

ძალური ელექტრონიკა. განგარიშების საფუძვლები

თბილისი
2008

ძალური ელექტრონიკა. განგარიშების საფუძვლები. დამხმარე სახელმძღვანელო.
თბილისი, 2008

დამხმარე სახელმძღვანელოში განხილულია თანამედროვე ელექტრონული მოწყობილობების ელექტრული კვების წყაროები. გადმოცემულია კვების ბლოკების შესრულების მეთოდები და განგარიშების საფუძვლები. აღწერილია თანამედროვე ელემენტურ ბაზაზე შესრულებული აუდიო და ვიდეო აპარატურის, პერსონალური კომპიუტერების და სხვა ტიპური კვების ბლოკების სქემოტექნიკა. დასკვნითი თავი მიძღვნილია უწყვეტი კვების წყაროების აგების საკითხების მიმართ.

დამხმარე სახელმძღვანელო განკუთვნილია ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის ფაკულტეტის სტუდენტებისათვის.

შესავალი

თანამედროვე ელექტრონული აპარატურის (აუდიო და ვიდეო რადიოელექტრონული აპარატურა, პერსონალური კომპიუტერები და სხვა) შემადგენლობაში შედის ძალური კვანძები და ბლოკები. პირველ რიგში მათ მიეკუთვნება ელექტრული კვების ბლოკები. კვების ბლოკები წარმოადგენენ მეორეული ელექტროკვების წყაროებს (მმკვ), რომლებიც მიუერთდებიან რა ელექტრული ენერგიის პირველად წყაროებს (გაღვანური ელემენტი, აკუმულატორი, მზის ბატარეა, ცვლადი დენის სამრეწველო ქსელი), გარდაქმნიან პირველადი კვების წყაროს ძაბვას, რის შედეგადაც მათ გამოასახელებელზე მიიღება ელექტრონული აპარატურის ნორმალური ფუნქციონირების უზრუნველყოფი ძაბვითა კომპლექტი.

მმკვ ჩაირთვება პირველადი კვების წყაროსა და დატვირთვას შორის, რის გამოც მასზე ზემოქმედებას ახდენს როგორც პირველადი წყაროს, ისე დატვირთვის მახასიათებლების ცვალებადობასთან დაკავშირებული სხვადასხვა ფაქტორი. ამიტომ მმკვ-ის შემადგენლობაში, საკუთრივ კვების წყაროს გარდა, როგორც წესი, შედის დამატებითი მოწყობილობები, რომლებიც უზრუნველყოფენ მის ნორმალურ მუშაობას სხვადასხვა გარეგანი ზემოქმედებების დროს.

არც თუ ისე დიდი ხნის წინ ელექტრონული აპარატურის კვების ბლოკების აგება ძირითადად ხდებოდა ტრადიციული სქემის მიხედვით: ძალური ტრანსფორმატორი-გამმართველი-უწყვეტი ქმედების (წრფივი) ძაბვის სტაბილიზატორი. ბოლო პერიოდში, რადიოელექტრონული აპარატურის მინიატურიზაციის სფეროში მიღწეული პროგრესის შედეგად, ტრადიციული სქემის მიხედვით აგებული კვების ბლოკების ხვედრითი მასა, მოცულობა და მოხმარებული სიმძლავრე გაუმართლებლად დიდი აღმოჩნდა საკუთრივ ელექტრონული აპარატურის იგივე მაჩვენებლებთან შედარებით.

კვების ბლოკების მასის, გაბარიტული ზომებისა და ენერგომოხმარების შემცირების პრობლემის გადაჭრა შესაძლებელი გახდა იმპულსურ რეჟიმში მომუშავე კვების ბლოკების გამოყენებით. ასეთ კვების ბლოკებში გამოყენებული მარეგულირებელი ელემენტების გასაღებისებურ რეჟიმში ჩაყენება უზრუნველყოფს იმპულსური კვების ბლოკების მაღალი მარგი ქმედების კოეფიციენტის მიღებას (0.8..0.85, ნაცვლად 0.4..0.6-ისა ტრადიციულ სქემებში). მეორეს მხრივ, იმპულსური კვების ბლოკების მარეგულირებელი ელემენტის (ტრანზისტორის) მიერ გაბნეული სიმძლავრის შემცირების გამო, მცირდება მისი რადიატორის მასა, ხოლო სითბური რეჟიმის გაუმჯობესების შედეგად იზრდება მთლიანად მოწყობილობის მუშაობის საიმედოობა.

იმპულსური კვების ბლოკების ზომებისა და მასის შემცირება განპირობებულია აგრეთვე იმით, რომ სამრეწველო ცვლადი დენის ქსელის სიხშირეზე მომუშავე ტრანსფორმატორის ნაცვლად მასში გამოყენებულია მაღალ სიხშირეზე (რამდენიმე

ათეული კილოჰერცი) მომუშავე მცირე ზომის იმპულსური ტრანსფორმატორი. ასეთი სიხშირის დროს აღარაა საჭირო ფილტრებში დიდი ტევადობის ელექტროლიტური კონდენსატორების გამოყენება, რომელთაც მოცულობის მიხედვით მეორე ადგილი ეკავათ (ძალური ტრანსფორმატორის შემდეგ) ტრადიციულ სქემებში.

მეორეული კვების წყაროები, მათი მუშაობის სპეციფიკიდან გამომდინარე, მიეკუთვნებიან ძალურ ელექტრონულ მოწყობილობათა ჯგუფს. ძალური ელექტრონიკა არის ელექტრონული ტექნიკის სწრაფად განვითარებადი მიმართულება. მისი უპირველესი მიზანია ელექტრონული აპარატურის კვების ბლოკების მასისა და გაბარიტული ზომების მინიმიზაცია.

1. მეორეული ელემენტების წყაროების აბაზის პრინციპები

1.1. მეორეული ელემენტების წყაროების კლასიფიკაცია

მეორეული ელემენტების წყაროების (მეკწ) კლასიფიკაცია შეიძლება განხორციელდეს შემდეგი ნიშნების მიხედვით: მოქმედების პრინციპი, დანიშნულება, გამოსავალი ძაბვების არხების რაოდენობა, გამოყენებული პირველადი წყაროების სახეობა და სხვა.

მეკწ-ის ელექტროკვებისათვის გამოყენებული პირველადი წყაროების სახეობის მიხედვით მათი დაყოფა შესაძლებელია ინვერტორულ და კონვერტორულ ჯგუფებად. ინვერტორული მმპწ ახდენს ელექტრული ენერგიის პირველადი წყაროს ძაბვის როგორც სიდიდის, ისე სახის შეცვლას. ინვერტორულ მმპწ-ს მიეკუთვნება გამმართველი, რომელიც ცვლადი დენის ქსელის ძაბვას გარდაქმნის მუდმივ ძაბვად. ამავე ჯგუფში შედის გარდამქმნელი, რომელიც პირველადი ენერგიის წყაროს (მაგალითად აკუმულატორი) მუდმივ ძაბვას გარდაქმნის დატვირთვისათვის საჭირო მახასიათებლების მქონე ცვლად ძაბვად.

კონვერტორული მმპწ გამოიყენება ძაბვის მხოლოდ სიდიდის შესაცვლელად. მაგალითად, მუდმივი ძაბვის კონვერტორს შეიძლება მიეკუთვნოთ მუდმივი ძაბვის ჩვეულებრივი ელექტრონული სტაბილიზატორი, ხოლო ცვლადი ძაბვის კონვერტორს - ტრანსფორმატორი. აქვე უნდა აღინიშნოს, რომ კონვერტორის შემადგენლობაში შესაძლებელია შედიოდეს ინვენტორი და, პირიქით, ინვენტორის შემადგენლობაში შესაძლებელია შედიოდეს კონვერტორი.

მოქმედების პრინციპის მიხედვით მმპწ-ები შეიძლება დაიყოს ორ ჯგუფად: ტრანსფორმატორიანი და უტრანსფორმატორო. ტრანსფორმატორიან მმპწ-ში ცვლადი დენის ქსელის ძაბვა ტრანსფორმატორის საშუალებით შეიცვლის სიდიდეს, ხოლო შემდეგ გაიმართება და დასტაბილურდება. უტრანსფორმატორო მმპწ-ში, პირიქით, ქსელის ცვლადი ძაბვა თავდაპირველად გაიმართება, ხოლო შემდეგ გარდაიქმნება მაღალი სიხშირის ცვლად ძაბვად. მოქმედების პრინციპიდან გამომდინარე ასეთ მმპწ-ებს შეიძლება ვუწოდოთ აგრეთვე მმპწ-ები ტრანსფორმატორიანი და უტრანსფორმატორო შესასვლელით. იმის გამო, რომ უტრანსფორმატორო მმპწ-ში გარდამქმნელი იმპულსურ რეჟიმში მუშაობს, ამ სახის მმპწ-ს იმპულსურ მმპწ-საც უწოდებენ.

მეკწ-ის გამოსასვლელზე მიღებულ ძაბვათა რაოდენობის მიხედვით, მათ დაყოფას ახდენდნენ ერთარხიან და მრავალარხიან მეკწ-ებად. იმ შემთხვევაში, როდესაც მრავალარხიანი მეკწ-ის თითოეულ არხში ძაბვის სტაბილიზაცია ხდება ცალკე სტაბილიზატორით, საქმე გვაქვს მრავალარხიან მმპწ-თან ინდივიდუალური სტაბილიზაციით. მრავალარხიანი მმპწ-ის ყველა არხის გამოსავალი ძაბვის სტაბილიზაცია შეიძლება განხორციელდეს ერთი სტაბილიზატორის საშუალებით. ასეთ შემთხვევაში მას უწოდებენ მმპწ-ს ჯგუფური სტაბილიზაციით.

მმპწ-ის გამოსასვლელზე მიღებული სიმძლავრის მიხედვით მათ დაყოფას ახდენენ შემდეგ ჯგუფებად: მიკრო სიმძლავრის (1 ვტ-მდე), მცირე სიმძლავრის (1 ვტ-დან 100 ვტ-მდე), საშუალო სიმძლავრის (100 ვტ-დან 1 კვტ-მდე) და დიდი სიმძლავრის (1 კვტ-ზე მეტი) მმპწ-ებად.

1.2. მმპწ-ების ძირითადი მახასიათებლები

მმპწ-ების მახასიათებლები და პარამეტრები შეიძლება დაიყოს სამ ძირითად ჯგუფად: შესასვლელის, გამოსასვლელის და საექსპლუატაციო.

მმპწ-ების შესასვლელის ძირითად მახასიათებლებს მიეკუთვნება:

- პირველადი ელექტროკვების წყაროს ძაბვის სიდიდე და სახეობა. მაგალითად, ცვლადი დენის ძალური ქსელი ან აკუმულატორი;
- მკვებავი ძაბვის არასტაბილობა $\delta_{\text{აგ}} = \frac{\Delta U_{\text{ა}}}{U_{\text{ა}}}$;
- მკვებავი ძაბვის სიხშირე და მისი არასტაბილობა;
- ცვლადი ძაბვის წყაროს ფაზათა რიცხვი;
- მკვებავი ძაბვის პულსაციის (პარმონიკათა) დასაშვები კოეფიციენტი.

მმპწ-ის გამოსასვლელის ძირითადი მახასიათებლებია:

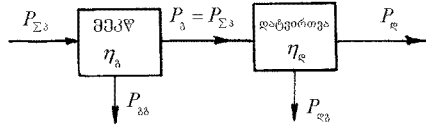
- გამოსავალი ძაბვების მნიშვნელობები;
- გამოსავალი ძაბვების არასტაბილობა $\delta_{\text{ა}} = \frac{\Delta U_{\text{ა}}}{U_{\text{ა}}}$;
- არხის დატვირთვის დენი ან გამოსავალი სიმძლავრე;
- შესავალ და გამოსავალ წრედებს შორის ელექტრული (გალვანური) იზოლაციის არსებობა (ელექტრული გართვა).
- გადატვირთვისგან ან გადამტვირთებისგან დაცვის არსებობა,

მმპწ-ების საექსპლუატაციო მახასიათებლებია:

- მუშა ტემპერატურული დიაპაზონი;
- ფარდობითი სინესტის დასაშვები მნიშვნელობა;
- გარემოს წნევის ცვლილების დასაშვები დიაპაზონი;
- მექანიკური დატვირთვების დასაშვები სიდიდე;
- მმპწ-ის მარგი ქმედების კოეფიციენტი (მქკ);
- ხვედრითი სიმძლავრე;
- საიმედოობა.

მმპწ-ების საექსპლუატაციო პარამეტრებიდან განსაკუთრებული ყურადღება ექცევა მმპ-ს, ხვედრით სიმძლავრესა და საიმედოობას.

მძპ-ით ხდება მძპწ-ს მუშაობის ეფექტურობის შეფასება. ამ მიზნით გამოიყენოთ 1.1 სურათზე ნაჩვენები სქემა.



სურ. 1.1. დატვირთული მძპწ-ის გამარტივებული სქემა

პირველადი კვების წყაროდან მძპწ-ის შესასვლელს მიეწოდება სიმძლავრე. ამ სიმძლავრის ნაწილი $P_{გგ}$ გაიბნევა მძპწ-ში, ხოლო მეორე ნაწილი P_g მიეწოდება დატვირთვას. მძპწ-ის (გარდამქმნელის) მძპ η_g შესაძლებელია განისაზღვროს ფორმულით:

$$\eta_g = \frac{P_g}{P_{\Sigma g}} = \frac{P_g}{P_g + P_{გგ}}. \quad (1.1)$$

დატვირთვისადმი გადაცემული სრული სიმძლავრე $P_{\Sigma с}$ მძპწ-ის გამოსავალი სიმძლავრის $P_с$ ტოლია. ამ სიმძლავრის ნაწილი გაიბნევა დატვირთვაში, ხოლო მეორე ნაწილი $P_сг$ წარმოადგენს დატვირთვის სასარგებლო სიმძლავრეს. დატვირთვის მძპ შეიძლება განისაზღვროს ფორმულით:

$$\eta_с = \frac{P_сг}{P_{\Sigma с}} = \frac{P_сг}{P_с + P_{გგ}}. \quad (1.2)$$

დატვირთვასა და მძპწ-ში (გარდამქმნელში) გაბნეული სიმძლავრეები შესაძლებელია განესაზღვროთ გამოსახულებიდან:

$$P_{გგ} = P_g \frac{1-\eta_с}{\eta_с}, \quad P_{сг} = P_с \frac{1-\eta_g}{\eta_g \eta_с}. \quad (1.3)$$

კვების სისტემაში გაბნეული ჯამური სიმძლავრე

$$P_{გგ} = P_{გგ} + P_{сг} = P_с \frac{1-\eta_g \eta_с}{\eta_g \eta_с}. \quad (1.4)$$

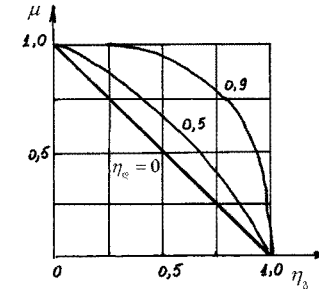
მძპწ-ს ეფექტურობა შესაძლებელია განისაზღვროს მასში გაბნეული სიმძლავრის ფარდობით სისტემაში გაბნეულ ჯამურ სიმძლავრესთან

$$\mu = \frac{P_{გგ}}{P_{\Sigma г}} = \frac{1-\eta_g}{1-\eta_g \eta_с}, \quad (1.5)$$

რაც საშუალებას იძლევა მიახლოებით შეფასდეს სისტემის საერთო ზომების ფარგლებში მძპწ-ს ზომების ფარდობითი სიდიდე.

$\mu = f(\eta_с)$ დამოკიდებულების გრაფიკი $\eta_с$ -ს სხვადასხვა მნიშვნელობის დროს მოცემულია 1.2 სურათზე.

$\eta_с = 0$ შესაბამისი წრფეწირი შესაბამისაა ისეთი ტიპის დატვირთვას, რომელშიც სრული მოთხოვნილი სიმძლავრე თითქმის მთლიანად სითბური ენერგიის სახით გამოიყოფა (მაგალითად ეგმ). ასეთ შემთხვევაში, რაც უფრო მაღალია მძპწ-ს ეფექტურობა, მით უფრო მცირეა მისი მოცულობა სისტემის სრული მოცულობის ფარგლებში. თუ დატვირთვის მძპ $\eta_с = 0,75$, ხოლო მძპწ-ს მძპ $\eta_g = 0,75$, მაშინ მძპწ-ში გაბნეული სიმძლავრე შეადგენს საერთო გაბნეული სიმძლავრის დაახლოებით 57%-ს და მძპწ-ს ზომები ვერ იქნება დატვირთვის ზომებზე ნაკლები, რადგან მძპწ-ში ხდება მხოლოდ 7%-ით მეტი სიმძლავრის გაბნევა, ვიდრე დატვირთვაში.



