ. 5.12) დრავერების სტრუქტურული სქემები.



სურ. 5.12. ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორული გასაღების დრავერის სტრუქტურული სქემა



სურ. 5.11. იზოლირებულჩამკეტიანი ველით მართვადი ტრანზისტორული გასაღების დრავერის სტრუქტურული სქემა



სურ. 5.12. იზოლირებულბაზიანი ბიპოლარული გასაღების დრავერის სტრუქტურული სქემა

დრაივერის სტრუქტურაში შედის შესავალი, შემათანხმებული და გამოსავალი კვანძები. შესავალი კვანძი წარმოადგენს საინფორმაციო არხის სიგნალის მიმღებს. შემათანხმებული კვანძი ახდენს საინფორმაციო სიგნალის გარდაქმნას საჭირო დონის პოტენციალის მქონე მმართველ სიგნალად. გამოსავალ კვანძში საბოლოოდ ჩამოყალიბდება მოთხოვნილი ფორმისა და სიმძლავრის მმართველი სიგნალი.

ხშირად, დრაივერს დამატებით დაკისრებული აქვს ძალური გასაღების გადატვირთვისგან დაცვის ფუნქცია ან მიკროსქემის კვების ძაბვის დონის თვალთვალი.

დრაივერის შესავალი კვანძი წარმოადგენს ოპტიკურ წყვილს (ოპტრონს). ზოგჯერ ოპტრონის ნაცვლად დრაივერის სტრუქტურაში გამოყენებულია ლოგიკური სქემა, რომელიც საინფორმაციო სიგნალს აწვდის პოტენციალური განმხოლოების მაღალსიხშირულ ტრანსფორმატორს.

შემათანხმებული კვანძი აწვობილია ერთი ან რამდენიმე გასაღებისებურ რეჟიმში მომუშავე ტრანზისტორის გამოყენებით. მისი ფუნქციაა ინფორმაციული სიგნალის დონის ამაღლება. ამ კვანძს უნდა ჰქონდეს დენის გაძლიერების მაღალი კოეფიციენტი და გაზრდილი სწრაფქმედება. აქედან გამომდინარე, სქემაში გამოყენებული ტრანზისტორები არ შედიან გაჯერებაში და სქემას აქვს დენის გადაცემის მაღალი კოეფიციენტი.

ყველა ტიპის ძალური ტრანზისტორული გასაღების დრაივერების როგორც შესავალი, ისე შემათანხმებული კვანძი ერთნაირი სქემური შესრულებისაა. დრაივერების გამოსავალი კვანძის სქემურ შესრულებას კი განაპირობებს ძალური გასაღების მართვის წრედის მახასიათებლები და დროითი პარამეტრების მართვის რეჟიმზე დამოკიდებულების ხასიათი (მმართველი სიგნალის ოპტიმალური ფორმა).

დრაივერი, როგორც წესი, წარმოადგენს დასრულებულ მოწყობილობას. იგი გათვალისწინებულია კონკრეტული ტიპის ტრანზისტორული გასაღებისთვის და მართვის წრედთან მისი მიერთების დროს პრობლემები არ წარმოიქმნება. დამატებითი სქემოტექნიკური დონისძიების გატარება მხოლოდ იმ შემთხვევაშია საჭირო, როდესაც აუცილებელია მართვის სიგნალის პარამეტრების შეცვლა, ანდა ერთი დრაივერიდან პარალელურად შეერთებული გასაღებების მართვა.

დრაივერის თვისებების შეფასება ხდება პარამეტრთა სისტემით. დრაივერის ძირითადი პარამეტრებია: შესავალი და გამოსავალი სიგნალების ელექტრული

პარამეტრები (დენი, ძაბვა), მუშა ტემპერატურული დიაპაზონი, სიგნალის გადაცემის დაყოვნების დრო, გაბნეული სიმძლავრე.

საზღვარგარეთის ფირმები და კომპანიები (მოტოროლა, სემიკრონი, მიცუბიში და სხვა) აწარმოებენ სხვადასხვა ტიპის დრაივერებს როგორც ერთეული ძალური გასაღებებისთვის, ისე ნახევრადბოგური და ბოგური კონფიგურაციის სქემებისთვის. დრაივერების პარამეტრები მოცემულია ცნობარებში [1].

საკონტროლო შიპითხვეები

- 5.1. რა პრინციპზეა დაფუძნებული ქსელის ამჟოლი გარდამქმნელების მართვის სისტემის მუშაობა და რაში მდგომარეობს ამ პრინციპის არსი;
- 5.2. დაახასიათეთ ცვლადი ძაბვის გამმართველის იმპულსურ-ფაზური მართვის ფუნქციური სქემა;
- 5.3. რაში მდგომარეობს ავტონომიური ინვერტორების მართვის სისტემის მუშაობის თავისებურებები;
- 5.4. რა პრინციპზე დაყრდნობით ხდება მუდმივი ძაბვის იმპულსური გარდამქმნელების მართვის სისტემების აგება;
- 5.5. რაში მდგომარეობს ელექტრული გარდამქმნელების მართვის სისტემების აგების თანამედროვე ტენდენცია;
- 5.6. რაში მდგომარეობს დრაივერების დანიშნულება;
- 5.7. რა ფუნქცია აკისრია მმართველი იმპულსების მაფორმირებელს;
- 5.8. რა გავლენას ახდენს გარდამქმნელის ძალური ნაწილი მართვის სისტემის მუშაობაზე;
- 5.9. რა პრობლემებს წარმოშობს პარაზიტული ინდუქციურობებში აღძრული დაბრკოლების $L \frac{di}{dt}$ ძაბვა;
- 5.10. დაახაზელეთ წრედების პოტენციალური განმხოლოების ტიპები;
- 5.11. დაახასიათეთ პოტენციალური განმხოლოების ტრანსფორმატორიანი სქემა;
- 5.12. რაში მდგომარეობს საინფორმაციო სიგნალისა და ენერგიის განცალკევებული გადაცემის არსი;
- 5.13. როგორ ხორციელდება ინფორმაციული არხის პოტენციალური განმხოლოება;

- 5.14. რა მეთოდებით ხდება იმპულსური მაძლიერებლებისათვის საჭირო ენერგიის მიწოდება;
- 5.15. განმარტეთ ძალური ნახევარგამტარული გასადების დრაივერი;
- 5.16. დაასახელეთ დრაივერების ჯგუფები ინფორმაციული არხის პოტენციალური განმხოლოების მეთოდის მიხედვით;
- 5.17. დაასახელეთ დრაივერის სტრუქტურაში შემავალი ძირითადი კვანძები;
- 5.18. დაახასიათეთ ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორული გასადების დრაივერის სტრუქტურული სქემა;
- 5.19. დაახასიათეთ ძალური უზოლირებულჩამკეტიანი ველით მართვადი ტრანზისტორული გასადების დრაივერის სტრუქტურული სქემა;
- 5.20. დაახასიათეთ იზოლირებულბაზიანი ბიპოლარული გასადების დრაივერის სტრუქტურული სქემა;
- 5.21. რა პარამეტრების მიხედვით ხდება დრაივერის თვისებების შეფასება;
- 5.22. რა შემთხვევაშია საჭირო დამატებითი ღონისძიების გატარება დრაივერის გამოყენებისას.