სურ 1.2 მძპწ-ს ეფექტურობისა და მძპ-ის დამოკიდებულების გრაფიკი

უნდა აღინიშნოს, რომ მძპწ-ს მძპ-ის 0,5-დან 0,7-მდე გაზრდა იწვევს მასში სითბური დანაკარგის თითქმის 3-ჯერ შემცირებას, თუ $\eta_с = 0$. ამის პროპორციულად მოხდება მძპწ-ს მოცულობის შემცირებაც, რადგან გაბნეული სიმძლავრე P_g გაზრდების ზედპირული ფართის სიდიდით განისაზღვრება. ამავე დროს, მძპწ-ს მძპ-ის შეზღუდვას განაპირობებს სხვა ფაქტორების გავლენაც. ასე, მაგალითად, უწყვეტი ქმედების (წრფივი) სტაბილიზატორების მძპ დამოკიდებულია გამოსავალი ძაბვისა და შესასვლელზე მოქმედი ძაბვების ფარდობაზე

$$\eta = \frac{U_с}{U_g}, \quad (1.5)$$

ხოლო იმპულსური სტაბილიზატორების მძპ – შესასვლელზე მოქმედი ძაბვის მინიმალური და მაქსიმალური მნიშვნელობების ფარდობაზე

$$\eta \approx \frac{0,78 U_{\min}}{U_{\max}}. \quad (1.6)$$

(1.6)-ის თანახმად, თუ $U_{\min} = U_{\max}$, მაშინ $\eta \approx 0,78$.

მმპწ-ს ხვედრითი სიმძლავრე განისაზღვრება დატვირთვისადმი გადაცემული სიმძლავრისა და მმპწ-ს მოცულობის ფარდობით

$$P_{\%} = \frac{P_{\Delta}}{V}. \quad (1.7)$$

მმპწ-ს მოცულობა გამაგრებელი ზედაპირის ფართობის პროპორციულია

$$V = aS, \quad (1.8)$$

სადაც a - პროპორციულობის კოეფიციენტი;

S - გამაგრებელი ზედაპირის ფართობი.

გაგრძელებისათვის საჭირო ზედაპირული ფართი მმპწ-ში გაბნეული სიმძლავრის $P_{\Delta\Delta}$ სიდიდესა და გაგრძელების პირობებზე დამოკიდებული

$$S = S_{\sigma} P_{\Delta\Delta}, \quad (1.9)$$

აქ S_{σ} - 1 ვტ სიმძლავრის გაბნევისათვის საჭირო ზედაპირის ფართობია.

მასაშადამე

$$P_{\%} = \frac{P_{\Delta}}{aS_{\sigma}P_{\Delta\Delta}} = \frac{1}{aS_{\sigma}} \cdot \frac{\eta_{\Delta}}{1-\eta_{\Delta}}. \quad (1.10)$$

თანამედროვე მმპწ-ების საუკეთესო ნიმუშების მძკ აღწევს 0,9-მდე, ხოლო ხვედრითი სიმძლავრე -250 ვტ/დმ²-მდე.

ელექტროკვების წყაროებს გაზრდილი მოთხოვნები წაყენებათ მუშაობის საიმედოობაზე. მმპწ-ების მტკუნება შეიძლება გამოიწვიოს: სქემის ელემენტების კატასტროფულმა მტკუნებამ, არასწორმა მოთხოვნებმა შესავალი (მკვებავი) და გამოსავალი ძაბვების ხარისხის მიმართ, სქემის შერჩევისა და ცალკეული კვანძების დაპროექტების დროს დაშვებულმა შეცდომებმა, მმპწ-ს უხარისხო დაშვებებმა და არასწორმა ექსპლუატაციამ.

მმპწ-ს საიმედო მუშაობისთვის საჭირო საფუძვლის ჩაყრა მისი დამუშავების ეტაპზე უნდა მოხდეს. ამისათვის აუცილებელია:

- მმპწ-ს სტრუქტურული სქემის გულდასმითი და დასაბუთებული შერჩევა;
- ელემენტთა ბაზის დასაბუთებული შერჩევა. ზღვრული რეჟიმებისა და პარამეტრების გათვალისწინება;
- სითბოარინების უზრუნველყოფი კონსტრუქციის შექმნა. კონსტრუქციაში გაერმთლიანებულ ელემენტებთან და კვანძებთან თავისუფალი შეღწევის უზრუნველყოფა;
- კლიმატურ და მექანიკურ ზემოქმედებაზე მაკეტის ყოველმხრივი გამოცდის ჩატარება;

მმპწ-ს სტრუქტურული სქემის შერჩევა უნდა განხორციელდეს მუშაობის სიმედობაზე გაზრდილი მოთხოვნების მიხედვით. გათვალისწინებული უნდა იყოს მისი აღჭურვა დაცვის მოწყობილობებით, რომლებიც არ მონაწილეობენ მმპწ-ს მუშა რეჟიმის

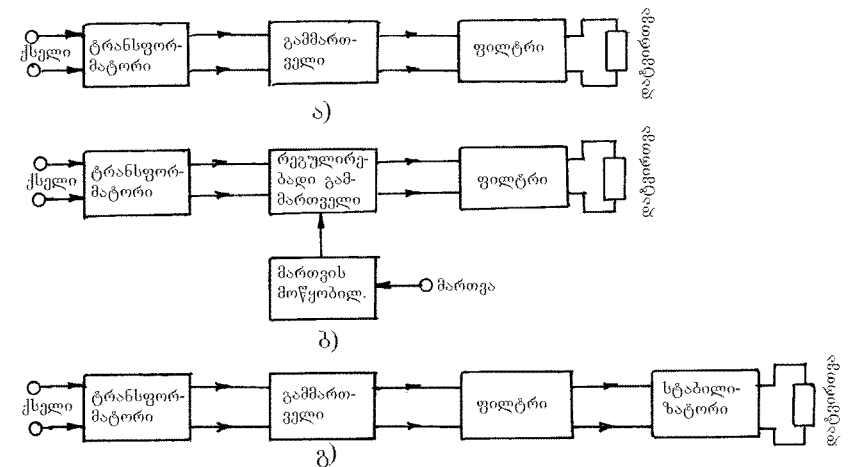
უზრუნველყოფაში, მაგრამ ემსახურებიან მუშაობის საიმედოობის გაზრდას. მათ ფუნქციაში შედის:

- ძალური ელემენტების – ტრანზისტორები, დიოდები, ტირისტორები და სხვა. დაცვა;
- მმპწ-ს მოკლედ ჩართვისგან ან დატვირთვის სრული გათიშვისგან დაცვა;
- მკვებავი (შესავალი) ძაბვის შესაძლო ამაღლებისგან ან შემცირებისგან დაცვა;
- გარემოს ტემპერატურის მომატების დროს დაცვის განხორციელება.

1.3. მმპწ-ების ტიპური სტრუქტურული სქემები

მმპწ-ს სტრუქტურა ელექტრული ენერგიის პირველადი წყაროს სახეობაზეა დამოკიდებული. პირველადი წყაროები შეიძლება დავეოთ ორ ჯგუფად: ცვლადი ძაბვის წყაროები და მუდმივი ძაბვის წყაროები. ცვლადი ძაბვის წყაროები ჩვეულებრივ გამოიმუშავენ პარმონიული (სინუსოიდური) ფორმის 50,400 ან 1000 ჰც სიხშირისა და 110; 127, 220 ან 380 ვ ცვლად ძაბვებს. მუდმივი ძაბვის წყაროდ გამოიყენება აკუმულატორის ბატარეა ან მზის ბატარეა. აკუმულატორის ბატარეები ჩვეულებრივ იძლევიან 6,12,24 ან 48 ვ-ის ტოლი მუდმივი ძაბვის ფიქსირებულ სიდიდეებს.

1.3 სურათზე მოცემულია მმპწ-ს სტრუქტურული სქემები, როდესაც ელექტრული ენერგიის პირველად წყაროდ ცვლადი დენის ქსელია გამოყენებული. ამ სახის მმპწ-ები შეიძლება დაიყოს სამ ჯგუფად: არარეგულირებადი, რეგულირებადი და სტაბილიზებული.

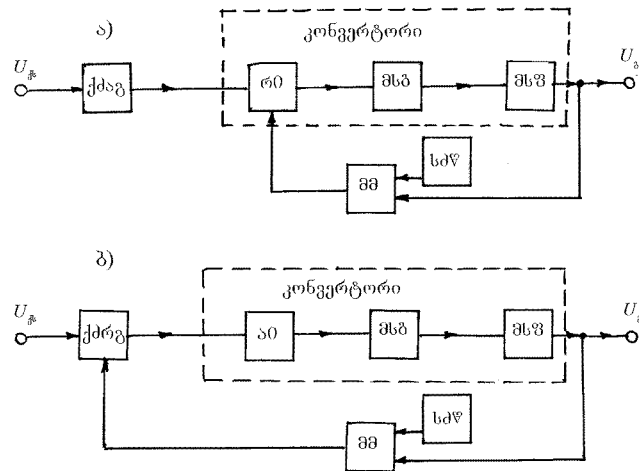


სურ. 1.3 ქსელის ტრანსფორმატორიანი მმპწ-ს სტრუქტურული სქემები: არარეგულირებადი გამართველით (ა), რეგულირებადი გამართველით (ბ), სტაბილიზატორით (გ)

არარეგულირებადი მძკ-ს სტრუქტურულ სქემაში (სურ. 13, ა) შედის: ქსელის ძალური ტრანსფორმატორი, არარეგულირებადი გამმართველი და პულსაციითა ფილტრი. ეს არის უმარტივესი სქემა და იგი გამოიყენება მხოლოდ ისეთი მძკ-ების შესაქმნელად, რომელთაც არ წაეყენებათ გაზრდილი მოთხოვნები ხვედრითი სიმძლავრის სიდიდისა და გამოსავალი ძაბვის ხარისხზე.

როდესაც მძკ-ს გამოსავალი ძაბვის სიდიდის შეცვლაა საჭირო, მაშინ სტრუქტურულ სქემაში აუცილებელია რეგულირებადი გამმართველის გამოყენება (სურ. 13, ბ). გამოსავალი ძაბვის სარეგულირებლად ძირითადად ტირისტორული გამმართველი გამოიყენება. ასეთი მძკ-ს ნაკლია ის, რომ ქსელის ძაბვის შეცვლის დროს გამოსავალი ძაბვის პერიოდული შესწორება უნდა მოახდინოს ოპერატორმა. ეს ნაკლი აღმოფხვრილია მძკ-ს სტაბილიზატორიან სტრუქტურულ სქემაში, რომელიც 13, გ სურათზეა მოცემული. ასეთი სქემის მიხედვით აწეობილი მძკ-ს ნაკლია ხვედრითი სიმძლავრის დაბალი სიდიდე, რაც გამოწვეულია ქსელის ტრანსფორმატორისა და უწყვეტი ქმედების სტაბილიზატორის დიდი გაბარიტული ზომებით.

მძკ-ების მძკ-ისა და ხვედრითი სიმძლავრის გაუმჯობესებისაკენ მისწრაფებამ განაპირობა იმპულსური მძკ-ების შექმნა. ასეთი მძკ-ების სტრუქტურული სქემები 14 სურათზეა მოცემული.



სურ. 14. იმპულსური მძკ-ების სტრუქტურული სქემები: რეგულირებადი ინვერტორით (ა), ქსელის ძაბვის რეგულირებადი გამმართველით (ბ)

14, ა სურათზე ნაჩვენებ სტრუქტურულ სქემაში გამოყენებულია ქსელის ცვლადი ძაბვის არარეგულირებადი გამმართველი (ქძაბ) და გამართული ძაბვის კონვერტორი.

კონვერტორი შედგება მაღალ სიხშირეზე (20...100 კჰც) მომუშავე რეგულირებადი ინვერტორისაგან (რი), მაღალი სიხშირის გამმართველისაგან (მსბ) და მაღალი სიხშირის ფილტრისაგან (მსშ). გამოსავალი ძაბვის სტაბილიზაციას ანხორციელებს უკუკავშირის წრედში ჩართული მართვის მოწყობილობა (მმ).

მართვის მოწყობილობა ახდენს მძკ-ს გამოსავალი ძაბვის შედარებას საყრდენი ძაბვის წყაროს (სტაბილური ძაბვის წყარო) ძაბვასთან. ამ ძაბვითა სხვაობა, რომელსაც გაუთანხმების ძაბვას უწოდებენ, გამოიყენება რი-ის სიხშირის სარეგულირებლად ($f = var$) ან იმპულსთა სიმენხრის სარეგულირებლად უცვლელი სიხშირის დროს.

14, ბ სურათზე ნაჩვენებ სტრუქტურულ სქემაში გამოყენებულია ქსელის ძაბვის რეგულირებადი გამმართველი (ქძრგ) და არარეგულირებადი ინვერტორი (აი). ამ სქემის სხვა კვანძების ფუნქცია რჩება იგივე, როგორც ეს იყო ზემოაღნიშნულ სქემაში. გამოსავალი ძაბვის სტაბილიზაციას ასეთ სქემაში უზრუნველყოფს ქძრგ, რომელიც აი-ს აწვდის უკუკავშირის წრედში ჩართული მართვის მოწყობილობით ნაკარნახევ რეგულირებად ძაბვას.

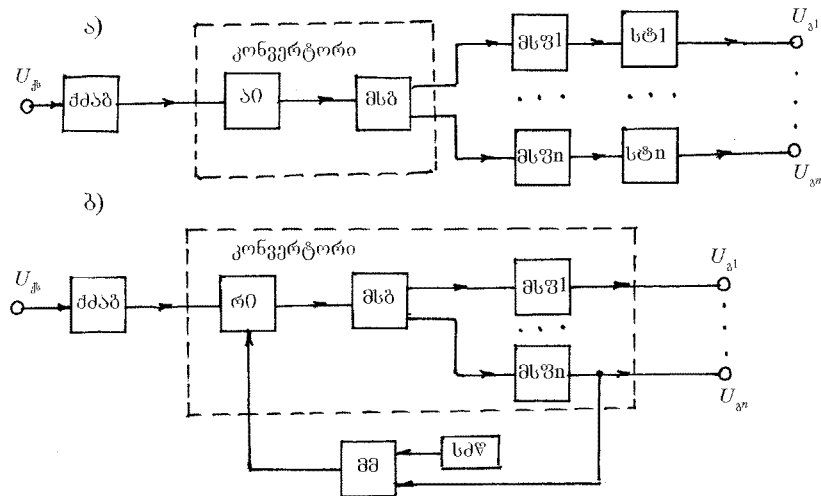
14, ა სურათზე წარმოდგენილი სტრუქტურული სქემის მიხედვით აწეობილი მძკ-ში ინვერტორის გაანგარიშება უნდა მოხდეს ქსელის ძაბვის (220 ვ/380 ვ) გამართვის შედეგად მიღებული ძაბვის შესაბამისად, რომელიც ერთფაზა ქსელის შემთხვევაში დაახლოებით 300 ვ-ის ტოლია, ხოლო სამფაზა ქსელის შემთხვევაში დაახლოებით - 530 ვ. გარდა ამისა, რი-ს სიხშირის ან იმპულსთა სიმენხრის ცვალებადობა იწვევს გამოსავალი ძაბვის ფილტრაციის ხარისხის გაუარესებას. ამის გამო, იზრდება მსშ-ს გაბარიტული ზომები, რადგან ფილტრის ელემენტთა პარამეტრების გაანგარიშება, დატვირთვის დენის უწყვეტობის შესანარჩუნებლად, უნდა მოხდეს იმპულსთა შევსების კოეფიციენტის მინიმალური სიდიდის γ_{min} მიხედვით.

14, ბ სურათზე წარმოდგენილი სქემის ღირსებაა ის, რომ აქ შეთავსებულია გამართული ძაბვის გარდაქმნა და გამოსავალი ძაბვის სტაბილიზაცია. ამით მარტივდება მართვის მოწყობილობის (მმ) სქემა ძალური მართვადი გასაღებების რაოდენობის შემცირების ხარჯზე. გარდა ამისა, პაუზის არსებობის შედეგად გამოირიცხება ინვერტორის გასაღებებში გამჭოლი დენების აღძვრის შესაძლებლობა.