6. ძალური ელექტრონიკის რეაქტიული ელემენტები

და კონდენსატორები

6.1. ტრანსფორმატორები და რეაქტორები

ძალურ ელექტრონიკაში ტრანსფორმატორები ფართოდაა გამოყენებული მკვებავი ცვლადი დენის ქსელის ძაბვის სიდიდის გარდაქმნის, მკვებავი ქსელისაგან გარდამქმნელის დატვირთვის წრედის ელექტრული (გაღვანური) განმხოლოებისა და მკვებავი ცვლადი დენის ქსელის ფაზათა რიცხვის გარდაქმნის მიზნით. ძალურ ელექტრონიკაში გამოყენებული ტრანსფორმატორის მუშაობის თავისებურებაა ის, რომ სხვადასხვა ჯგუფის (ტიპის) გარდამქმნელებში გამოყენებული ტრანსფორმატორის გრაგნილებში გამავალ დენს აქვს არასინუსოიდური ფორმა.

ძალურ ელექტრონიკაში ფართოდაა გამოყენებული აგრეთვე სხვადასხვა კონსტრუქციის რეაქტორები, ფოლადის გულრიანი ან გულარის გარეშე ინდუქციურობის კოჭების სახით. ყველაზე ხშირად რეაქტორები გამოიყენება ფილტრის შემადგენელი ელემენტის სახით მუდმივი და ცვლადი დენის წრედებში. გარდა ამისა, რეაქტორები გამოიყენება იმპულსური დენებისა და ძაბვების წრედებში, როგორც რხევითი LC – კონტურების შემადგენელი ელემენტი. რეაქტორებს იყენებენ აგრეთვე სქემაში იმპულსური დენების ცვლილების სიჩქარის შესაზღუდად.

ძალური ნახევარგამტარული ხელსაწყოებისაგან განსხვავებით, ნახევარგამტარული გარდამქმნელებისათვის განკუთვნილი სერიული წარმოების ტრანსფორმატორების ნომენკლატურა საკმაოდ მოკრძალებულია, რაც განპირობებულია ელექტრომომარაგების ქსელებსა და ელექტროენერგიის ტიპობრივ მომხმარებლებში ძაბვების მნიშვნელობათა შეზღუდულობით. ამის გამო, გარდამქმნელების ტრანსფორმატორების უნიფიკაცია განხორციელდა მხოლოდ ერთი ჯგუფის გარდამქმნელებისათვის - ცვლადი ძაბვის გამმართველებისა და ქსელის ამჟოლი ინვერტორებისათვის. სხვა ტიპის გარდამქმნელების ტრანსფორმატორები, რომლებიც მუშაობენ არასტანდარტულ სიხშირეზე, არასტანდარტული ფორმის (არასინუსოიდური) ძაბვაზე და ტრანსფორმაციის არასტანდარტული კოეფიციენტით, მზადდება იქვე, სადაც გარდამქმნელი მოწყობილობა. ამიტომ მათი უნიფიკაცია ხდება არა დარგის, არამედ საწარმოს დონეზე.

იმის მიხედვით, თუ როგორია გარდამქმნელი მოწყობილობის სიმძლავრე, სქემა და მუშაობის რეჟიმი, ტრანსფორმატორის სხვადასხვა პარამეტრს მნიშვნელოვანი გავლენის მოხდენა შეუძლია გარდამქმნელის სქემის ცალკეულ წრედებში მიმდინარე ელექტრომაგნიტური პროცესების ხასიათზე.

6.1,ა სურათზე წარმოდგენილია ერთფაზა ორგრაგნილიანი ტრანსფორმატორის მაგნიტური სისტემა, სადაც W_1 პირველადი და W_2 მეორეული გრაგნილები შებმულია ერთმანეთთან ϕ_0 საერთო მაგნიტური ნაკადით, რომელიც ძირითადად მაგნიტოგამტარით შეიკვრება. იმის გამო, რომ პირველადი და მეორეული გრაგნილების განლაგება ჩვეულებრივ ერთნაირი არ არის, ხოლო რეალური ტრანსფორმატორის ფოლადის გულარას მაგნიტური გამტარობა შეზღუდული სიდიდისაა, საერთო ნაკადთან ერთად თითოეულ გრაგნილში აღიძვრება დამატებითი ნაკადი, რომელიც მხოლოდ საკუთარ გრაგნილთანაა შებმული. ამ ნაკადს გაბნევის ნაკადი ეწოდება და აღინიშნება ϕ_s –ით. ცალკეული გრაგნილების ϕ_{1s} და ϕ_{2s} გაბნევის ნაკადები საერთო ϕ_0 ნაკადზე ბევრად ნაკლები სიდიდისაა.

ტრანსფორმატორის ეკვივალენტურ სქემაში (სურ.6.1,ბ) გრაგნილების გაბნევის ნაკადი გათვალისწინებულია L_{1s} და L_{2s} ინდუქციურობებით. გაბნევის ნაკადის ინდუქციურობებთან ერთად, ეკვივალენტურ სქემაში გათვალისწინებულია გრაგნილების R_1 და R_2 წინაღობები, ხოლო L_0 ინდუქციურობით გათვალისწინებულია I_0 დამაგნიტების დენი, რომელიც ϕ_0 ნაკადის შესაქმნელადაა საჭირო. R_0 წინაღობით გათვალისწინებულია მაგნიტოგამტარში არსებული დანაკარგები ჰისტერეზისზე და გრიგალურ დენებზე.

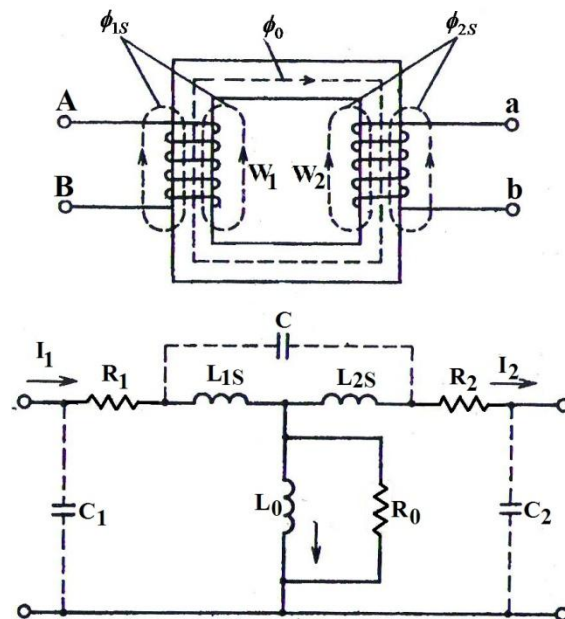
ქსელის ამჟოლი გარდამქმნელების მუშაობის რეჟიმი მნიშვნელოვნადაა დამოკიდებული ტრანსფორმატორის მაგნიტოგამტარის ერთ ღეროზე განთავსებული პირველადი და მეორეული გრაგნილის $X_a = \omega L_a = \omega(L_{1s} + L_{2s})$ ინდუქციურ წინაღობაზე და $R_a = R_1 + R_2$ აქტიურ წინაღობაზე, სადაც

$L_{1s} = \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 L_{1s}$ არის მეორეულ გრაგნილზე დაყვანილი პირველადი გრაგნილის

ინდუქციურობა, ხოლო $R_1' = \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 R_1$ – მეორეულ გრაგნილზე დაყვანილი

პირველადი გრაგნილის აქტიური წინაღობა.