14, ბ სურათზე ნაჩვენებ სტრუქტურული სქემის ღირსებაა ინვერტორის შემცირებულ ძაბვაზე მუშაობის შესაძლებლობა (130... 200 ვ), რაც მნიშვნელოვნად ამსუბუქებს ინვერტორში გამოყენებული ტრანზისტორული გასაღებების მუშა რეჟიმს. გარდა ამისა, სქემას შეუძლია იმუშაოს იმპულსთა შევსების კოეფიციენტის მაქსიმალური სიდიდის γ_{max} პირობებში, რითაც უმჯობესდება გამოსავალი ძაბვის ფილტრაციის პირობები და მცირდება ფილტრის გაბარიტული ზომები.

15 სურათზე მოცემულია მრავალარხიანი მძკ-ების სტრუქტურული სქემები. ორივე სქემაში გამოყენებულია ქსელის ძაბვის არარეგულირებადი გამმართველი (ქძაბ).

1.5. ა სურათზე ნაჩვენებ სტრუქტურულ სქემაში გამოყენებულია არარეგულირებადი ინვერტორი (აი) და არხების ინდივიდუალური სტაბილიზატორები (სტ1... სტn). ასეთი სქემა გამოიყენება გამოსავალი არხების მცირე რაოდენობის დროს. დიდი რაოდენობის არხების შემთხვევაში ეს სქემა არაეკონომიურია.



სურ. 1.5. მრავალმხრიანი მძძვ-ს სტრუქტურული სქემები: ინდივიდუალური სტაბილიზაციით (ა), ჯგუფური სტაბილიზაციით (ბ)

1.5. ბ სურათზე ნაჩვენებ სქემა მუშაობს გამოსავალი ძაბვების ჯგუფური სტაბილიზაციის პრინციპზე. ამ მიზნით სქემაში გამოყენებულია რეგულირებადი ინვერტორი (რი), რომლის მართვას ანხორციელებს ერთ-ერთი არხის ძაბვა. სხვა არხების გამოსავალი ძაბვების სტაბილიზაცია ამ შემთხვევაში უარესდება უკუკავშირის არარსებობის გამო. ამ არხებში ძაბვის სტაბილიზაციის ხარისხის გასაუმჯობესებლად შეიძლება გამოყენებულ იქნეს ინდივიდუალური სტაბილიზატორები ისე, როგორც ეს 1.5, ა სურათზეა ნაჩვენები.

2. ძაბვის სტაბილიზატორები და მათი შემოსულების სქემოტექნიკა

2.1 სტაბილიზატორების სახეები, მახასიათებლები და პარამეტრები

ძაბვის სტაბილიზატორი ეწოდება მოწყობილობას, რომელიც უზრუნველყოფს დატვირთვაზე ძაბვის უცვლელი სიდიდის შენარჩუნებას (განსაზღვრული სიზუსტით). დატვირთვაზე ძაბვის ცვლილება შეიძლება გამოწვეული იყოს სხვადასხვა მიზეზით: პირველადი კვების წყაროს ძაბვის რყევადობით, დატვირთვის ცვლილებით, გარემო სივრცის ტემპერატურის ცვლილებით და სხვა.

მოქმედების პრინციპის მიხედვით ერთმანეთისგან უნდა განვასხვავოთ პარამეტრული და კომპენსაციური სტაბილიზატორები. თავის მხრივ, პარამეტრული სტაბილიზატორები შესაძლებელია იყოს ერთკასკადიანი, მრავალკასკადიანი და ბოგური. კომპენსაციური სტაბილიზატორები შესაძლებელია იყოს უწყვეტი და იმპულსური რეგულირებით, როგორც მიმდევრობითი, ისე პარალელური ტიპის.

პარამეტრული სტაბილიზატორები ძაბვის სტაბილიზაციას ახდენენ შემდეგი ნახევარგამტარული ხელსაწყოების პარამეტრების (წინაღობის) ცვლილების ხარჯზე: სტაბილიტრონები, სტაბისტორები, ტრანზისტორები და სხვა.

კომპენსაციური სტაბილიზატორები წარმოადგენენ დატვირთვაზე ძაბვის მარეგულირებელ შეკრულ სისტემებს. ასეთი სტაბილიზატორების გამოსავალი ძაბვა იმ სტაბილური საყრდენი ძაბვის ტოლი ან პროპორციულია, რომელიც მიიღება ერთ-ერთი ტიპის პარამეტრული სტაბილიზატორის საშუალებით. კომპენსაციურ სტაბილიზატორში გამოიყენება მარეგულირებელი ელემენტი (ჩვეულებრივ ტრანზისტორი), რომელიც ჩაირთვება დატვირთვის მიმდევრობით ან პარალელურად. მარეგულირებელი ელემენტი შესაძლებელია მუშაობდეს უწყვეტ ან გასაღებისებურ რეჟიმში. იმპულსურ სტაბილიზატორებში გამოიყენება მარეგულირებელი ელემენტის გასაღებისებური რეჟიმი. უწყვეტი ქედების (წრფივი) სტაბილიზატორებში მარეგულირებელი ელემენტი უწყვეტ (მაძლიერებელ) რეჟიმში მუშაობს.

გამოსავალი სიმძლავრის მიხედვით სტაბილიზატორები შეიძლება დაიყოს სამ ჯგუფად: მცირე სიმძლავრის (1 ვტ-მდე), საშუალო სიმძლავრის (1 ვტ-დან 250-მდე) და დიდი სიმძლავრის (250 ვტ-ზე მეტი). მცირე სიმძლავრის სტაბილიზატორები გამოიყენება გამზომ ტექნიკაში, ანალოგურ-ციფრულ და ციფრულ-ანალოგურ გარდამქმნელებში. საშუალო სიმძლავრის სტაბილიზატორები გამოიყენება მცირე ეგზისა და სხვადასხვა მცირე სიმძლავრის რადიოელექტრონული აპარატურის კვებისათვის. დიდი სიმძლავრის სტაბილიზატორები გამოიყენება ლაზერული დანადგარების, ელექტრონული მიკროსკოპის და სხვა კვებისათვის.

დატვირთვაზე ძაბვის უცვლელი შენარჩუნების სიზუსტის მიხედვით არსებობს პრეციზიული (ძაბვის ცვლილება არ აღემატება 0.005%-ს), ზუსტი (ძაბვის ცვლილება 0.1-

დან 0,005%-მდე) და დაბალი სიზუსტის (ძაბვის ცვლილება 1-დან 0,1-მდე). პრეციზიულ სტაბილიზატორებში ძაბვის უცვლელი სიდიდის მაღალი სიზუსტით შენარჩუნებისათვის გამოყენებულია სპეციალური მოწყობილობა, რომელიც გამორიცხავს გარემო სივრცის ტემპერატურის ცვლილების გავლენას (თერმოსტატები ან კრიოსტატები).

ძაბვის სტაბილიზატორების პარამეტრები. პარამეტრების მიხედვით ხდება ძაბვის სტაბილიზატორების მუშაობის ხარისხის შეფასება და შერჩევა ელექტრონული აპარატურის მიერ კვების წყაროს მიმართ წაყენებული მოთხოვნების შესაბამისად. ძაბვის სტაბილიზატორების ძირითადი საექსპლუატაციო პარამეტრებია: გამოსავალი ძაბვის ნორმალური მნიშვნელობა $U_{\text{გვ}}$, შესასვლელზე მოქმედი ძაბვის მინიმალური U_{min} და მაქსიმალური U_{max} მნიშვნელობები, დატვირთვის დენის ცვალებადობის დიაპაზონი U_{min} და U_{max} , მარგი ქმედების კოეფიციენტი (მძკ) $\eta_{\text{გ}}$, ძაბვის არასტაბილობის კოეფიციენტი $K_{\text{ს}}$ და დენის არასტაბილობის კოეფიციენტი $K_{\text{დ}}$, პულსაციის გასწორების (გაგლუვების) კოეფიციენტი $K_{\text{გ}}$ და სწრაფქმედება.

საექსპლუატაციო პარამეტრების გარდა, სტაბილიზატორების დაპროექტების დროს გამოიყენება მათი საანგარიშო პარამეტრები. ეს პარამეტრებია: გამოსასვლელის დიფერენციალური წინაღობა $r_{\text{გ}}$, ძაბვის ტემპერატურული კოეფიციენტი (ძტკ), ხმაურის ძაბვა $U_{\text{ხ}}$, გამოსავალი ძაბვის დროითი დრეიფი $\Delta u_{\text{გ}}$.

სტაბილიზაციის ნომინალური ძაბვა $U_{\text{გ}}$ - ესაა სტაბილიზატორის გამოსავალი ძაბვა მისი ნომინალურ პირობებში ექსპლუატაციის დროს (შესავალი ძაბვის განსაზღვრული მნიშვნელობა, დატვირთვის დენის მოცემული სიდიდე, გარემო სივრცის დამყარებული ტემპერატურა). თუ სტაბილიზატორი გამოსავალი ძაბვის რეგულირების საშუალებას იძლევა, მაშინ უნდა მიეთითოს გამოსავალი ძაბვის რეგულირების (ცვლილების) შესაძლო დიაპაზონი U_{gmin} და U_{gmax} .

შესავალი ძაბვის $u_{\text{გ}}$ ცვლილების დიაპაზონი საშუალებას იძლევა დადგინდეს სტაბილიზატორის შესავალი ძაბვის მაქსიმალური და მინიმალური მნიშვნელობები, რომლის დროსაც შენარჩუნებულია გამოსავალი ძაბვის სტაბილობა (დამაკმაყოფილებელი სიზუსტით).

დატვირთვის დენის $I_{\text{დ}}$ ცვლილების დიაპაზონი განსაზღვრავს დატვირთვის დენის ცვლილების საზღვრებს, რომლის დროსაც შენარჩუნებულია სტაბილიზატორის გამოსავალი ძაბვის სტაბილობა (დამაკმაყოფილებელი სიზუსტით).

სტაბილიზატორის მძკ - ესაა სტაბილიზატორის მიერ დატვირთვისადმი გადაცემული სიმძლავრის შეფარდება კვების პირველადი წყაროდან მოთხოვნილ სრულ სიმძლავრესთან P :

$$\eta_{\text{გ}} = \frac{P_{\text{გ}}}{P}.$$

გამოსავალი ძაბვის არასტაბილობის კოეფიციენტი $K_{\text{ს}}$ - ესაა გამოსავალი ძაბვის ფარდობითი ცვლილების $\Delta U_{\text{გ}}/U_{\text{გ}}$ შეფარდება ამ ცვლილების გამომწვევი შესავალი ძაბვის ცვლილებასთან $\Delta U_{\text{გ}}$:

$$K_{\text{ს}} = \Delta U_{\text{გ}}/(U_{\text{გ}}\Delta U_{\text{გ}}), \%/\text{ვ}.$$

გამოსავალი დენის არასტაბილობის კოეფიციენტი $K_{\text{დ}}$ - ესაა გამოსავალი ძაბვის ფარდობითი ცვლილების $\Delta U_{\text{გ}}/U_{\text{გ}}$ შეფარდება ამ ცვლილების გამომწვევი დატვირთვის დენის ფარდობით ცვლილებასთან $\Delta I_{\text{დ}}/I_{\text{დ}}$:

$$K_{\text{დ}} = \Delta U_{\text{გ}}I_{\text{დ}}/(U_{\text{გ}}\Delta I_{\text{დ}}).$$

პულსაციის გასწორების კოეფიციენტი $K_{\text{გ}}$ - ესაა შესავალი ძაბვის პულსაციის მაქსიმალური (ამპლიტუდური) მნიშვნელობის შეფარდება გამოსავალი ძაბვის პულსაციის მაქსიმალურ (ამპლიტუდურ) მნიშვნელობასთან:

$$K_{\text{გ}} = U_{\text{გ}}/U_{\text{გმ}}.$$

სტაბილიზატორის სწრაფქმედება განისაზღვრება დროის ინტერვალთ, რომელიც ესაჭიროება გამოსავალ ძაბვას დამყარებულ მნიშვნელობამდე მისაღწევად შესავალი ძაბვის ან დატვირთვის დენის ნახტომისებური ცვლილების დროს.

სტაბილიზატორის გამოსასვლელის დიფერენციალური წინაღობა $r_{\text{გ}}$ - ესაა გამოსავალი ძაბვის ნაზრდის $\Delta u_{\text{გ}}$ შეფარდება დატვირთვის დენის ნაზრდთან $\Delta I_{\text{დ}}$:

$$r_{\text{გ}} = \frac{\Delta U_{\text{გ}}}{\Delta I_{\text{დ}}}$$

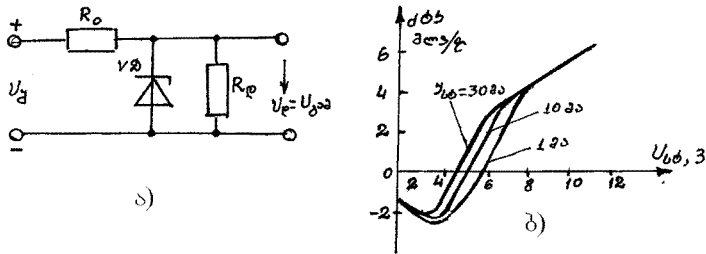
ძაბვის ტემპერატურული კოეფიციენტი - ესაა გამოსავალი ძაბვის ფარდობითი ცვლილების შეფარდება ამ ცვლილების გამომწვევი გარემო სივრცის ტემპერატურის ცვლილებასთან ΔT :

$$\text{ძტკ} = \Delta U_{\text{გ}}/(\Delta T U_{\text{გ}}), \%/^{\circ}\text{C}.$$

2.2. ძაბვის პარამეტრული სტაბილიზატორები

ძაბვის პარამეტრული სტაბილიზატორის ძირითადი მუშა ელემენტია სტაბილიტრონი ან სტაბისტორი. ძაბვის სტაბილიზაციის მიზნით გამოყენებულია სტაბილიტრონის ვოლტ-ამპერული მაზახიათებლის უკუშტო ან სტაბისტორის ვოლტ-ამპერული მაზახიათებლის პირდაპირი შტო.

სტაბილიტრონისათვის მუშა რეჟიმს ელექტრონული ზეგავური გარღვევის რეჟიმი წარმოადგენს, რომლის დროსაც სტაბილიტრონის დენის ფართო დიაპაზონში ცვლილების დროს მასზე არსებული ძაბვის ვარდნა უმნიშვნელოდ იცვლება. გარღვევის რეჟიმში სტაბილიტრონში გამავალი დენის შეზღუდვის მიზნით მის მიმდევრობით ჩართუვა და დენის შემზღუდი წინაღობა. სტაბილიტრონის ჩართვის ტიპური სქემა ნაჩვენებია 2.1 სურათზე.



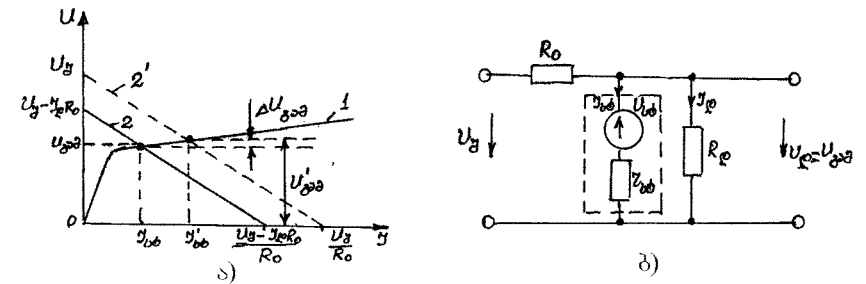
სურ. 2.1. სტაბილიტრონის ჩართვის ტიპური სქემა (ა), სტაბილიტრონის ძტპ-ს დამოკიდებულება სტაბილიტრონის დენსა და ძაბვაზე

სტაბილიზაციის ძტპ დამოკიდებულია როგორც სტაბილიტრონში გამავალი დენის სიდიდეზე, ისე სტაბილიზაციის ძაბვაზე. ამ დამოკიდებულების ხასიათი ნაჩვენებია 2.1, ბ სურათზე, საიდანაც ჩანს, რომ სტაბილიზაციის ძაბვის მცირე სიდიდეების დროს (5 ვ-ზე ნაკლები) ძტპ უარყოფითი ნიშნისაა და დაახლოებით 10 მა დენის დროს შეადგენს - 2,1 მვ/°C-ს. 6 ვ-ზე მეტი სიდიდის სტაბილიზაციის ძაბვის დროს ძტპ დადებითი ნიშნისაა და $U_{ა\delta}=10$ ვ-ის დროს იგი უტოლდება 6 მვ/°C-ს. სტაბილიტრონის დენის სათანადო შერჩევის შედეგად შესაძლებელია მიღწეული იქნეს ძტპ-ს ნულოვანი მნიშვნელობა.