ეკვივალენტური სქემის ელემენტების პარამეტრები ჩვეულებრივ განისაზღვრება ტრანსფორმატორის უქმი სველისა და მოკლედ შერთვის ცდების საფუძველზე. აღნიშნულ პარამეტრებს ხშირად წარმოადგენენ ფარდობითი სიდიდეების სახით. პარამეტრების ასეთი სახით წარმოდგენის უპირატესობა იმაში გამოიხატება, რომ პირველადი და მეორეული გრაგნილებისათვის იგი ერთნაირი სიდიდისაა.



სურ.6.1. ერთფაზა ტრანსფორმატორის მაგნიტური სისტემა (ა)
და ჩანაცვლების სქემა (ბ)

ტრანსფორმატორის ეკვივალენტური სქემის ფარდობითი პარამეტრების გაანგარიშების დროს ვიყენებთ ტრანსფორმატორის შემდეგ საპასპორტო მონაცემებს: ტრანსფორმატორის ნომინალურ აქტიურ და სრულ სიმძლავრეს ($P_{\text{ნომ}}, S_{\text{ნომ}}$), პირველადი გრაგნილის ძაბვის ნომინალურ მნიშვნელობას ($V_{1\text{ნომ}}$), ტრანსფორმატორის მოკლედ შერთვის სიმძლავრეს ($P_{\text{კ.შ}}$), მოკლედ შერთვის ძაბვის ფარდობით მნიშვნელობას პროცენტებში ($P_{\text{კ.შ}}\%$) და უქმი სველის სიმძლავრეს (P_0). ამ მონაცემების საფუძველზე განისაზღვრება:

- საბაზისო წინაღობა

$$R_{\gamma}(\text{ომ}) = \frac{V_{16\text{ომ}}^2}{P_{6\text{ომ}}} \left(\frac{\beta^2}{\beta_0^2} \right).$$

- პირველადი გრაგნილის დენის ნომინალურ მნიშვნელობა

$$I_{16\text{ომ}}(a) = \frac{S_{6\text{ომ}}}{V_{16\text{ომ}}} \left(\frac{\beta^2}{\beta} \right).$$

- სიმძლავრის კოეფიციენტი ტრანსფორმატორის მოკლედ შერთვის დროს

$$\cos \varphi_{\text{მ.წ}} = \frac{P_{\text{მ.წ}}}{V_{\text{მ.წ}} I_{16\text{ომ}}} ,$$

$$\text{სადაც } V_{\text{მ.წ}} = \frac{V_{\text{მ.წ}} \%}{100} \cdot V_{16\text{ომ}} .$$

- მოკლედ შერთვის სრულ წინაღობა

$$Z_{\text{მ.წ}}(\text{ომ}) = \frac{U_{\text{მ.წ}}}{I_{16\text{ომ}}} \left(\frac{\beta}{\beta} \right).$$

- მოკლედ შერთვის აქტიური წინაღობა

$$r_{\text{მ.წ}} = Z_{\text{მ.წ}} \sin \varphi_{\text{მ.წ}} (\text{ომ}).$$

- პირველადი და მეორეული გრაგნილის ფარდობით აქტიური წინაღობა

$$R_1^* = R_2^* = \frac{r_{\text{მ.წ}}}{2R_{\gamma}} .$$

- პირველადი და მეორეული გრაგნილის ფარდობითი გაბნევის ინდუქციურობა

$$L_1^* = L_2^* = \frac{X_{\text{მ.წ}}}{2R_{\gamma}} .$$

- დამაგნიტების შტოს აქტიური წინაღობისა და ინდუქციურობის ფარდობითი სიდიდე

$$R_0 = L_0 \approx \frac{S_{6\text{ომ}}}{P_0} .$$

გარდამქმნელი დანადგარების ხვედრითი ენერგეტიკული მაჩვენებლები ძირითადად განისაზღვრება ელექტრომაგნიტური ელემენტების, კერძოდ ტრანსფორმატორის, გაბარიტული ზომებითა და მასით. ამიტომ გარდამქმნელების დაპროექტების დროს დიდი მნიშვნელობა ენიჭება შემდეგი საწყისი მონაცემების ზუსტ ფორმულირებას: ძაბვებისა და დენების

მნიშვნელობები და ფორმები, სიხშირეები, გარემო სივრცის ტემპერატურაზე გადამატება და სხვ. ტრანსფორმატორის მასაგაბარიტული მაჩვენებლების განმსაზღვრელ უმნიშვნელოვანეს ფაქტორს მისი მუშა სიხშირე წარმოადგენს.

ტრანსფორმატორის გრაგნილებზე (ან რეაქტორზე) სინუსოიდური ფორმის ძაბვის მოქმედების შემთხვევაში ფოლადისაგან ან მაგნიტური შენადნობებისაგან დამზადებულ მაგნიტოგამტარში დანაკარგები [3]-ის თანახმად განისაზღვრება ფორმულით:

$$P_{\sigma_3} = A f^{3/2} B_m^2, \quad (6.1)$$

სადაც P_{σ_3} – ხვედრითი დანაკარგებია, ვტ/სმ³;

f – გადამაგნიტების სიხშირე, ჰც;

B_m – მაგნიტური ინდუქციის ამპლიტუდა, ტლ;

A – კონკრეტული მაგნიტური მასალის მახასიათებელი ხვედრითი დანაკარგის ემპირიული კოეფიციენტი.

ყველაზე ფართოდ გავრცელებული მასალებისათვის A პარამეტრს შემდეგი მნიშვნელობები აქვს: 580 (0,05 მმ სისქის ელექტროტექნიკური ფოლადი), 360 (0,05 მმ სისქის 50H შენადნობი), 90 (0,05 მმ სისქის 80 HXC შენადნობი). ფერიტებისთვის ხვედრითი დანაკარგი განისაზღვრება დანაკარგების კუთხის ტანგენსის მიხედვით შემდეგი გამოსახულებიდან:

$$P_{\sigma_3}^1 = \pi B_m^2 \operatorname{tg} \delta / \mu r, \quad (6.2)$$

სადაც μr – ფარდობით მაგნიტური შეღწევადობაა.

(6.1) და (6.2) ფორმულები სამართლიანია სინუსოიდური ძაბვისათვის. არასინუსოიდური ძაბვის შემთხვევაში ხვედრითი დანაკარგები იზრდება γ კოეფიციენტჯერ, სადაც γ განისაზღვრება ძაბვის პერიოდული ფუნქციის ფურიეს მწკრივად დაშლის გზით.