2.1, ა სურათზე ნაჩვენებია ერთკასკადიანი პარამეტრული სტაბილიზატორის მოქმედების პრინციპი შემდეგში მდგომარეობს. შესავალი ძაბვა $U_ა$ შემზღუდი R_0 წინაღობის საშუალებით მიეწოდება პარალელურად შეერთებულ VD სტაბილიტრონსა და $R_დ$ დატვირთვას. იმის გამო, რომ ძაბვა სტაბილიტრონზე უმნიშვნელოდ იცვლება, უმნიშვნელოდ უნდა შეიცვალოს დატვირთვაზე მოქმედი ძაბვა. შესავალი ძაბვის შეცვლისას შესაბამისი ძაბვის ნახრდი $\pm \Delta U_ა$ პრაქტიკულად მთლიანად R_0 წინაღობას გადაეცემა და გამოიწვევს მასში გამავალი დენის შესაბამის ცვლილებას. დენის ნახრდი გაივლის სტაბილიტრონში, ხოლო დატვირთვაში გამავალი დენი პრაქტიკულად უცვლელი დარჩება.

სტაბილიზატორის პარამეტრების გაანგარიშება მოვახდინოთ გრაფო-ანალიზური მეთოდის გამოყენებით. 2.2 სურათზე ნაჩვენებია სტაბილიტრონის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი (წირი 1) და დატვირთვის წრფე (წირი 2).

როდესაც დატვირთვა გათიშულია (ე.ი. $I_დ=0$), მაშინ დატვირთვის წრფე (2') ერთმანეთთან აერთებს $U=U_ა$ და $I=\frac{U_ა}{R_0}$ წერტილებს. დატვირთვის მიერთების შემდეგ ($I_დ \neq 0$) ეს წრფე გადაადგილდება საწყისი მდებარეობის პარალელურად ქვემოთკენ და დაიკავებს 2 წრფის მდებარეობას. დატვირთვის წრფე ამ შემთხვევაში შეაერთებს $U=U_ა-I_დ R_0$ და $I=(U_ა-I_დ R_0)/R_0$ წერტილებს



სურ. 2.2. ერთკასკადიანი სტაბილიზატორის ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი (ა) და მისი ჩანაცვლების სქემა (ბ)

სტაბილიტრონის მუშა მდგომარეობა განისაზღვრება სტაბილიტრონის ვოლტ-ამპერული მახასიათებლისა (1) და დატვირთვის წრფის (2) გადაკვეთის წერტილით. ამ წერტილის მიხედვით განისაზღვრება გამოსავალი ძაბვის $U_ა$ და სტაბილიტრონში გამავალი დენის მნიშვნელობები. თუ სტაბილიტრონს შეეცვლით ძაბვის წყაროთი და მის მიმდევრობით შეერთებული წინაღობით, მაშინ 2.2, ბ სურათზე ნაჩვენებია ჩანაცვლების სქემისთვის შეიძლება ჩაიწეროს შემდეგი განტოლებები:

$$\begin{cases} U_ა = (I_{ა\delta} + I_დ)R_0 + U_ა, \\ U_{ა\delta} = U_ა - I_{ა\delta} R_0. \end{cases} \quad (2.1)$$

ამ განტოლებიდან გამოზღვრავთ, რომ

$$U_ა = U_ა \frac{r_{ა\delta}}{r_{ა\delta} + R_0} + U_{ა\delta} \frac{R_0}{r_{ა\delta} + R_0} - I_დ \frac{r_{ა\delta} R_0}{r_{ა\delta} + R_0},$$

სადაც $I_დ = U_ა / R_д$, ამიტომ

$$U_ა = U_ა \frac{r_{ა\delta} R_д}{R_д (r_{ა\delta} + R_0) + r_{ა\delta} R_0} + U_{ა\delta} \frac{R_0 R_д}{R_д (r_{ა\delta} + R_0) + r_{ა\delta} R_0}. \quad (2.2)$$

(2.2) გამოსახულებიდან შეგვიძლია ვიპოვოთ ერთკასკადიანი სტაბილიზატორის გამოსასვლელის წინაღობა

$$R_{\delta} = -\frac{\partial U_{\delta}}{\partial I_{\varepsilon}} = \frac{r_{\delta} R_0}{r_{\delta} + R_0}. \quad (2.3)$$

იმის გამო, რომ ჩვეულებრივ $r_{\delta} \ll R_0$, გამოსასვლელის წინაღობა $R_{\delta} \approx r_{\delta}$.

პულსაციის გასწორების კოეფიციენტი

$$K_{\delta} = \frac{\partial U_{\delta}}{\partial U_{\delta}} = \frac{R_{\varepsilon}(r_{\delta} + R_0) + r_{\delta} R_0}{r_{\delta} R_{\varepsilon}} \approx \frac{R_0}{r_{\delta}}, \quad (2.4)$$

საიდანაც გამომდინარეობს, რომ ერთკასკადიან ძაბვის სტაბილიზატორში ΔU_{δ} აბსოლუტური ცვლილება მცირდება R_0/r_{δ} -ჯერ.

ერთკასკადიანი სტაბილიზატორის ძაბვის არასტაბილობის კოეფიციენტი

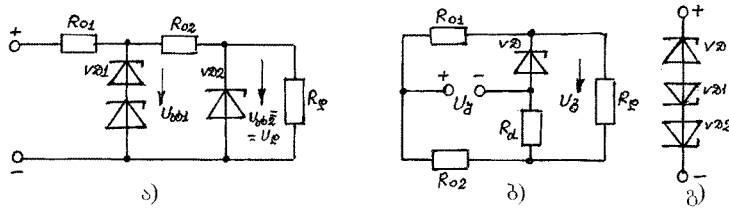
$$k_{\text{სტ}} = \frac{1}{U_{\delta}} \frac{\partial U_{\delta}}{\partial U_{\delta}} \approx \frac{1}{U_{\delta}} \cdot \frac{r_{\delta}}{R_0}. \quad (2.5)$$

დენის მიხედვით არასტაბილობის კოეფიციენტი

$$k_{\text{სტ}} = -\frac{I_{\varepsilon}}{U_{\delta}} \frac{\partial U_{\delta}}{\partial I_{\varepsilon}} \approx \frac{R_{\delta}}{R_{\varepsilon}}. \quad (2.6)$$

მრავალკასკადიანი პარამეტრული სტაბილიზატორები. შესავალი ძაბვის ცვლილებისას, გამოსავალი ძაბვის არასტაბილობის შემცირების მიზნით, გამოიყენება მრავალკასკადიანი პარამეტრული სტაბილიზატორები. ასეთ სტაბილიზატორებში პირველი კასკადის გამოსასვლელი მიერთებულია მეორე კასკადის შესასვლელთან და ა.შ.

მაგალითად, ორკასკადიან პარამეტრულ სტაბილიზატორში (სურ. 2.3, ა) უნდა შესრულდეს პირობა $U_{\delta} > U_{\text{სტ}1} > U_{\text{სტ}2}$. ასეთი სქემის ნაკლია მძძის შედარებით ნაკლები სიდიდე (ერთკასკადიან პარამეტრულ სტაბილიზატორთან შედარებით), რადგან ასეთი სტაბილიზატორის შესასვლელზე მისაწოდებელი ძაბვა უნდა გაიზარდოს.



სურ. 2.3 ორკასკადიანი პარამეტრული სტაბილიზატორისა (ა) და ბოგური სტაბილიზატორის (ბ) სქემები. ტემპერატურული სტაბილიზაციის სქემა (გ)

ორკასკადიანი სტაბილიზატორის პარამეტრების განსაზღვრა შესაძლებელია შემდეგი ფორმულიდან:

$$R_{\delta} \approx r_{\delta 2}; \quad K_{\delta} \approx K_{\delta 1} K_{\delta 2} = \frac{\partial U_{\delta}}{\partial U_{\delta 1}} \cdot \frac{\partial U_{\delta 1}}{\partial U_{\delta}}; \quad (2.7)$$

$$K_{\text{სტ}} \approx K_{\text{სტ}1} K_{\text{სტ}2}; \quad K_{\text{სტ}} \approx \frac{r_{\delta 2}}{R_{\varepsilon}}.$$

ამ გამოსახულებებიდან ჩანს, რომ ორკასკადიან სტაბილიზატორში მნიშვნელოვნად იზრდება K_{δ} და $K_{\text{სტ}}$ პარამეტრები. ამავე დროს, R_{δ} და $K_{\text{სტ}}$ პარამეტრების მნიშვნელობები განისაზღვრება მხოლოდ მეორე კასკადით და თითქმის არ არის დამოკიდებული პირველი კასკადის პარამეტრებზე.

ბოგური პარამეტრული სტაბილიზატორი. პარამეტრული სტაბილიზატორის ამ სახის სქემაში (სურ. 2.3, ბ) გამოყენებულია სტაბილიტრონის სტაბილიზაციის ძაბვის ცვლილების კომპენსაცია R_{δ} მაკომპენსირებელ რეზისტორზე ძაბვის საწინააღმდეგო მიმართულებით შეცვლის ხარჯზე. ასეთი სტაბილიზატორის გამოსავალი ძაბვა VD სტაბილიტრონის სტაბილიზაციის ძაბვისა და R_{δ} წინაღობაზე ძაბვის ვარდნის სხვაობის ტოლია.

U_{δ} ძაბვის გაზრდის შემთხვევაში გაიზრდება VD სტაბილიტრონის ძაბვაც. ამავე დროს, გაიზრდება R_{δ} წინაღობაზე ძაბვის ვარდნა. თუ R_{δ} წინაღობა ისეა შერჩეული, რომ სტაბილიტრონზე ძაბვის ნაზრდი R_{δ} წინაღობაზე ძაბვის ვარდნის ტოლია, მაშინ გამოსავალი ძაბვა თითქმის არ შეიცვლება. ამისათვის უნდა შესრულდეს შემდეგი პირობა: $r_{\delta}/R_{01} = R_{\delta}/R_{02}$.

ბოგური პარამეტრული სტაბილიზატორის პარამეტრების განსაზღვრის დროს შესაძლებელია ვისარგებლოთ ფორმულებით:

$$R_{\delta} = r_{\delta} + R_d; \quad K_{\delta} = \left(\frac{r_{\delta}}{R_{01}} - \frac{R_d}{R_{02}} \right)^{-1}; \quad K_{\text{სტ}} = \frac{1}{U_{\delta}} \left(\frac{r_{\delta}}{R_{01}} - \frac{R_d}{R_{02}} \right). \quad (2.8)$$

(2.8)-ის მიხედვით კომპენსაციის პირობის შესრულების შემთხვევაში $K_{\delta} \rightarrow \infty$, ხოლო $K_{\text{სტ}} \rightarrow 0$. პრაქტიკულად კი შესაძლებელი ხდება K_{δ} -ს მხოლოდ 5-ჯერ გაზრდა ერთკასკადიანი სტაბილიტრონის იგივე პარამეტრებთან შედარებით. ბოგური სტაბილიზატორის ნაკლად უნდა ჩაითვალოს გამოსავალი წინაღობის გაზრდილი სიდიდე.

პარამეტრული სტაბილიზატორის ტემპერატურული სტაბილიზაცია. პარამეტრული სტაბილიზატორის ტემპერატურული სტაბილიზაცია შესაძლებელია განხორციელდეს ძაბვის ტემპერატურული კოეფიციენტის (ძტპ) კომპენსაციის გზით, როგორც ეს 2.3, გ სურათზეა ნაჩვენები. იმის გამო, რომ სტაბილიტრონებს, რომელთა სტაბილიზაციის ძაბვა 6 გ-ს აღემატება, გააჩნია დაახლოებით +4 მლმ/°C ძტპ, ხოლო პირდაპირი მიმართულებით

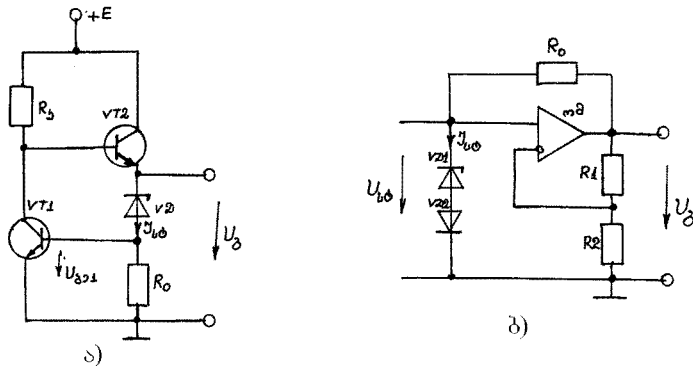
ჩართული დიოდების ძტპ უარყოფითი ნიშნისაა (დაახლოებით - 2 მლვ/°C), ამიტომ ასეთი სტაბილიტრონისა და ორი (ან მეტი) დიოდის მიმდევრობით შეერთების შედეგად უზრუნველყოფილი იქნება სტაბილიტრონის ძაბვის ტემპერატურული სტაბილიზაცია. ასე, მაგალითად, D818E ტიპის სტაბილიტრონებში (დამზადების დროს) მიმდევრობით ჩართულია ორი დიოდი. ასეთი სტაბილიტრონის გამოსავალი ძაბვა 9 ვ-ს ტოლია, ხოლო ძტპ არ აღემატება ამ ძაბვის 0,001%-ს.

სტაბილიტრონის ძაბვის სტაბილიზაციის ხარისხზე, ტემპერატურის გარდა, გავლენას ახდენს მასში გამავალი დენის ცვლილებაც. ასე, მაგალითად, D818E ტიპის სტაბილიტრონში, რომლის დიფერენციალური წინაღობა 18 ომ-ის ტოლია, დენის 1 მა-ით შეცვლა სტაბილიზაციის ძაბვის 18 მლვ-ით შეცვლას გამოიწვევს, მაშინ, როდესაც იგივე სტაბილიტრონის ტემპერატურის 100°C შეცვლისას გამოსავლის ძაბვა მხოლოდ 9 მლვ-ით შეიცვლება. ამიტომ, თერმულად კომპენსირებული სტაბილიზატორის ძაბვის მაღალი სტაბილობა იმ შემთხვევაში იქნება გარანტირებული, თუ უზრუნველყოფთ მის კვებას სტაბილური დენით.

თერმულად კომპენსირებული სტაბილიზატორის სქემა, სტაბილიტრონის სტაბილური დენით კვების დროს, 2,4, ა სურათზეა ნაჩვენები. სქემაში მნიშვნელოვნადაა შემცირებული სტაბილიტრონის დიფერენციალური წინაღობა უარყოფითი უკუკავშირის არსებობის გამო. აქ სტაბილიტრონის დენი არ არის დამოკიდებული კვების ძაბვაზე E_{δ} და განისაზღვრება ფორმულიდან

$$I_{\delta\phi} = U_{\delta\phi 1} / R_{\gamma}$$

სადაც $U_{\delta\phi 1} - VT1$ ტრანზისტორის ბაზასა და ემიტერს შორის ძაბვაა.



სურ. 24. უარყოფითი უკუკავშირის საყრდენი ძაბვის სტაბილიტრონული წყაროს სქემები: ორ ტრანზისტორზე (ა); ოპერაციულ მაძლიერებელზე (ბ)

სტაბილიზატორის გამოსავალი ძაბვა

$$U_{\delta} = U_{\delta\phi} + U_{\delta\phi 1},$$

სადაც $U_{\delta\phi}$ - სტაბილიტრონის ძაბვაა $I_{\delta\phi} = const$ -ის დროს. სქემა უზრუნველყოფს გამოსავალი ძაბვის ტემპერატურულ სტაბილიზაციას. თუ გამოსავალი ძაბვა დაახლოებით 7 ვ-ის ტოლია, მაშინ სტაბილიტრონზე არსებული ძაბვა 6,2 ვ-ის ფარგლებშია, ხოლო მისი ძტპ ეტოლება 2,2 მლვ/°C-ს. მეორეს მხრივ, $U_{\delta\phi 1}$ ძაბვის ტემპერატურული კოეფიციენტი - 2,2 მლვ/°C-ის ტოლია. მაშასადამე, გამოსავალი ძაბვის ჯამური ტემპერატურული კოეფიციენტი ნულს უახლოვდება. ეს სქემა გამოირჩევა სიმარტივით, რაც მის ღირსებაზე მიანიშნებს. სქემის ნაკლი კი ისაა, რომ გამოსავალი ძაბვის სტაბილიზაცია უზრუნველყოფილია მხოლოდ $U_{\delta} \approx 7$ ვ-ის დროს.