ნებისმიერი ფორმის ცვლადი დენის დროს დანაკარგები ტრანსფორმატორის (რეაქტორის) გრაგნილებში განისაზღვრება ცნობილი გამოსახულების მიხედვით:

$$P_{\sigma_3} = I^2 r_{\sim},$$

სადაც I – გრაგნილში გამავალი დენის მოქმედი მნიშვნელობაა;

$r_{\sim}$ – გრაგნილის ეკვივალენტური წინაღობა.

$r_{\sim}$ წინაღობა შესაძლებელია გამოისახოს R ომური წინაღობით მუდმივი დენის მიმართ და K_R კოეფიციენტით, რომელიც ითვალისწინებს წინაღობის ნამატს ცვლად დენზე:

$$r_{\sim} = K_R \cdot R.$$

სიხშირის გაზრდის დროს, იზრდება გაბნევის ნაკადის ინდუქციურობები L_{1S} და L_{2S} , აგრეთვე „პარაზიტული“ C_1 , C_1 და C_2 ტევადობითი კავშირები (სურ.6.1,ბ).

(6.1) და (6.2) გამოსახულებებით ტრანსფორმატორის სიმძლავრესა და გაბარიტულ ზომებს შორის თანაფარდობა განისაზღვრება მიახლოებით. უფრო ზუსტი თანაფარდობა, სადაც გათვალისწინებულია სიხშირის გავლენა, მიიღება მსგავსების კრიტერიუმებზე დაყრდნობით. ასეთი კრიტერიუმების სისტემას საფუძვლად უდევს მსგავსების პირობები და პროცესები ცალკეული ჯგუფის ელექტრომაგნიტურ ელემენტებში (მაგალითად, ტრანსფორმატორებში ან რეაქტორებში). კერძოდ, დადგენილია ტრანსფორმატორის მაგნიტოგამტარის $V_{\text{გ}}$ მოცულობას, $S_{\text{გ}}$ სიმძლავრესა და f სიხშირეს შორის შემდეგი დამოკიდებულებაა [3]:

$$V_{\text{გ}} = \sqrt{A/K_{\text{გ}}} \frac{S_{\text{გ}}}{\Delta T f^{1/4}}, \quad (6.5)$$

სადაც ΔT – ტემპერატურის ნამატია, $^{\circ}\text{C}$;

$K_{\text{გ}}$ – მაგნიტოგამტარის ფანჯრის გრაგნილის გამტარით შევსების კოეფიციენტი.

(6.5)-დან გამომდინარეობს, რომ რაც უფრო მაღალია სიხშირე მით უკეთესია ტრანსფორმატორის მასისა და მოცულობის ხვედრითი მაჩვენებლები. მაგრამ, ამავედროულად შეზღუდულია სიხშირის გაზრდის შესაძლებლობა, რადგან როდესაც სიხშირე მიაღწევს ზღვრულ (კრიტიკულ) ზღვარს, სიხშირის გაზრდა აღარ იწვევს ტრანსფორმატორის მოცულობის შემდგომ შემცირებას.

მაგნიტოგამტარში ენერგიის დანაკარგის გარდა, აუცილებელია ამაღლებულ სიხშირეზე, ძაბვის გადაცემის (ტრანსფორმაციის) კოეფიციენტის სიდიდეზე გაბნევის ნაკადის ინდუქციურობების გავლენის გათვალისწინება. ასე, მაგალითად, [3]-ში ნაჩვენებია, რომ საშუალო სიმძლავრის ერთფაზა ტრანსფორმატორების განსაზღვრული კლასისთვის (მათ პარამეტრებს შორის

ურთიერთკავშირის გათვალისწინებით) ზღვრული (კრიტიკული) სიხშირე შესაძლებელია განისაზღვროს შემდეგი თანაფარდობიდან

$$f_{\text{ზღ}} = \frac{1,75 \cdot 10^6}{A K_{\text{გ}}} \sqrt{\frac{\Delta T}{S_{\text{გ}}}}, \quad (6.6)$$

სადაც $K_{\text{გ}}$ – კოეფიციენტი ითვალისწინებს მაგნიტური მასალის დაჭრის მეთოდს.

თუ $f_0 = 50$ კც სიხშირეზე და 50°C -ის ტოლი გადახურების დროს ტრანსფორმატორის მოცულობას მივიღებთ საბაზისო სიდიდედ, მაშინ (6.6) გამოსახულების გათვალისწინებით შესაძლებელია განისაზღვროს რამდენჯერ შემცირდება ტრანსფორმატორის მოცულობა მუშა სიხშირის გაზრდისას:

$$\frac{V_0}{V_{\text{ზღ}}} = 23(A K_{\text{გ}} \sqrt{S_{\text{გ}}})^{-1/4}, \quad (6.7)$$

სადაც V_0 და $V_{\text{ზღ}}$ – ტრანსფორმატორის მაგნიტოგამტარის მოცულობაა f_0 და $f_{\text{ზღ}}$ სიხშირეზე შესაბამისად.

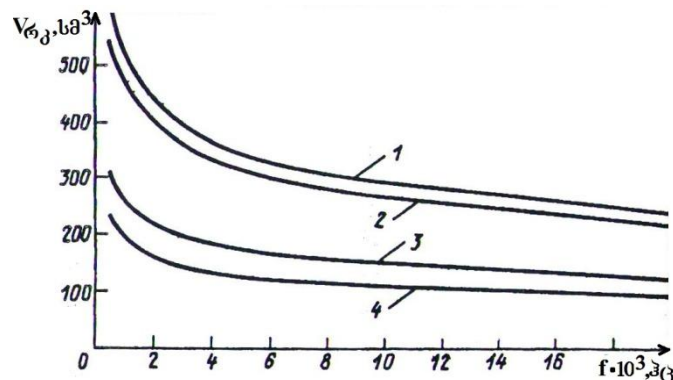
(6.7)-დან გამომდინარეობს, რომ სიხშირის გაზრდის დროს ტრანსფორმატორის მოცულობის შემცირება (დასაშვები გადახურების პირობებში) განპირობებულია ტრანსფორმატორის სიმძლავრითა და დანაკარგებით მაგნიტოგამტარში.

მაგალითის სახით 6.1 ცხრილში მოცემულია ზღვრული სიხშირის მნიშვნელობები სხვადასხვა მარკის ღეროვანი კონსტრუქციის მაგნიტოგამტარებისათვის.