ზემოაღნიშნული ნაკლი აღარ გააჩნია 1,8, ბ სურათზე ნაჩვენებ სქემას. ოპერაციული მაძლიერებლის გამოყენების შედეგად გამოსავალი ძაბვა შეიძლება შეიცვალოს საკმაოდ ფართო საზღვრებში. ეს ძაბვა განისაზღვრება ფორმულიდან.

$$U_{\delta} = U_{\delta\phi} (1 + \frac{R_1}{R_2}),$$

სადაც $U_{\delta\phi}$ - თერმულად კომპენსირებული სტაბილიტრონის ძაბვაა;

R_1, R_2 - უარყოფითი უკუკავშირის წრედში ჩართული ძაბვის გამოყოფის წინაღობებია.

სტაბილიტრონის დენი უცვლელად შენარჩუნდება შემდეგი ფორმულით განსაზღვრულ დონეზე

$$I_{\delta\phi} = (U_{\delta} - U_{\delta\phi}) / R_{\gamma}$$

სადაც R_{γ} - დადებითი უკუკავშირის წრედში ჩართული წინაღობაა.

მაგალითად, თუ $U_{\delta\phi} = 9$ ვ, ხოლო $U_{\delta} = 10$ ვ, უნდა შესრულდეს შემდეგი პირობა:

$R_2 = 9R_1$ (როცა $R_1 = 1$ კომ, მივიღებთ $R_2 = 9$ კომ). $I_{\delta\phi} = 10$ მა დენის მისაღებად საჭიროა შეირჩეს $R_{\gamma} = 100$ ომ.

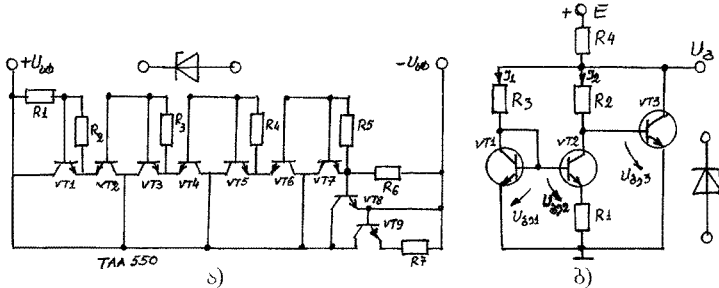
სტაბილიტრონული ინტეგრალური მიკროსქემები. დისკრეტული შესრულების (ჩვეულებრივი) სტაბილიტრონი ვერ აკმაყოფილებს საყრდენი (ეტალონური) ძაბვის წყაროების (სძწ) მიმართ წაყენებულ მკაცრ მოთხოვნებს, რამაც გამოიწვია ინტეგრალური შესრულების სტაბილიტრონის შექმნის აუცილებლობა. მას აქვს ჩვეულებრივი სტაბილიტრონის ფუნქციური დანიშნულება, თუმცა წარმოადგენს სხვადასხვა აქტიური და პასიური ელემენტებისაგან შედგენილ ინტეგრალურ მიკროსქემას ორი (ზოგჯერ 3) გამოშვებით (ელექტროდით). პრაქტიკაში გავრცელებული ამ სახის სტაბილიტრონები შეიძლება დაიყოს სამ ჯგუფად:

• ტემპერატურული კომპენსაციის მქონე სტაბილიტრონული ინტეგრალური მიკროსქემები (სიშს);

• ტემპერატურული სტაბილიზაციის მქონე საყრდენი ძაბვის წყაროები;

• საყრდენი ძაბვის წყაროები აკრძალული ზონის სიგანის შესაბამისი გამოსავალი ძაბვით („Bandgap“ სძწ).

ტემპერატურული კომპენსაციის მქონე სიშს შეიცავს სტაბილიტრონებს, ტრანზისტორებს, დიოდებს და პასიურ ელემენტებს, რომლებიც უზრუნველყოფენ დენის სტაბილიზაციას და ტემპერატურულ კომპენსაციას. ასეთ ინტეგრალურ მიკროსქემას აქვს ჩვეულებრივი სტაბილიტრონის ანალოგიური კონსტრუქციული გაფორმება და გააჩნია ორი საკონტაქტო გამოყვანი.



სურ. 2.5. TAASSO სიშს-ის გამარტივებული სქემა (ა) და „Bandgap“ პრინციპზე მომუშავე სტაბილიზატორის სქემა (ბ);
თითოეული სქემის გვერდით – პირობითი სქემური აღნიშვნა

მიკროსქემა შეიცავს სამ ტრანზისტორულ ჯგუფს (VT2-VT3, VT4-VT5 და VT6-VT7). თითოეული ტრანზისტორული ჯგუფი გათვლილია 10 ვ-ის ტოლი ძაბვის სტაბილიზაციაზე. დენის სტაბილიზაცია ხორციელდება VT1 ტრანზისტორით, ხოლო VT8 და VT9 ტრანზისტორები მუშაობენ დენის გაძლიერების რეჟიმში. სიშს უზრუნველყოფს 31...35 ვ ძაბვის სტაბილიზაციას, გააჩნია 10 ომ-ის ტოლი დიფერენციალური წინაღობა $I_{sc} = 5$ მა დენის დროს, ძტპ $= 0.006\%/^{\circ}\text{C}$. ასეთი სიშს გამოიყენება ტელევიზორებისა და რადიომიმღებების აწყობის კონტურების ვარიანტების კვებისათვის.

2.5, ბ სურათზე ნაჩვენებია „Bandgap“ სძწ სქემა. ასეთი ძაბვის წყაროს შექმნის იდეა დაფუძნებულია ისეთი საყრდენი ძაბვის შექმნაზე, რომლის დადებითი ძტპ სიდიდით ტრანზისტორის ბაზა-ემიტერის ძაბვის უარყოფითი ტემპერატურული კოეფიციენტის ტოლია. ძაბვა სქემის გამოსასვლელზე

$$U_{\delta} = U_{\beta\beta} + I_2 R_2, \quad (2.9)$$

სადაც $U_{\beta\beta} - VT3$ ტრანზისტორის ბაზა-ემიტერის ძაბვაა;

$$I_2 = \frac{U_{\beta\beta} - U_{\beta\beta}}{R_1} - VT2 \text{ ტრანზისტორის კოლექტორის დენია.}$$

ტემპერატურის ΔT სიდიდით შეცვლისას გამოსავალი ძაბვის ცვლილება შეიძლება განისაზღვროს შემდეგი გამოსახულებიდან

$$\Delta U_{\delta} = \Delta U_{\beta\beta} + \frac{\Delta U_{\beta\beta} - \Delta U_{\beta\beta}}{R_1} R_2. \quad (2.10)$$

ბიპოლარული ტრანზისტორის $U_{\beta\beta}$ ძაბვა და კოლექტორის დენი დაკავშირებულია ერთმანეთთან მოლ-ებერსის განტოლებით

$$U_{\beta\beta} = KT / \ln \left(\frac{I_c}{I_b} \right),$$

ამიტომ VT1 და VT2 ტრანზისტორების ბაზა-ემიტერის ძაბვის ნაზრდები შეიძლება ჩაიწეროს შემდეგი განტოლებების სახით

$$\Delta U_{\beta\beta} = K \Delta T / \ln \left(\frac{I_1}{I_s} \right); \quad \Delta U_{\beta\beta} = K \Delta T / \ln \left(\frac{I_2}{I_s} \right), \quad (2.11)$$

სადაც K – ბოლცმანის მუდმივაა;

e – ელექტრონის მუხტია;

I_s – ტრანზისტორის გაჯერების დენია;

ΔT – n-p გადასასვლელის ტემპერატურის ნაზრდია.

(2.11)-ის (2.10)-ში ჩასმის შედეგად მიიღება

$$\Delta U_{\delta} = \Delta U_{\beta\beta} + \frac{K \Delta T / \ln \left(\frac{I_1}{I_2} \right)}{R_1} R_2 \quad (2.12)$$

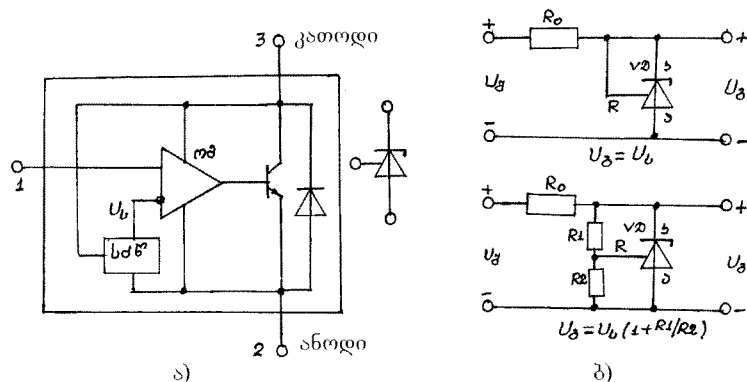
თუ $I_1 > I_2$ (ჩვეულებრივ შეირჩევენ $I_1 = 10 I_2$), მაშინ $\ln \left(\frac{I_1}{I_2} \right) > 0$, ე.ი. (2.12)-ის მეორე

წევრს ექნება დადებითი ძტპ. ამიტომ, როდესაც $\Delta U_{\beta\beta}$ -ის ძაბვის ტემპერატურული კოეფიციენტი უარყოფითია, I_1 , R_1 და R_2 მნიშვნელობათა შერჩევით შესაძლებელია სქემის ნულოვანი ტემპერატურული კოეფიციენტის მიღება n-p გადასასვლელის ტემპერატურის ფართო დიაპაზონში ცვლილების დროს.

ამ საყრდენი ძაბვის წყარომ ასეთი დასახელება („Bandgap“ სძწ) მიიღო იმის გამო, რომ U_{δ} ძაბვის ჯამური მნიშვნელობა, ძტპ-ის ნულოვანი სიდიდის დროს, სილიციუმის აკრძალული ზონის სიგანის შესაბამისი ძაბვის (დაახლოებით 1,22 ვ) ტოლია. გამოსავალი ძაბვის განსხვავებული სიდიდეების მისაღებად უნდა გამოვიყენოთ 2.4, ბ სურათზე ნაჩვენები სქემა.

მაგალითად, ამ პრინციპზე აგებული TL431 ტიპის (ფირმა Texas Instruments) რეგულირებადი პრეციზიული ინტეგრალური სტაბილიტრონი (მისი ანალოგია 142EH19). ამ სიშს-ის გამარტივებული სქემა ნაჩვენებია 2.6, ა სურათზე. მისი ძირითადი ელემენტებია

„Bandgap“ სქემის (სურ. 2.5, ბ) მიხედვით შესრულებული საყრდენი ძაბვის წყარო და ოპერაციული მაძლიერებელი, რომელიც R_1, R_2 გარეშე ძაბვის გამყოფის საშუალებით (სურ. 2.6, ბ) უზრუნველყოფს საჭირო სიდიდის გამოსავალი ძაბვის მიღებას. ამ ინტეგრალური სტაბილიტრონის მახასიათებლები



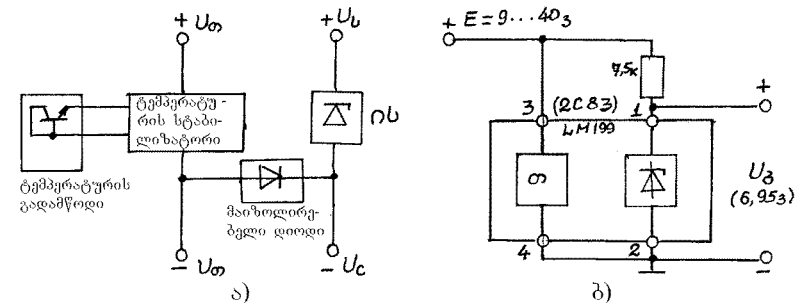
სურ. 2.6. TL431 ინტეგრალური სტაბილიტრონის გამართებული სქემა და პირობითი აღნიშვნა (ა); მართვის სქემა (ბ)

მნიშვნელოვნად ჯობის ჩვეულებრივი სტაბილიტრონების მახასიათებლებს:

- ძაბვის ტემპერატურული კოეფიციენტი $0,0003\%/^{\circ}\text{C}$;
- გამოსავალი ძაბვა რეგულირებადია 2,5-დან 36 ვ-მდე ფარგლებში;
- დიფერენციალური წინაღობა 0,2 ომ;
- დატვირთვის მაქსიმალური დენია 100 მა.

ტემპერატურული სტაბილიზაციის მქონე საყრდენი ძაბვის წყარო შეიცავს ინტეგრალურ სტაბილიტრონს, რომელიც შესრულებულია ზემოთ განხილული ერთ-ერთი სქემის მიხედვით და პრეციზიულ თერმოსტატს, რომლის მართვა ხორციელდება ტრანზისტორის ბაზა-ემიტერის ტემპერატურის გადამწოდით. თერმოსტატი უზრუნველყოფს ინტეგრალური სტაბილიტრონის კრისტალის უცვლელ ტემპერატურას. ასეთი მიკროსქემის ძტპ $0,00002\%/^{\circ}\text{C}$ -ის ტოლია, რაც ერთი რიგით ნაკლებია ნებისმიერი სხვა ინტეგრალური სტაბილიტრონის იგივე კოეფიციენტზე.

LM199 ტიპის (ფირმა National Semiconductor) საყრდენი ძაბვის წყაროს სტრუქტურული სქემა ნაჩვენებია 2.7 სურათზე.



სურ. 2.7. ტემპერატურული სტაბილიზაციის მქონე სძწ-ს გამართებული სტრუქტურული სქემა (ა) და LM199 ტიპის სძწ-ს ჩართვის სქემა (ბ)

მიკროსქემა შედგება შემდეგი ფუნქციური კვანძებისაგან: ინტეგრალური სტაბილიტრონი (სიშს), კრისტალის ტემპერატურის სტაბილიზატორი და ტემპერატურის გადამწოდი (ტბ). ყველა ეს ელემენტი შესრულებულია ერთ კრისტალზე და აქვთ ერთმანეთთან სითბური კავშირი. ტემპერატურული სტაბილიზაციის მქონე საყრდენი ძაბვის წყაროს სტაბილიტრონის დიფერენციალური წინაღობა 0,5 ომ-ზე ნაკლებია, გააჩნია ხმაურის ძალზე დაბალი დონე და ძალზე მაღალი სტაბილურობა, იმის ჩართვის სქემა 2.7, ბ სურათზეა ნაჩვენები.

2.3. ძაბვის კომპენსაციური სტაბილიზატორები

2.3.1. კომპენსაციური სტაბილიზატორების მუშაობის ზოგადი საკითხები

ძაბვის კომპენსაციური სტაბილიზატორის სტრუქტურული სქემა ნაჩვენებია 2.8 სურათზე. სტაბილიზატორის გამოსავალი ძაბვა U_{δ} ძაბვის გამყოფის (ძბ) საშუალებით მიეწოდება გაუთანხმოების სიგნალის მაძლიერებელს (ბსმ), სადაც იგი შეედრება საყრდენი ძაბვის წყაროს ძაბვას. ბსმ-ის გამოსავალი სიგნალი მიეწოდება მარეგულირებელ ელემენტს (მმ). ეს სიგნალი შეცვლის მარეგულირებელი ელემენტის შიგა წინაღობას, რის გამოც შეიცვლება შესავალი ძაბვის (U_{π}) გადაცემის კოეფიციენტი.

2.8 სურათზე ნაჩვენები სტრუქტურული სქემის მიხედვით შესაძლებელია ჩაიწეროს კომპენსაციური სტაბილიზატორის განტოლება

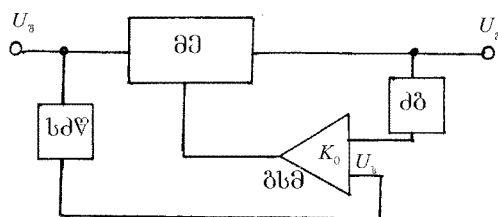
$$K_{\sigma}(U_{\pi} - K_{\delta}U_{\delta}) = U_{\delta}, \quad (2.13)$$

სადაც U_{π} – სძწ-ს ძაბვა;

U_{δ} – სტაბილიზატორის გამოსავალი ძაბვა;

K_{δ} – ძაბვის გამყოფის გადაცემის კოეფიციენტი;

K_o – გაუთანხმოების სიგნალის მაძლიერებლისა და მარეგულირებელი ელემენტის გაძლიერების კოეფიციენტი.



სურ. 28. ძაბვის კომპენსაციური სტაბილიზატორის გამართივებული სტრუქტურული სქემა

(2.13)-დან მივიღებთ სტაბილიზატორის გამოსავალი ძაბვის მნიშვნელობას

$$U_d = U_b K_o / (1 + K_o K_d). \quad (2.14)$$

თუ ბსმ-ის გაძლიერების კოეფიციენტი საკმაოდ დიდი სიდიდისაა, მაშინ $K_o K_d \gg 1$ პირობის შესრულების შემთხვევაში (2.14)-დან მივიღებთ

$$U_d = U_b / K_d \quad (2.15)$$

როგორც (2.15)-დან ჩანს, კომპენსაციური სტაბილიზატორის გამოსავალი ძაბვა არ არის დამოკიდებული შესავალი ძაბვის U_a ცვლილებაზე და საყრდენი ძაბვის U_b პროპორციულია. სხვა სიტყვებით რომ ვთქვათ, კომპენსაციური სტაბილიზატორის გამოსავალი ძაბვის U_d სტაბილობა მხოლოდ უკუკავშირის წრედში ჩართული ელემენტების პარამეტრთა არასტაბილობაზე დამოკიდებული და მასზე გავლენას არ ახდენს პირდაპირი გადაცემის წრედის ელემენტთა პარამეტრების არასტაბილობა. საყრდენი ძაბვის წყაროდ კომპენსაციურ სტაბილიზატორებში გამოიყენება ადრე განხილული პარამეტრულ სტაბილიზატორთა ერთ-ერთი სახეობა.

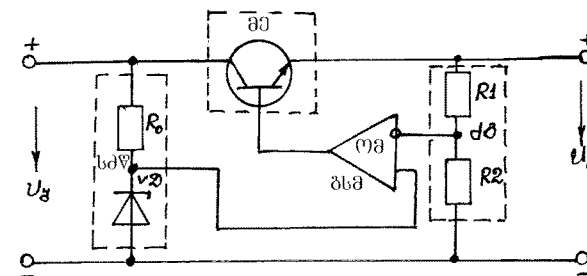
ძაბვის გამყოფის საშუალებით კომპენსაციური სტაბილიზატორის გამოსასვლელზე მიიღება საყრდენი ძაბვისაგან განსხვავებული სიდიდის ძაბვა. სტაბილიზატორის შესასვლელზე მიწოდებული ძაბვა უნდა აღემატებოდეს გამოსასვლელზე მისაღებ ძაბვას მარეგულირებელ ელემენტზე არსებულ ძაბვის ვარდნაზე არა ნაკლები სიდიდით. რაც ნაკლებია მარეგულირებელ ელემენტზე ძაბვის ვარდნა, მით მაღალია სტაბილიზატორის მძკ. მაშასადამე, კომპენსაციური სტაბილიზატორის ნორმალური ფუნქციონირებისათვის აუცილებელია შემდეგი პირობის შესრულება:

$$U_a > U_d > U_b.$$

მოქმედების პრინციპის მიხედვით ძაბვის კომპენსაციური სტაბილიზატორები შეიძლება დაიყოს ორ ჯგუფად: უწყვეტი და იმპულსური რეგულირებით. ამ ორი სახის კომპენსაციურ სტაბილიზატორს შორის განსხვავება მარეგულირებელი ელემენტის მუშაობის რეჟიმებს შორის განსხვავებაში გამოიხატება: უწყვეტი ქმედების სტაბილიზატორში მარეგულირებელი ელემენტი მუშაობს უწყვეტ რეჟიმში (ე.ი. როგორც რეგულირებადი წინაღობა), ხოლო იმპულსური რეგულირების შემთხვევაში მარეგულირებელი ელემენტი მუშაობს გასაღებისებურ რეჟიმში.

2.3.2. უწყვეტი ქმედების ძაბვის კომპენსაციური სტაბილიზატორები

უწყვეტი ქმედების ძაბვის კომპენსაციური სტაბილიზატორის ფუნქციური სქემა მოცემულია 2.9 სურათზე.



სურ. 2.9. უწყვეტი ქმედების ძაბვის კომპენსაციური სტაბილიზატორის ფუნქციური სქემა

ამ სქემაში გამოსავალი ძაბვის გაყოფას ახდენს R_1 და R_2 რეზისტორები. ძაბვის ასეთი გაყოფის გადაცემის კოეფიციენტი

$$K_d = R_2 / (R_1 + R_2) \leq 1$$

საყრდენი ძაბვის წყაროს წარმოადგენს VD სტაბილიტრონი R_o დენის შემზღუდვით წინააღობასთან ერთად. სტაბილიტრონად შესაძლებელია გამოყენებული იქნეს ერთ-ერთი სტაბილიტრონული იმს. გაუთანხმოების სიგნალის მაძლიერებლად (ბსმ) გამოყენებულია ოპერაციული მაძლიერებელი (ომ). მარეგულირებელი ელემენტის (მმ) ფუნქციას ასრულებს ემიტერული მამოვრებლის რეჟიმში მომუშავე ტრანზისტორი VT. მისი გადაცემის კოეფიციენტი ერთის მახლობლობაშია.

(2.15) გამოსახულების თანახმად სტაბილიზატორის გამოსავალი ძაბვა ეტოლება

$$U_d = U_b (R_1 + R_2) / R_2.$$

ცხადია, გამოსავალი ძაბვა ვერ იქნება U_b ძაბვაზე უფრო სტაბილური. სტაბილიტორში გამავალი დენის სტაბილობის შემთხვევაში პარამეტრულ და კომპენსაციურ სტაბილიზატორებს ძაბვის არასტაბილობის ერთნაირი კოეფიციენტი ექნებათ. მიუხედავად ამისა, კომპენსაციურ სტაბილიზატორს მნიშვნელოვანი უპირატესობა გააჩნია პარამეტრული სტაბილიზატორის მიმართ. კერძოდ, კომპენსაციური სტაბილიზატორის გამოსავალი დენი შეზღუდულია მხოლოდ მარეგულირებელი ელემენტის შესაძლებლობით და გაცილებით მეტი შეიძლება იყოს, ვიდრე პარამეტრული სტაბილიზატორის დენი. VD სტაბილიტორი სქემაში ფაქტიურად მუშაობს უქმი სვლის რეჟიმში, რადგან იგი მიერთებულია დიდი შესავალი წინაღობის მქონე ომ-ის შესასვლელზე.

საყრდენი ძაბვის გარდა, კომპენსაციური სტაბილიზატორის გამოსავალი ძაბვის სტაბილობაზე გავლენას ახდენს ძაბვის გამყოფის გადაცემის კოეფიციენტის ცვალებადობა. ამიტომ, ძაბვის გამყოფში გამოყენებული უნდა იქნეს წინაღობის ერთნაირი ტემპერატურული კოეფიციენტის მქონე რეზისტორები.

ბმ-ის გაძლიერების კოეფიციენტის გავლენა გამოსავალი ძაბვის არასტაბილობაზე შესაძლებელია გამოირიცხოს, თუ გაძლიერების კოეფიციენტს ექნება დიდი სიდიდე (1000-ზე მეტი). ამ თვალსაზრისით ყველაზე მიზანშეწონილად ომ-ის გამოყენება უნდა ჩაითვალოს.

(2.15)-ის თანახმად გამოსავალი ძაბვის გამოსახულებაში არ შედის დატვირთვის დენი და შესავალი ძაბვა $U_{\mathcal{A}}$. აქედან გამომდინარე იქმნება ისეთი შთაბეჭდილება, რომ კომპენსაციური სტაბილიზატორის გამოსასვლელის წინაღობა და ძაბვის არასტაბილობის კოეფიციენტი ნულის ტოლია, რადგან (2.15)-დან გამომდინარეობს, რომ

$$R_{\delta} = \frac{\partial U_{\delta}}{\partial I_{\mathcal{A}}} = 0 \quad \text{და} \quad K_{\omega} = \frac{\partial U_{\delta}}{\partial U_{\mathcal{A}}} = 0.$$

ასეთი შედეგი გამოწვეულია იმით, რომ განხილული იყო სტაბილიზატორის გამარტივებული სტრუქტურული სქემა. ფაქტიურად ეს პარამეტრები არ შეიძლება იყოს ნულის ტოლი, თუმცა გააჩნიათ საკმაოდ მცირე მნიშვნელობები. მაგალითად, R_{δ} -ს სიდიდე შეიძლება აღწევდეს 0,01 ომ-ს.

უწყვეტი ქმედების ძაბვის კომპენსაციური სტაბილიზატორების ნაკლად უნდა ჩაითვალოს მქ-ის შედარებით მცირე სიდიდე. ამ სტაბილიზატორში კვების წყაროდან მოთხოვნილი სიმძლავრე მნიშვნელოვნად აღემატება დატვირთვისადმი გადაცემულ სიმძლავრეს. სიმძლავრის მნიშვნელოვან დანაკარგს ადგილი აქვს მარეგულირებელ ელემენტზე, რადგან ამ უკანასკნელზე მიიღება $(U_{\mathcal{A}} - U_{\delta})$ ტოლი ძაბვის ვარდნა და ამავე დროს მასში გადის დატვირთვის სრული დენი. ამის გამო, მარეგულირებელ ელემენტში გამოიყოფა მნიშვნელოვანი სიდიდის სიმძლავრე და ამ სიმძლავრის გაბნევის მიზნით იგი უნდა დამაგრდეს სითბოს წამრთმე რადიატორზე.

უწყვეტი ქმედების კომპენსაციური სტაბილიზატორის ინტეგრალური მიკროსქემები.

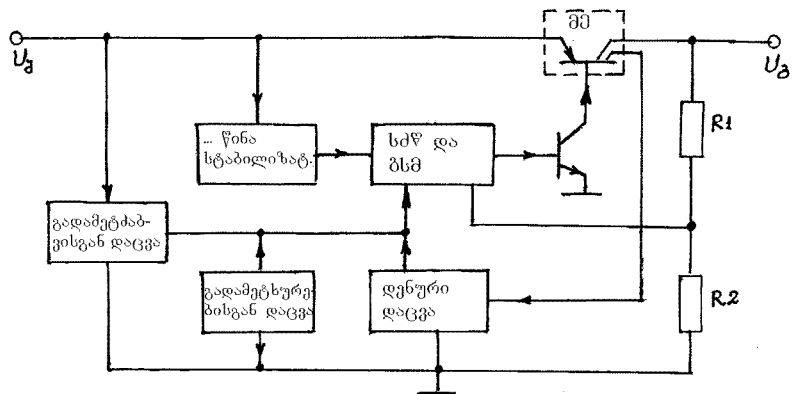
კომპენსაციური სტაბილიზატორის პირველი ინტეგრალური მიკროსქემა ჯერ კიდევ 1967 წელს შეიქმნა. მას შემდეგ ამ სახის იმს-ების ნომენკლატურა უაღრესად გაფართოვდა და ამჟამად გამოყენებაში არსებული კომპენსაციურ სტაბილიზატორთა იმს-ები შეიძლება გავავრთიანოთ სამ ჯგუფში:

- სამგამომყვანიანი სტაბილიზატორები ფიქსირებული გამოსავალი ძაბვით;
- დაფიქსირებულძაბვიანი სტაბილიზატორები მარეგულირებელ ელემენტზე მცირე ძაბვის ვარდნით (low drop);
- სტაბილიზატორები რეგულირებადი გამოსავალი ძაბვით;
- მრავალარხიანი სტაბილიზატორები.

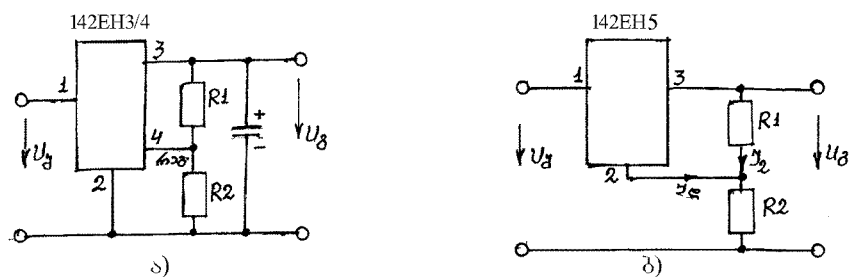
პირველ ჯგუფში შემავალი კომპენსაციური სტაბილიზატორების ინტეგრალური მიკროსქემები შესრულებულია 2.9 სურათზე მოცემული სქემის მიხედვით. ასეთი სტაბილიზატორის ნაკლია მარეგულირებელ ელემენტზე ძაბვის ვარდნის დიდი სიდიდე (2,5 ვ-მდე). ეს იმითაა განპირობებული, რომ შეუძლებელია კმიტერული მამოვრებლის ღრმა გაჯერების მდგომარეობაში ჩაყენება და, შესაბამისად, მარეგულირებელ ელემენტზე ძაბვის ვარდნის მნიშვნელოვანი შემცირება.

მეორე ჯგუფში შემავალი სტაბილიზატორების სქემაში დატვირთვა მიუერთდება მარეგულირებელი ტრანზისტორის კოლექტორის წრედს (ეი. მარეგულირებელი ტრანზისტორი მუშაობს კოლექტორული გამოსასვლელით). ასეთ სტაბილიზატორში მარეგულირებელ ელემენტზე ძაბვის ვარდნა თითქმის 5-ჯერაა შემცირებული (შეადგენს 0,5 ვ-ს). 2.10 სურათზე ნაჩვენებია ერთ-ერთი ასეთი სახის კომპენსაციური სტაბილიზატორის სტრუქტურული სქემა. სქემაში გამოყენებულია ორკოლექტორიანი მარეგულირებელი ტრანზისტორი, რომელთაგან ერთი კოლექტორი წარმოქმნის გამოსასვლელ წრედს, ხოლო მეორე კოლექტორი – დენური გადატვირთვებისაგან დამცავი სქემისათვის დენის გადამწოდს. გარდა ამისა, სქემაში გათვალისწინებულია ორი სახის დაცვა: გადახურებისაგან და შესავალის გადატვირთვებისაგან.

რეგულირებადი სტაბილიზატორების მიკროსქემებს გააჩნიათ ძაბვის გამყოფის მისაერთებელი დამატებითი საკონტაქტო გამოყვანი (მე4 გამოყვანი). ამის გამო, სტაბილიზატორის ასეთ მიკროსქემას ოთხგამომყვანიან სტაბილიზატორსაც უწოდებენ (სურ. 2. 11, ა). ოთხგამომყვანიანი სტაბილიზატორები ძირითადად მაშინ გამოიყენებიან, როდესაც აუცილებელია არასტანდარტული სიდიდის გამოსავალი ძაბვების მიღება ან გამოსავალი ძაბვის ზუსტი დაყენება. სხვა მხრივ ოთხგამომყვანიანი სტაბილიზატორი არ განსხვავდება სამგამომყვანიანისაგან.



სურ. 2.10. კომპენსაციური სტაბილიზატორის სტრუქტურული სქემა მარგულირებელ ელემენტზე მცირე ძაბვის ვარდნით



სურ. 2.11. რეგულირებადი სტაბილიზატორები ოთხგამომყვანიან იმს-ზე (ა) და სამგამომყვანიან იმს-ზე (ბ)

ძაბვის ინტეგრალური სტაბილიზატორების მშპ დამოკიდებულია შესავალ და გამოსავალ ძაბვებს შორის თანაფარდობაზე

$$\eta = U_d I_d / (U_g I_g) = U_d / U_g$$

და შესაძლებელია მიიღოს მნიშვნელობები 30%-დან 80%-მდე ფარგლებში.

რეგულირებადი გამოსავალი ძაბვის მიღება შესაძლებელია არა მხოლოდ ოთხგამომყვანიანი სტაბილიზატორის საშუალებით, არამედ სამგამომყვანიანი სტაბილიზატორითაც, როგორც ეს 2.11, ბ სურათზეა ნაჩვენები. ოთხგამომყვანიან სტაბილიზატორში ძაბვის გამყოფი მიუერთდება იმს-ის დამატებით გამომყვანს (2.11, ა სურათზე გამომყვანი 4), ხოლო სამგამომყვანიანში – როგორც ეს 2.11, ბ სურათზეა ნაჩვენები. ამ შემთხვევაში გამოსავალი ძაბვა განისაზღვრება შემდეგი გამოსახულებით

$$U_d = U_{g,მს} (1 + R_2/R_1) + I_{d,მს} R_2 > U_{g,მს}$$

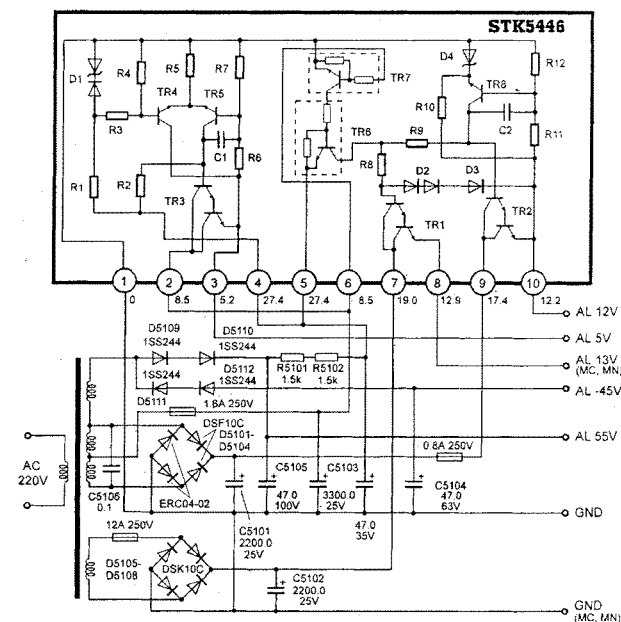
სადაც $U_{g,მს}$ – მიკროსქემის ფიქსირებული გამოსავალი ძაბვა;

$I_{d,მს}$ – იმს-ის მიერ კვების წყაროდან მოხმარებული დენი.