ცხრილი 6.1

მასალის ტიპი	A	სიმკვრივე გ/სმ ³	ზღვრული სიხშირე კც
ფოლადი $\mathfrak{U}360A$ (სისქე 0,08მმ)	580	7,6	7230
შენადნობი $50H$	360	8,2	8735
შენადნობი $80HXC$	90	8,2	27960
ფერიტი $2500HMC$	120	4	52420

სიხშირის გავლენა სხვადასხვა მასალისაგან დამზადებული ღეროვანი კონსტრუქციის მაგნიტოგამტარის მოცულობაზე ნაჩვენებია 6.2 სურათზე. ამ დამოკიდებულებებიდან ჩანს, რომ მოცულობის ზღვრული შემცირების სიდიდე უმნიშვნელოაა დამოკიდებული გამოყენებული მასალის მარკაზე, მაგრამ არსებითად იცვლება თვით მოცულობის აბსოლუტური მნიშვნელობა. კიდევ ერთხელ უნდა აღინიშნოს, რომ $f_{\text{ზღ}}$ მნიშვნელოვნააა დამოკიდებული გაბნევის ინდუქციურობის წინააღობაზე. ამიტომ $f_{\text{ზღ}}$ სიხშირის გაზრდისთვის საჭირო ხდება სპეციალური ზომების გატარება გაბნევის ინდუქციურობების შესამცირებლად: გრაგნილების სექციონირება, კონსტრუქციის გაუმჯობესება და სხვ. საერთოდ კი ტრანსფორმატორის მოცულობის განმსაზღვრელ ფაქტორს მაგნიტოგამტარის მასალა წარმოადგენს. ამადლებულ სიხშირეზე გამოიყენება გადამაგნიტების ნაკლები დანაკარგების მქონე ცინეგლინი ფოლადი. რაც უფრო მცირეა მაგნიტოგამტარის დასამზადებლად გამოყენებული ფოლადის ზოლის სისქე, მით ნაკლებია გრიგალური დენებით გამოწვეული დანაკარგი და სუსტია მაგნიტური შეღწევადობის სიხშირეზე დამოკიდებულების ხარისხი. 20 კჰც-ზე მეტი სიხშირეების დროს რეკომენდებულია ფერიტების გამოყენება, რომელთაც გააჩნიათ გაზრდილი ხვედრითი ელექტრული წინააღობა მაღალი სიხშირის დენების მიმართ.



სურ.6.2. მაგნიტოგამტარის მოცულობათა დამოკიდებულება სიხშირეზე:

1-ფოლადი Э360 A , 0,08 მმ; 2-შენადნობი $50H$, 0,05 მმ

3-შენადნობი $80HXC$; 4-ფერიტი $2500HMC$

ძალური ელექტრონიკისათვის პერსპექტიულ ელექტრომაგნიტურ მასალად მიჩნეულია ამორფული სტრუქტურის ლითონის შენადნობები. ასეთ მასალებს, ტრადიციულ ელექტრომაგნიტურ მასალებთან შედარებით, გააჩნია გაცილებით

უკეთესი მაგნიტური და მექანიკური მახასიათებლები, რაც ელექტრომაგნიტური ელემენტების მასაგაბარიტული მაჩვენებლების მნიშვნელოვანი გაუმჯობესების საშუალებას იძლევა. ამავდროულად უნდა აღინიშნოს, რომ ამორფული შენადნობების მაგნიტური თვისებების მაღალი დონის მისაღწევად, საჭიროა მათი სპეციალური თერმული დამუშავება მაგნიტურ ველში. ასეთი მასალების მაგნიტური თვისებები დიდადაა დამოკიდებული დამზადების ტექნოლოგიაზე, რაც ხელს უშლის ამორფული შენადნობების ფართო სერიულ წარმოებაში დანერგვას.

ყოველივე ზემოაღნიშნული შეეხება არა მხოლოდ ტრანსფორმატორებს, არამედ რეაქტორებსაც. ამაღლებულ სიხშირეებზე რეაქტორის მოცულობა ასევე მაგნიტოგამტარში არსებული დანაკარგებით განისაზღვრება. ამ თვალსაზრისიდან გამომდინარე, მცირე ენერგოტევადობის რეაქტორების მაგნიტურ მასალად მიზანშეწონილია მაგნიტოდიელექტრიკების (ალსიფერი, ფერიტი) გამოყენება. როდესაც რეაქტორის ენერგოტევადობა დიდი სიდიდისაა, მოთხოვნილი ინდუქციურობა კი მცირე სიდიდის, მაშინ მიზანშეწონილადია მიჩნეული რეაქტორების გამოყენება მაგნიტური გულარას გარეშე.

6.2. კონდენსატორები

ცვლადი დენის კონდენსატორები ელექტრული ენერგიის გარდამქმნელების ძალური წრედების ძირითად ელემენტთა ჯგუფს მიეკუთვნება. ამავდროულად ამ წრედებში ცხადდაა გამოვლენილი ისეთი ფაქტორები, რომლებიც მნიშვნელოვან გავლენას ახდენენ კონდენსატორების მუშაობის რეჟიმზე: დენებისა და ძაბვების არასინუსოიდური ხასიათი, სიხშირულ-იმპულსური რეგულირების დროს მუშა სიხშირის ფართო დიაპაზონი და სხვ.

კონდენსატორის მუშაობის რეჟიმის დასახასიათებლად იყენებენ აქტიური დანაკარგების მნიშვნელობებს. სწორედ ეს მნიშვნელობები განსაზღვრავენ კონდენსატორზე ძაბვის მოქმედი მნიშვნელობის დასაშვებ სიდიდეს და ძაბვის ფორმას. ცნობილია, რომ სინუსოიდური ფორმის ძაბვის დროს დანაკარგები კონდენსატორში, მის დიელექტრიკში არსებული დანაკარგების კუთხის ტანგენსის ($tg\delta$) პროპორციულია. ეს დანაკარგები დამოკიდებულია ტემპერატურაზე, ძაბვაზე, სიხშირეზე და სხვ.

არაპოლარული კონდენსატორების $tg\delta$ სიხშირეზე პრაქტიკულად არაა დამოკიდებული 50-დან 1000 კც-მდე სიხშირულ დიაპაზონში, ხოლო 1000-დან 10 000 კც-მდე დიაპაზონში $tg\delta$ -ს სიდიდე დაახლოებით 10-ჯერ იზრდება. ტემპერატურის ცვლილება ამ სახის კონდენსატორების $tg\delta$ -ზე შედარებით ნაკლებ ზეგავლენას ახდენს (ტემპერატურის $+20^{\circ}C$ -დან $100^{\circ}C$ -მდე გაზრდისას $tg\delta$ დაახლოებით 2-ჯერ იზრდება). კონდენსატორში დანაკარგების ზუსტი განსაზღვრა იდეალური სინუსოიდური ძაბვის შემთხვევაშიც კი საკმაოდ რთულ ამოცანას წარმოადგენს.