2.3.3. უწყვეტი ქმედების ძაბვის სტაბილიზატორიანი კვების ბლოკის მაგალითი

ამჟამად უწყვეტი ქმედების ძაბვის სტაბილიზატორიანი კვების ბლოკები უპირატესად გამოიყენებიან ვიდეომაგნიტოფონებსა და გადასატანი ტელევიზორების მარტივ მოდელეებში. კვების ასეთ ბლოკებს მნიშვნელოვან ღირებულებთან ერთად (სიმარტივე, მაღალი სიმძლავრე, დაბალი ღირებულება) გააჩნიათ სერიოზული ნაკლოვანებები: დიდი მასა და გაბარიტული ზომები, დაბალი მქკ, გაბნეული მაგნიტური ველების მიერ შექმნილი დაბრკოლებები.

განვიხილოთ უწყვეტი ძაბვის სტაბილიზატორიანი კვების ბლოკის სქემოტექნიკური შესრულება ფორმა SONY SLV 262EE ვიდეომაგნიტოფონების კვების ბლოკის მაგალითზე. კვების ბლოკის პრინციპული სქემა 2.12 სურათზეა წარმოდგენილი.



სურ. 2.12. SONY SLV 262EE ვიდეომაგნიტოფონის კვების ბლოკი

კვების ბლოკი შედგენილია კლასიკური სქემის მიხედვით: ტრანსფორმატორი – გამმართველი – უწყვეტი ქმედების ძაბვის კომპენსაციური სტაბილიზატორი. სტაბილიზატორის ძირითადი კვანძია IC521 STK5446 ინტეგრალური მიკროსქემა, რომელშიც ინტეგრირებულია მიმდევრობითი ტიპის სამი კომპენსაციური სტაბილიზატორი +5 ვ, +12 ვ და +13 ვ გამოსავალი ძაბვებით.

+5 ვ ძაბვის სტაბილიზატორი აწყობილია TR3...TR5, R1...R7, C1 და D1 ელემენტებზე. შედარების სქემა და გაუთანხმოების სიგნალის მაძლიერებელი შესრულებულია TR4 და TR5 ტრანზისტორებზე. +27 ვ საყრდენი ძაბვის (სტაბილიტრონი D1) მისაღებად იმს-ის მე-4 გამომყვანს მიეწოდება დამატებითი ძაბვა, რომელიც მიიღება +55 ვ გამმართველიდან R5101 და R5102 ძაბვის გამყოფის საშუალებით.

+12 ვ ძაბვის სტაბილიზატორი აწყობილია TR2 შედგენილ ტრანზისტორზე. შედარების სქემა და გაუთანხმოების ძაბვის მაძლიერებელი შესრულებულია TR8, C2, R10 და R11 ელემენტებზე. საყრდენი ძაბვის წყაროა D4 სტაბილიტრონი. შესავალი ძაბვა მიეწოდება იმს-ის მე-9 გამომყვანს D5101...D5104 და C5101 ელემენტებზე აწყობილი გამმართველიდან.

+13 ვ ძაბვის სტაბილიზატორი აწყობილია TR1 შედგენილ ტრანზისტორზე. საყრდენი ძაბვის წყაროდ გამოყენებულია D₂, D₃ დიოდებზე ძაბვის ვარდენებისა და +12 ვ სტაბილიზატორის გამოსავალ ძაბვათა ჯამი. სტაბილიზატორის შესავალი ძაბვა მიეწოდება იმს-ის მე-7 გამომყვანს D5105...D5108 და C5102 ელემენტებზე შესრულებული გამმართველიდან.

+55 ვ და -45 ვ პირველადი ძაბვების შეწყვეტის შემთხვევაში +12 ვ და +13 ვ ძაბვების სტაბილიზატორები ავარიულად გამოირთვება, რასაც ანხორციელებს TR7 და TR6 ტრანზისტორებზე აწყობილი კვანძი. ამ შემთხვევაში გამოირთვება +5 ვ ძაბვის სტაბილიზატორიც.

+12 ვ ძაბვის სტაბილიზატორის გამოსასვლელზე მოკლედ ჩართვის აღძვრის შემთხვევაში D3 დიოდი და, მაშასადამე, TR1 შედგენილი ტრანზისტორის ბაზა დამოკლდება კორპუსზე, რის გამოც TR1 ჩაიკეტება და +13 ვ ძაბვის სტაბილიზატორის გამოსასვლელზე ძაბვა აღარ იარსებებს.

3. ელექტროკვების იმპულსური წყაროები

3.1. ელექტროკვების იმპულსური

წყაროების სახეები და მუშაობის თავისებურებები

თანამედროვე რადიოელექტრონული აპარატურისა და კომპიუტერული ტექნიკის ელექტროკვების სისტემებში ფართოდ გამოიყენება კვების წყაროები გამოსავალი ძაბვის განედურ-იმპულსური სტაბილიზაციით. ასეთ ელექტროკვების წყაროებს გააჩნიათ მაღალი მძ, მცირე გაბარიტული ზომები და მასა, მაღალი ხვედრითი სიმძლავრე. ეს დადებითი თვისებები განპირობებულია იმით, რომ ძალური მარეგულირებელი ელემენტი ასეთ წყაროებში მუშაობს გასაღებისებურ რეჟიმში. ძალური მარეგულირებელი ტრანზისტორის გასაღებისებურ რეჟიმში მუშაობის დროს მისი მუშა მდგომარეობის განმსაზღვრელი წერტილი დროის დიდ ნაწილში იმყოფება გაჯერების ან მოკვეთის არეში, ხოლო აქტიურ ზონას გაიბენს დიდი სიჩქარით (გადართვის ძალზე მცირე დროში). გაჯერების რეჟიმში ძაბვის ვარდნა ტრანზისტორზე, ხოლო მოკვეთის რეჟიმში ტრანზისტორში გამავალი დენი ნულთანაა ახლოს, ამიტომ გასაღებისებურ რეჟიმში მუშაობის დროს ტრანზისტორულ მარეგულირებელ ელემენტში გამოიყოფა მნიშვნელოვნად ნაკლები სიმძლავრე, ვიდრე წრფივ (აქტიურ) რეჟიმში მუშაობის შემთხვევაში. ძალურ ტრანზისტორულ გასაღებში სიმძლავრის მცირე დანაკარგის გამო, ტრანზისტორის დამაგრება გამაგრებულ რადიატორზე საჭირო აღარ არის.

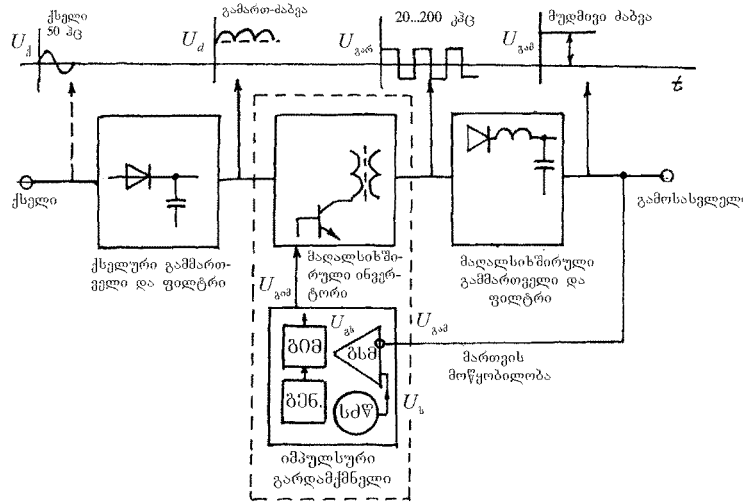
სადღეისოდ გვაქვს იმპულსური ელექტრონული მოწყობილობის სამი ტიპი, რომლებიც კვების წყაროების სახით გამოიყენებიან: გარდამქმნელი – ცვლადი დენი/მუდმივი დენი (AC-DC კონვერტორი), გარდამქმნელი – მუდმივი დენი/მუდმივი დენი (DC-DC კონვერტორი) და გარდამქმნელი – მუდმივი დენი/ცვლადი დენი (ინვერტორი). თითოეულ ამ გარდამქმნელს გამოყენების საკუთარი სფერო გააჩნია.

იმპულსური კვების წყაროების მასა-გაბარიტული მაჩასიათებლების გაუმჯობესება პირველ რიგში განპირობებულია იმით, რომ ასეთ კვების წყაროში არ შედის 50 ჰც სიხშირის ცვლადი დენის ქსელთან მიერთებული ძალური ტრანსფორმატორი. მის ნაცვლად კვების წყაროს სქემაში ჩართულია მაღალსიხშირული ტრანსფორმატორი (ან დროსელი), რომლის გაბარიტული ზომები და მასა გაცილებით ნაკლებია ქსელზე უშუალოდ მიერთებული (დაბალი სიხშირის) ტრანსფორმატორის ზომებსა და მასაზე.

AC-DC კონვერტორის განზოგადოებული სტრუქტურული სქემა მოცემულია 3.1 სურათზე. იგი შედგება ოთხი ძირითადი ბლოკისაგან:

- ტევადობითი ფილტრიანი ქსელის ძაბვის გამმართველი;
- გამართული ძაბვის მაღალსიხშირული ინვერტორი;

- მაღალსიხშირული ინვერტორის მართვის სქემა (მართვის სპეციალიზებული მიკროსქემა);
- ტევადობითი ფილტრის მაღალსიხშირული გამომავალი გამმართველი.



სურ. 3.1. ელექტროკვების იმპულსური წყაროს განზოგადებული სტრუქტურული სქემა

მაღალსიხშირული ინვერტორი, მართვის მოწყობილობასთან ერთად, წარმოქმნის ინდუქციური და ტევადობითი ხასიათის იმპულსურ გარდამქმნელს. უფრო ფართოდ ინდუქციური იმპულსური გარდამქმნელება პრაქტიკაში გამოყენებული. ამ სახის გარდამქმნელები შეიძლება დაიყოს დროსელურ (ან ავტოტრანსფორმატორულ) და ტრანსფორმატორულ ჯგუფებად. ტევადობით იმპულსურ გარდამქმნელებს შედარებით შეზღუდული გამოყენება აქვთ – ძაბვის პოლარობის ინვერსია ან ძაბვის გამრავლება (უფრო ხშირად ძაბვის გაორმაგება).

განვიხილოთ ელექტროკვების იმპულსური წყაროების მოქმედების პრინციპი 3.1 სურათზე წარმოდგენილი სტრუქტურული სქემის მიხედვით. ძალური ქსელის სინუსოიდური ძაბვა გაიმართება გამმართველით, რომლის გამოსასვლელზე ჩართულია დიდი ტევადობის მქონე კონდენსატორი. ამიტომ გამართულ ძაბვას გააჩნია მცირე პულსაცია. გარდა ამისა, ძალური ქსელის გამართვისას გამმართველის გამოსასვლელზე ძაბვა შენარჩუნდება საკმაოდ ხანგრძლივად. ასე, მაგალითად, თუ ფილტრის ტევადობა 100 მკფ-ის ტოლია, ხოლო გამმართველიდან მოთხოვნილი სიმძლავრე – 100 ვტ, მაშინ ფილტრის კონდენსატორი გამოსავალ ძაბვას შეაკავებს დაახლოებით 20 მლწმ-ის

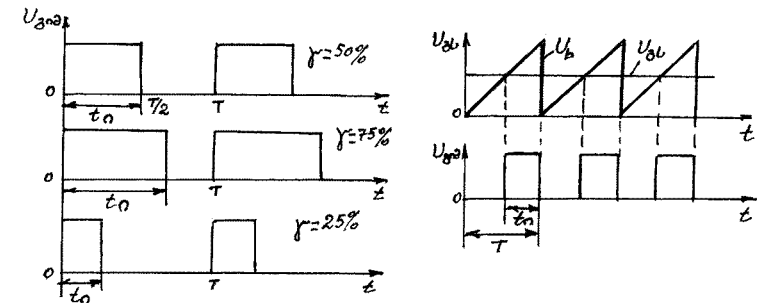
განმავლობაში. 220ვ ქსელის ძაბვის დროს ძაბვა ფილტრის კონდენსატორზე დაახლოებით 300 ვ-ის ტოლია.

გამართული ძაბვა მიეწოდება იმპულსური გარდამქმნელის შესასვლელს, რომელიც მას გარდაქმნის მართკუთხა ფორმის იმპულსურ ძაბვად. იმპულსური ძაბვის სიხშირე ჩვეულებრივ მოთავსებულია 20 კჰც-დან 200 კჰც-მდე საზღვრებში. გარდამქმნელის სიხშირის გაზრდისას იზრდება ხვედრითი სიმძლავრე. მაგრამ, ამავე დროს, იზრდება დანაკარგები გარდამქმნელის ელემენტებში და, მაშასადამე, მცირდება მშპ.

იმპულსური გარდამქმნელის გამოსავალი ძაბვა მიეწოდება ტევადობითი ფილტრის მაღალი სიხშირის გამმართველს. მაღალი სიხშირის შემთხვევაში გამმართველისა და ფილტრის ელემენტებს წაეყენებათ მკაცრი მოთხოვნები: გამმართველში გამოყენებული დიოდების ჩაკეტილი მდგომარეობის აღდგენის დრო არ უნდა აღემატებოდეს 10...100 ნ წმ-ს, ხოლო ფილტრის კონდენსატორს არ უნდა გააჩნდეს ინდუქციურობა.

უმრავლეს შემთხვევაში მაღალსიხშირული ინვერტორი ფიქსირებულ სიხშირეზე მუშაობს, ხოლო გარდამქმნელის გამოსავალი ძაბვის რეგულირება ხორციელდება მართვის იმპულსების განედურ-იმპულსური მოდულაციის მეთოდის გამოყენებით. განედურ-იმპულსური რეგულირების რეალიზაცია ხდება მართვის სქემის საშუალებით, რომლის ერთ-ერთ შესასვლელსაც მიეწოდება იმპულსური გარდამქმნელის გამოსავალი ძაბვა. მართვის სიგნალების ფორმა განედურ-იმპულსური მოდულაციის დროს 3.2 სურათზეა ნაჩვენები.

განედურ-იმპულსური მოდულაციის სიღრმეს ახასიათებენ შევსების კოეფიციენტი $\gamma = \frac{t_{on}}{T}$, სადაც t_{on} (ton) მართვის იმპულსის ხანგრძლივობაა, ხოლო $T = \frac{1}{f}$ – განმეორების პერიოდი. თუ იმპულსის ხანგრძლივობა შეადგენს პერიოდის ნახევარს, მაშინ $\gamma = 0,5$, ე.ი. 50%. იმპულსის ხანგრძლივობის გაზრდისას შევსების კოეფიციენტი იზრდება 100%-მდე. საზოგადოდ შევსების კოეფიციენტი $0 \leq \gamma \leq 100\%$.



სურ. 3.2. იმპულსების ფორმა განედურ-იმპულსური მოდულაციის დროს (ა) და მათი მძღების ხერხი (ბ)

განედურად მოდულირებული იმპულსების მიღების მეთოდი ნაჩვენებია 3.2, ბ სურათზე. 3.1 სურათზე ნაჩვენებ სქემაში თავდაპირველად ჩამოყალიბდება გაუთანხმოების (შეცდომის) სიგნალი $U_{\phi,ს}$. ამისათვის მართვის სქემის შესასვლელზე მიეწოდება სქემის გამოსასვლელის ძაბვა U_{ϕ} , რომელიც შეედრება საყრდენი (ეტალონური) ძაბვის წყაროდან მიღებულ U_{ϕ} ძაბვას.