კიდევ უფრო რთულ ამოცანას წარმოადგენს კონდენსატორში არსებული დანაკარგების შეფასება არასინუსოიდური დენებისა და ძაბვების შემთხვევაში. ამ შეფასების ცნობილი მეთოდებიდან შეიძლება გამოიყოს ყველაზე ზოგადი და ამავედროულად საკმაოდ მიახლოებითი მეთოდი, რომელიც არასინუსოიდური ძაბვის ჰარმონიკული შემდგენლების სახით წარმოდგენაზეა დამყარებული. ამ მეთოდით გაანგარიშების ჩატარების დროს, სიმძლავრის დანაკარგი კონდენსატორში მიიღება კონდენსატორზე მიწოდებული ძაბვის ცალკეული ჰარმონიული შემდგენით შექმნილი დანაკარგების შეჯამების შედეგად

$$\Delta P = C\omega_1 \sum_{n=1}^{\infty} nV_n^2 tg\delta_n \quad (6.8)$$

სადაც n – ძაბვის ჰარმონიკის რიგითი ნომერია;

C – კონდენსატორის ტევადობა ძირითადი ჰარმონიკის სიხშირეზე;

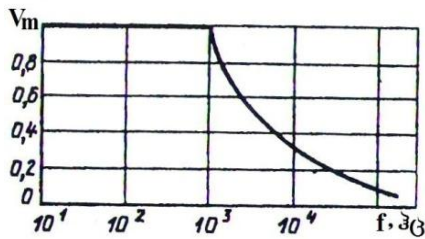
ω_1 – ძაბვის პირველი ჰარმონიკის კუთხური სიხშირე;

V_n – მე- n ჰარმონიკის მოქმედი მნიშვნელობა;

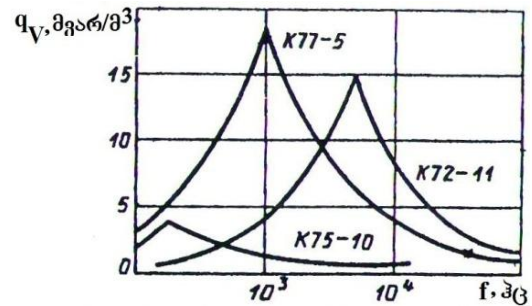
$tg\delta_n$ – მე- n ჰარმონიკით გამოწვეული დანაკარგების კუთხის ტანგენსი.

(6.8) გამოსახულებიდან შეიძლება განისაზღვროს ეკვივალენტური ძაბვის დასაშვები მოქმედი მნიშვნელობა ω_6 ნორმირებულ სიხშირეზე, რომლის მნიშვნელობაც კონდენსატორის ტექნიკურ პირობებშია მოცემული.

ცვლადი დენის კონდენსატორების ხვედრითი მახასიათებლების უმნიშვნელოვანეს პარამეტრს წარმოადგენს კონდენსატორზე მიწოდებული ძაბვის ჰარმონიკული შემდგენლების სიხშირე. 6.3. სურათზე ნაჩვენებია კონდენსატორზე მიწოდებული ძაბვის დასაშვები ამპლიტუდის სიხშირეზე ტიპობრივი დამოკიდებულება [4].



სურ.6.3. დასაშვები ძაბვის ამპლიტუდის დამოკიდებულება სიხშირეზე



სურ.6.4. K75-10, K77-5 და K72-11 ტიპის კონდენსატორების ხვედრითი რეაქტიული სიმძლავრის დამოკიდებულება ძაბვის სიხშირეზე

კონდენსატორის ტიპის შერჩევა უნდა მოხდეს მიწოდებული ძაბვის სიხშირისა და ფორმის გათვალისწინებით. ამავდროულად ანგარიში უნდა გაეწიოს სხვადასხვა შემზღუდ ფაქტორს. მაგალითად, კონდენსატორზე ტრაპეციის ფორმის ძაბვის მოქმედების შემთხვევაში, როდესაც ძაბვის იმპულსების სიხშირე და ფრონტის ხანგრძლივობა შედარებით მცირეა, შემზღუდ ფაქტორს იმპულსური დენის ამპლიტუდური სიდიდე წარმოადგენს. ამალღებული სიხშირის (1 კჰც-ზე მეტი) სინუსოიდური ძაბვის შემთხვევაში შემზღუდ ფაქტორს სიმძლავრის დამატებითი კარგვები წარმოადგენს. კონდენსატორის ტიპის შერჩევის დროს შემზღუდ ფაქტორად წარმოსდგება აგრეთვე მისი ხანმოკლე ელექტრული სიმტკიცე, რომლის შესაბამისადაც ხდება კონდენსატორის ძაბვის ნომინალური მნიშვნელობის ნორმირება.

ვინაიდან ცვლადი დენის კონდენსატორის რეაქტიული სიმძლავრე უშუალოდაა დაკავშირებული სიხშირეზე, კონდენსატორების ხვედრითი მაჩვენებლებიც (რეაქტიული სიმძლავრის შეფარდება მოცულობასთან, მასასთან ან სხვა პარამეტრთან) სიხშირის ფუნქციას წარმოადგენენ. მაგალითის სახით 6.4 სურათზე მოცემულია სხვადასხვა ტიპის ცვლადი დენის კონდენსატორების ხვედრითი მოცულობის დამოკიდებულება სიხშირეზე. როგორც 6.4 სურათიდან ჩანს კონკრეტული ტიპის ტირისტორისთვის არსებობს მიერთებული ძაბვის ოპტიმალური სიხშირე, რომლის დროსაც მისი მოცულობა მინიმალური სიდიდისაა.

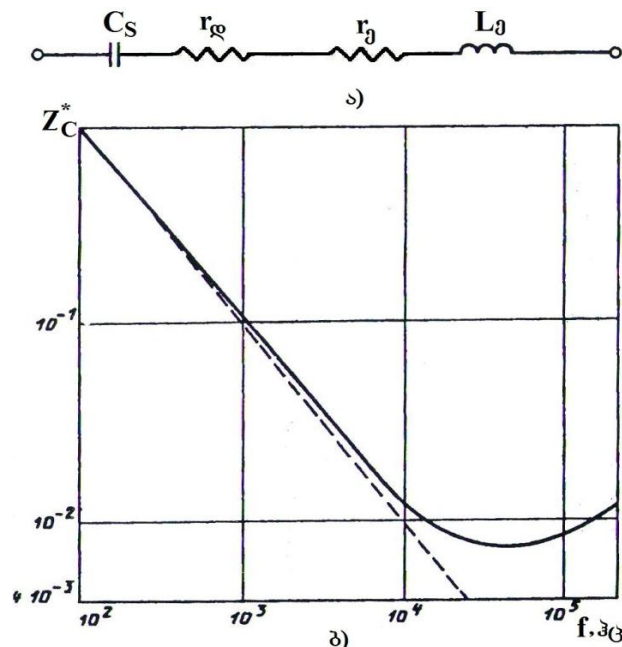
ელექტროლიტური კონდენსატორები წარმოადგენენ მუდმივი დენის ფილტრების ძირითად ელემენტს. მუშა რეჟიმში ასეთ კონდენსატორზე მოქმედებს ძაბვის როგორც მუდმივი, ისე ცვლადი შემდგენი. ელექტროლიტური

კონდენსატორების პასპორტში ტევადობის სიდიდესთან ერთად შეტანილია მუდმივი ძაბვის ნომინალური მნიშვნელობა და ცვლადი ძაბვის დასაშვები მნიშვნელობა 50 ჰც სიხშირის სინუსოიდური ძაბვის სახით. ცვლადი ძაბვის უფრო მაღალი სიხშირის დროს საჭიროა კონდენსატორის გამტარობისა და მასთან დაკავშირებული ფილტრაციის უნარის შემცირების გამომწვევი სხვა ფაქტორების გათვალისწინება [4].

სინუსოიდური დენის შემთხვევაში ფილტრაციის უნარი განისაზღვრება კონდენსატორის Z_C სრული წინააღობით, რომელიც შეესაბამება 6.5, ა სურათზე ნაჩვენებ ელექტროლიტური კონდენსატორის ეკვივალენტურ სქემას, სადაც C_s არის დიელექტრიკით განპირობებული ტევადობა, $r_{\text{გ}}$ და $r_{\text{ჟ}}$ დიელექტრიკისა და ელექტროლიტში დანაკარგების შესაბამისი აქტიური წინააღობებია, ხოლო $L_{\text{ჟ}}$ სექციისა და გამომყვანების ეკვივალენტური ინდუქციურობაა. ჩანაცვლების სქემის თანახმად

$$Z_C = \sqrt{r_s^2 + (1/2\pi f C_{s\text{ჟ}})^2}, \quad (6.8)$$

$$\text{სადაც } r_s = r_{\text{გ}} + r_{\text{ჟ}}; \quad C_{s\text{ჟ}} = \frac{C_s}{1 - (f/f_0)^2}; \quad f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_{\text{ჟ}}C_s}.$$



სურ.6.5. ელექტროლიტური კონდენსატორის ჩანაცვლების სქემა ამადლებულ სიხშირეზე (ა) და სრული წინააღობის დამოკიდებულება სიხშირეზე K50 – 2 ტიპის კონდენსატორისათვის (ბ)

C_s ტევადობის მნიშვნელობა დამოკიდებულია კონდენსატორის ტიპზე, მის პარამეტრებზე და სიხშირეზე. L_g ინდუქციურობა შედარებით სტაბილურ სიდიდეს წარმოადგენს, ხოლო სხვა პარამეტრები იცვლება დროში, აგრეთვე სიხშირისა და ტემპერატურის მიხედვით.

6.5,ბ სურათზე მაგალითის სახით წარმოდგენილია $K50-20$ ტიპის კონდენსატორის სრული წინაღობის (Z_c) ფარდობითი მნიშვნელობის დამოკიდებულება სიხშირეზე გარემო სივრცის 25°C ტემპერატურის დროს. პუნქტირული წრფით ნაჩვენებია იდეალური კონდენსატორის ($L_g = r_s = 0$) სიხშირული მახასიათებელი.

ზემოთ მოცემული დამოკიდებულებებიდან გამომდინარეობს, რომ $K50-20$ ტიპის კონდენსატორის გამფილტრავი უნარი იწყებს შემცირებას 10 კჰც-ზე მეტი სიხშირეების დროს, ხოლო 20 კჰც-ზე მეტი სიხშირის შემთხვევაში მისი გამოყენება აღარაა მიზანშეწონილი. ასეთ სიხშირეებზე მიზანშეწონილია ორგნული ან კერამიკული დიალექტრიკიანი კონდენსატორების გამოყენება.

არასინუსოიდური ფორმის ძაბვის პულსაციების ზემოქმედების შემთხვევაში, პულსაციების სპექტრული შემადგენლობის მიხედვით, კონდენსატორის როგორც გამფილტრავი, ისე დატვირთვის უნარიანობა იცვლება. ამიტომ ზოგიერთი ტიპის ოქსიდურ-ელექტროლიტური კონდენსატორებისათვის ზემოთ მოცემული სიხშირული დამოკიდებულებების გარდა, ტექნიკურ პასპორტში მოცემულია ნომოგრამები, რომლებიც სიხშირის გათვალისწინებით კონკრეტული არასინუსოიდური ფორმის ძაბვის დასაშვები ამპლიტუდის განსაზღვრის საშუალებას იძლევა.

ძალური ელექტრონული აპარატურის დაგეგმარების ეტაპზე, წინასწარი შეფასების გასაკეთებლად, საკმარისია კონდენსატორზე მოქმედი ძაბვის პულსაციების ძირითადი პარამონიკების გათვალისწინება ზედღების პრინციპის გამოყენებით ჩატარებული გაანგარიშების გზით. მიღებული შედეგები უნდა დაზუსტდეს ექსპერიმენტით. ამისათვის უნდა გაიზომოს დენის მოქმედი მნიშვნელობა, აგრეთვე კონდენსატორის კორპუსისა და გარემო სივრცის ტემპერატურა.

საკონტროლო შეკითხვები

- 6.1. რა ფუნქციების შესრულება ეკისრება ტრანსფორმატორებს ძალურ ელექტრონიკაში;
- 6.2. რა ფუნქციების შესრულება ეკისრება რეაქტორებს ძალურ ელექტრონიკაში;
- 6.3. რას ეწოდება გაბნევის ნაკადი და რითაა განპირობებული ასეთი ნაკადის არსებობა;
- 6.4. როგორ შეიძლება ტრანსფორმატორის ეკვივალენტური სქემის ელემენტების პარამეტრების განსაზღვრა;
- 6.5. რა უპირატესობა აქვს ტრანსფორმატორის ეკვივალენტური სქემის პარამეტრების ფარდობითი სიდიდის მიხედვით წარმოდგენას;
- 6.6. ტრანსფორმატორის ეკვივალენტური სქემის ფარდობითი პარამეტრების გაანგარიშების დროს რომელი საპასპორტო მონაცემებია გამოყენებული;
- 6.7. რას წარმოადგენს საბაზისო წინაღობა;
- 6.8. როგორ ვანგარიშობთ ტრანსფორმატორის მოკლედ შერთვის წრედის სრულ წინაღობას? აქტიურ წინაღობას? რეაქტიულ წინაღობას?
- 6.9. რას ეტოლება ტრანსფორმატორის დამაგნიტების შტოს აქტიური და ინდუქციური წინაღობების ფარდობითი სიდიდე;
- 6.10. როგორ უნდა განისაზღვროს ქსელის ამჟოლი გარდამქმნელის ტრანსფორმატორის ერთ ღეროზე განლაგებული პირველადი და მეორეული გრაგნილის აქტიური და ინდუქციური წინაღობები;
- 6.11. როგორ განისაზღვრება გარდამქმნელი დანადგარის ხვედრითი ენერგეტიკული მაჩვენებლები;
- 6.12. როგორ დავადგენთ მაგნიტოგამტარში დანაკარგების სიდიდეს სინუსოიდური ფორმის ძაბვის შემთხვევაში;
- 6.13. როგორ განისაზღვრება ხვედრითი დანაკარგები მაგნიტოგამტარში არასინუსოიდური ძაბვების შემთხვევაში;
- 6.14. რა უდევს საფუძვლად მსგავსების კრიტერიუმებს;
- 6.15. როგორი სახე აქვს მაგნიტოგამტარის მოცულობას, ტრანსფორმატორის სიმძლავრესა და ძაბვის სიხშირეს შორის დამოკიდებულებას;
- 6.16. რაზეა დამოკიდებული ზღვრული (კრიტიკული) სიხშირე;
- 6.17. რა არის საჭირო ზღვრული სიხშირის გასაზღვრისთვის;

- 6.18. რომელი მასალებია მიჩნეული ძალური ელექტრონიკის პერსპექტიულ ელექტრომაგნიტურ მასალებად და რატომ;
- 6.19. რომელი ელექტრომაგნიტური მასალების გამოყენებაა მიზანშეწონილი მცირე ენერგოტევადობის რეაქტორების დასამზადებლად;
- 6.20. რა ფაქტორები ახდენს გავლენას ცვლადი დენის კონდენსატორების მუშაობის რეჟიმზე;
- 6.21. რაზეა დამოკიდებული დანაკარგები კონდენსატორში სინუსოიდური ფორმის ძაბვის დროს;
- 6.22. როგორ იცვლება დანაკარგების კუთხის ტანგენსი არაპოლარულ კონდენსატორებში სიხშირის 50-დან 10 000 კც-მდე დიაპაზონში;
- 6.23. რაში მდგომარეობს კონდენსატორში არსებული დანაკარგების შეფასების მეთოდი არასინუსოიდური დენებისა და ძაბვების დროს;
- 6.24. რა წარმოადგენს ცვლადი დენის კონდენსატორების ხვედრითი მახასიათებლების ძირითად პარამეტრს;
- 6.25. როგორ უნდა მოხდეს ცვლადი დენის კონდენსატორების ტიპის შერჩევა;
- 6.26. რა ითვლება ცვლადი დენის კონდენსატორების ტიპის შერჩევის დროს შემზღუდ ფაქტორად;
- 6.27. რა დანიშნულებით გამოიყენება ძალურ ელექტრონიკაში ელექტროლიტური კონდენსატორები;
- 6.28. რა პარამეტრებია შეტანილი ელექტროლიტური კონდენსატორის პასპორტში;
- 6.29. რაზეა დამოკიდებული ელექტროლიტური კონდენსატორის ფილტრაციის უნარი;
- 6.30. რისი გათვალისწინებაა საჭირო ძალური ელექტრონული აპარატურის დაგეგმარების ეტაპებზე კონკრეტული ტიპის კონდენსატორის გამოყენების წინასწარი შეფასების გასაკეთებლად.

ლიტერატურა

1. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи. М.: Издательский дом «Додека-XXI», 2005.
2. Чебовский О.Г., Моисеев Л.Г., Недошивин Р.П. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник.-2-е изд., перераб. и доп. М.: Энергоатомиздат, 1985.
3. Русин Ю.С., Горский А.Н., Розанов Ю.К. Исследование зависимости объемов электромагнитных элементов от частоты // Электротехническая промышленность. Пробразовательная техника. 1983 №10.
4. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки. Справочник / В.П. Берзан, Б.Ю.: Геликман и др. Под ред. Г.С.Кучинского. М.: Энергоатомиздат, 1987.

შინაარსი

1. შესავალი.....	3
1.1. ზოგადი ცნობები.....	3
1.2. ძალური ნახევარგამტარული ხელსაწყოების კლასიფიკაცია და გამოყენების არეალი.....	5
2. ძალური არამართვადი ნახევარგამტარული გასაღებები.....	10
2.1. ნახევარგამტარული დიოდის მოქმედების პრინციპი ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი.....	10
2.2. გარდამავალი პროცესები დიოდის p-n გადასასვლელზე.....	19
2.3. ძალური დიოდების ტიპები.....	22
2.3.1. ზოგადი დანიშნულების ძალური გამმართველი დიოდები.....	23
2.3.2. სწრაფად აღდგენადი დიოდები.....	35
2.3.3. შოტკის დიოდები.....	36
2.3.4. სილიციუმის კარბიდის დიოდები.....	37
საკონტროლო შეკითხვები.....	37
3. ძალური მართვადი ნახევარგამტარული გასაღებების საბაზისო სტრუქტურები.....	40
3.1. შესავალი.....	40
3.2. ძალური ტრანზისტორული გასაღებები.....	41
3.2.1. ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორული გასაღებები (BJT).....	41
3.2.2. ძალური ველით მართვადი ტრანზისტორები იზოლირებული მართვის ელექტროდით (MOSFET).....	44
3.2.2.1. CoolMOS -ტრანზისტორის საბაზისო უჯრედის სტრუქტურა.....	48
3.2.3. ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორული გასაღები იზოლირებული ბაზით (JGBT).....	49
3.2.4. სტატიკური ინდუქციური ტრანზისტორული გასაღები (SiTr).....	53
3.3. ტირისტორები.....	54
3.3.1. ზოგადი ცნობები.....	54
3.3.2. არამართვადი ტირისტორის (დინისტორის) მოქმედების პრინციპი ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი.....	56
3.3.3. მართვადი ერთოპერაციული ტირისტორები (SCR).....	61
3.3.4. სრულად მართვადი (ოროპერაციული) ტირისტორი (GTO).....	66
3.3.5. ინდუქციური ტირისტორული გასაღები (SiTh).....	72
3.3.6. ველით მართვადი ტირისტორული გასაღები (MCT).....	75
3.3.7. სიმეტრიული ტირისტორი (სიმისტორი).....	77

საკონტროლო შეკითხვები.....	79
4. ძალური მართვადი ნახევარგამტარული გასაღებების	
მახასიათებლები და პარამეტრები.....	82
4.1. შესავალი.....	82
4.2. ძალური ტრანზისტორული გასაღებების პარამეტრები.....	84
4.3. ძალური ტირისტორული გასაღებების პარამეტრები.....	87
4.4. ძალური სრულად მართვადი ნახევარგამტარული გასაღებების მახასიათებლები და სქემების მუშაობის რეჟიმები.....	89
4.5. ძალური გასაღებების გადართვების დროს მიმდინარე გარდამავალი პროცესები.....	96
4.5.1. გარდამავალი პროცესები ერთოპერაციული ტირისტორების გადართვების დროს.....	96
4.5.2. გარდამავალი პროცესები ოროპერაციული (GTO) ტირისტორების გადართვების დროს.....	104
4.5.3. გარდამავალი პროცესები ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორული გასაღების გადართვების დროს.....	106
4.5.4. გარდამავალი პროცესები ძალური ველით მართვადი ტრანზისტორის გადართვების დროს.....	108
საკონტროლო შეკითხვები.....	109
5. ძალური ნახევარგამტარული გასაღებების მართვის სისტემები.....	113
5.1. მართვის სისტემის დანიშნულება.....	113
5.2. გარდამქმნელების მართვის სისტემის სტრუქტურული სქემები და მუშაობის ზოგადი პრინციპი.....	113
5.3. მმართველი იმპულსების მაფორმირებელთა ძირითადი ტიპები.....	117
5.4. ძალური ნახევარგამტარული გასაღებების დრაივერები.....	121
საკონტროლო შეკითხვები.....	124
6. ძალური ელექტრონიკის რეაქტიული ელემენტები და კონდენსატორები.....	126
6.1. ტრანსფორმატორები და რეაქტორები.....	126
6.2. კონდენსატორები.....	134
საკონტროლო შეკითხვები.....	139
ლიტერატურა.....	141