განედურ-იმპულსური მოდულატორის (ბიმ) სქემაში გაუთანხმოების სიგნალი $U_{\phi,ს}$ შედარდება წრფივი კანონით ცვალებად ხერხისებური ფორმის ძაბვას U_{ϕ} . თუ ბიმ-ის საწყისი მდგომარეობის დროს მივიჩნევთ, რომ $U_{\phi,ს} = U_{\phi,სmax}/2$, სადაც $U_{\phi,სmax}$ – ხერხისებური ძაბვის ამპლიტუდაა, მაშინ საწყისი მდგომარეობის დროს $\gamma = 50\%$.

გამოსავალი ძაბვის მომატებისას ($U_{\phi} > U_{\phi,სmax}$) გაუთანხმოების სიგნალიც გაიზრდება ($U_{\phi,ს} > U_{\phi,სmax}/2$), ხოლო მართვის იმპულსის ხანგრძლივობა შემცირდება (როგორც ეს 3.2, ბ სურათიდან გამომდინარეობს).

გამოსავალი ძაბვის შემცირებისას (ნომინალურ სიდიდესთან შედარებით) გაუთანხმოების სიგნალიც შემცირდება ($U_{\phi,ს} < U_{\phi,სmax}/2$), ხოლო იმპულსის ხანგრძლივობა გაიზრდება.

იმპულსის ხანგრძლივობის ცვალებადობა იწვევს ძალური ტრანზისტორული გასაღების ღია მდგომარეობაში ყოფნის ხანგრძლივობის შეცვლას და, მაშასადამე, გამოსავალი ძაბვის პროპორციულ ცვლილებას. ამგვარად, რეგულირებად ბიმ-ინვერტორში უზრუნველყოფილია გამოსავალი ძაბვის სტაბილიზაცია.

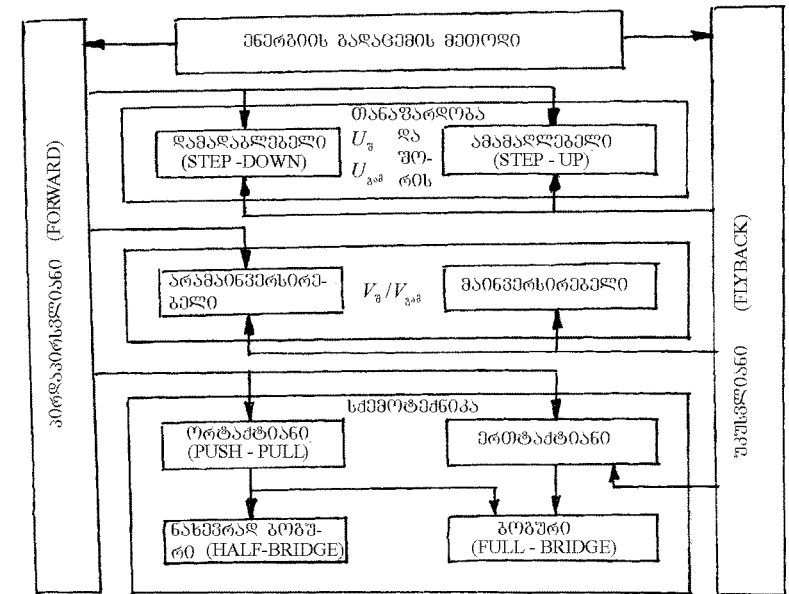
3.3. სურათზე მოცემულია იმპულსური მეორეული ელექტროკვების წყაროების პირობითი კლასიფიკაცია.

დროსელური და ავტოტრანსფორმატორული გარდამქმნელები მიეკუთვნებიან იმპულსურ სტაბილიზატორთა რიგს, რომელიც შეიძლება დაიყოს სამ ჯგუფად: დამადაბლებელი, ამამაღლებელი და მაინვერსირებელი.

იმპულსურ სტაბილიზატორებში გამომავალ და ძალურ ქსელს შორის არსებობს გაღვანური (ელექტრული) კავშირი. ამ კავშირის გამორიცხვის მიზნით იმპულსური სტაბილიზატორის შესასვლელზე ზოგჯერ რთავენ ძალურ ტრანსფორმატორს, რაც იწვევს მისი ხვედრითი სიმძლავრის შემცირებას.

ტრანსფორმატორულ იმპულსურ გარდამქმნელებში გაღვანური კავშირი გამომავალ და შემავალ წრელებს შორის არ არსებობს, მაგრამ მათი ხვედრითი სიმძლავრე დროსელური იმპულსური გარდამქმნელების ხვედრით სიმძლავრეზე ნაკლებია. ტრანსფორმატორული იმპულსური გარდამქმნელები შეიძლება დაიყოს ორ ჯგუფად: ერთტაქტიანი და ორტაქტიანი. ერთტაქტიან გარდამქმნელებში გამოსასვლელზე სიმძლავრე მიეწოდება გარდამქმნის პერიოდის მხოლოდ ერთ ნაწილში. თუ ენერგიის გადაცემა ხდება ძალური

გასაღების ღია მდგომარეობის დროს, მაშინ ასეთ გარდამქმნელს უწოდებენ პირდაპირსვლიანს (Forward). იმ შემთხვევაში კი, როდესაც გამოსასვლელს ენერგია გადაეცემა ძალური გასაღების ჩაკეტილი მდგომარეობის დროს, მაშინ გარდამქმნელს უკუსვლიანი ეწოდება (Flyback).



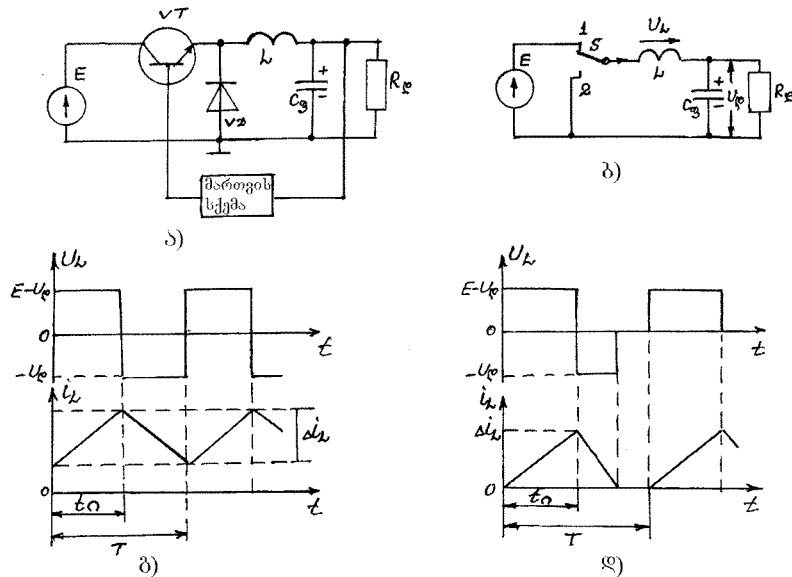
სურ. 3.3. იმპულსური მმპ-ების პირობითი კლასიფიკაცია

ორტაქტიან გარდამქმნელებში გამოყენებულია გარდამქმნის პერიოდის ორივე ნაწილი. ერთტაქტიანი გარდამქმნელისგან განსხვავებით, ორტაქტიანი გარდამქმნელების მუშაობის პროცესში ტრანსფორმატორის გულარის მუდმივი დენით შემაგნიტებას ადგილი არ აქვს. ორტაქტიანი გარდამქმნელები შეიძლება დაიყოს შემდეგ ჯგუფებად: ორფაზა (Push-Pull), ბოგური (Full-Bridge) და ნახევრად ბოგური (Half-Bridge).

3.2. ძაბვის იმპულსური სტაბილიზატორები

3.2.1. ძაბვის დამადაბლებელი იმპულსური სტაბილიზატორი

ძაბვის დამადაბლებელი იმპულსური სტაბილიზატორი მიეკუთვნება DC-DC (მუდმივი დენი/მუდმივი დენი) გარდამქმნელთა ჯგუფს. სტაბილიზატორის პრინციპული სქემა მოცემულია 3.2 სურათზე.



სურ. 34. ძაბვის დამაბალებელი სტაბილიზატორის პრინციპული სქემა (ა), მისი ეკვივალენტური სქემა (ბ), დროსელის ძაბვისა და დენის დიაგრამები: უწყვეტი დენის რეჟიმში (გ) და წვეტილი დენის რეჟიმში (დ)

სქემა შეიცავს შემდეგ აუცილებელ ელემენტებს:

- ძალური გასაღები (ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორი ან ველით მართული ტრანზისტორი), რომელიც ანხორციელებს დენის მაღალსიხშირულ კომუტაციას;
- განმუხტვის დიოდი VD;
- დაბალი სიხშირის L, C ფილტრი;
- მართვის სქემა და უკუკავშირის კვანძი, რომელიც ანხორციელებს ძაბვის ან დენის სტაბილიზაციას.

ძალური ტრანზისტორული გასაღები (VT) და ფილტრის დროსელი (L) ჩართულია R_g დატვირთვის მიმდევრობით.

გამოსავალი ძაბვის პულსაციის შესამცირებლად დატვირთვის პარარელურად ჩართულია ფილტრის C_g კონდენსატორი.

მართვის სქემა ახდენს ტრანზისტორული გასაღების პერიოდულ ჩართვა-გამორთვას (გაღება-ჩაკეტვას). ტრანზისტორის გამორთვის (ჩაკეტვის) დროს ინდუქციურობაში აღძრული თვითინდუქციის ე.მ.ძ. ადებს VD დიოდს და ამ ინდუქციურობაში დაგროვილი ენერგიის ხარჯზე L ინდუქციურობასა და დატვირთვაში (R_g) დენის გავლა გრძელდება.

34. ბ სურათზე წარმოდგენილია სტაბილიზატორის ჩანაცვლების (ეკვივალენტური) სქემა, რომელშიც VT ტრანზისტორული გასაღები და VD დიოდი შეცვლილია მექანიკური გადართველით S. ტრანზისტორის ღია მდგომარეობას შეესაბამება S-ის „1“ კონტაქტზე გადართვა, ხოლო ტრანზისტორის ჩაკეტილ მდგომარეობაში გადასვლას S-ის გადართვა „2“ კონტაქტზე. სქემის ელემენტთა პარამეტრების შესაბამისად დროსელში გამავალი დენი შეიძლება იყოს როგორც უწყვეტი, ისე წვეტილი სახის.

უწყვეტი დენის შესანარჩუნებლად დროსელის ინდუქციურობა უნდა შეირჩეს შემდეგი გამოსახულების მიხედვით:

$$L > TR_g(1 - \gamma_{\min})/2, \quad (3.1)$$

სადაც $\gamma_{\min}$ – შევსების კოეფიციენტის მინიმალური მნიშვნელობაა.

VT ტრანზისტორის ჩართვისას (S გადართულია „1“ კონტაქტზე) L ინდუქციურობაში გამავალი დენი იწყებს ზრდას და ტრანზისტორის გამორთვის მომენტში მას ექნება მაქსიმალური მნიშვნელობა. ტრანზისტორის ღია მდგომარეობის დროს აღგილი აქვს ფილტრის ინდუქციურობასა და ტევადობაში ენერგიის დაგროვებას და დატვირთვაზე ძაბვის მცირედ მატყუას.

VT ტრანზისტორის გამორთვისას (ჩაკეტვისას) (S გადართულია „2“ კონტაქტზე) L ინდუქციურობაში აღძრული თვითინდუქციის ე.მ.ძ. ადებს VD დიოდს და ამ ინდუქციურობასა და კონდენსატორში დაგროვილი ენერგია განიმუხტება R_g დატვირთვაზე. დროსელის დენი ამ დროს იწყებს წრფივი კანონით შემცირებას, რაც გაგრძელდება VT ტრანზისტორის ხელახალ ჩართვამდე (გაღებამდე).

ენერგიის დაგროვების ეტაპზე დროსელზე იმოქმედებს $(E - U_g)$ -ს ტოლი ძაბვა, ხოლო ენერგიის განმუხტვის ეტაპის დაწყებისას დროსელზე მოქმედი ძაბვა ნახტომისებურად შეიცვლება და გაუტოლდება U_g -ს (სურ. 3.4, გ, ე.ი. დროსელზე მოქმედი ძაბვის ცვლილება E-ს ტოლი იქნება. დატვირთვაზე მოქმედი ძაბვა კი შევსების კოეფიციენტის პროპორციულია

$$U_g = \gamma E. \quad (3.2)$$

დროსელის ინდუქციურობის შემცირებისას ((3.1)-ის მიხედვით განსაზღვრულ მნიშვნელობასთან შედარებით) იგი მუშაობას დაიწყებს წვეტილი დენის რეჟიმში. დროსელის დენს ამ შემთხვევაში აქვს 3.4, დ სურათზე ნაჩვენები სახე. როდესაც დროსელში გამავალი დენი ნულამდე დაეცემა VD დიოდი ჩაიკეტება (S იმყოფება „1“ და „2“ კონტაქტებს შორის). ამიტომ დროსელის ძაბვა U_L და დენი i_L VT ტრანზისტორის ხელახალ ჩართვამდე დარჩება ნულის ტოლი სიდიდის. დროსელის წვეტილი დენის რეჟიმში მუშაობის დროს მნიშვნელოვნად მცირდება ტრანზისტორული გასაღების სიმძლავრის მიხედვით გამოყენების კოეფიციენტი, აუცილებელი ხდება ფილტრის კონდენსატორის ტევადობის გაზრდა, იზრდება დატვირთვის დენის პულსაციის

კოეფიციენტი. ზემოაღნიშნულიდან გამომდინარე, სტაბილიზატორის სქემის ასეთ რეჟიმში მუშაობა მიზანშეწონილი არ არის.

სტაბილიზატორის გაანგარიშების დროს დროსელის ინდუქციურობის გარდა დიდი მნიშვნელობა აქვს ფილტრის კონდენსატორის ტევადობის სიდიდის დადგენას დატვირთვაზე საჭირო ხარისხის მუდმივი ძაბვის მისაღებად. იმპულსური ხასიათის ძაბვიდან მუდმივი შემდგენის გამოყოფისა და პარმონიული შემდგენების ჩახშობის შემაფასებელ ძირითად პარამეტრს ფილტრის გაგლეუვების კოეფიციენტი q წარმოადგენს. ფილტრების უმრავლესობისათვის

$$q = 1/k, \quad (3.4)$$

სადაც k – ფილტრის გადაცემის კოეფიციენტი.

მართკუთხა ფორმის იმპულსური ძაბვის პირველი პარმონიული შემდგენის მიმართ სტაბილიზატორის ფილტრის L და C ელემენტები შეიძლება მივიჩნიოთ ძაბვის გამყოფად, რომლის გადაცემის კოეფიციენტი

$$K = \frac{1/\omega c}{\omega L + 1/\omega c} = \frac{1}{\omega^2 Lc + 1}. \quad (3.5)$$

LC ფილტრი წარმოქმნის რეზონანსულ სისტემას. ამ სისტემის რეზონანსული სიხშირე

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}. \quad (3.6)$$

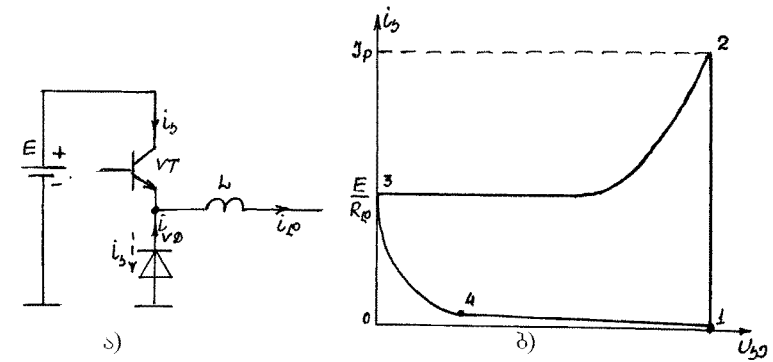
ამიტომ, როდესაც $\omega^2 Lc > 10$, მაშინ (3.5)-ის მნიშვნელში შესაძლებელია „1“-ის უგულვებელყოფა და ფილტრის გაგლეუვების კოეფიციენტი ანალიზურად ასე ჩაიწერება

$$q = 4\pi^2 f^2 LC, \quad (3.7)$$

სადაც f – მართვის სქემის მუშაობის სიხშირეა.

ერთგოლიანი Γ -სებური LC ფილტრის გაგლეუვების კოეფიციენტი (q). ფილტრის ოპტიმალური მასა-გაბარიტული მაჩვენებლების მიღების თვალსაზრისით, მიზანშეწონილია არ აღემატებოდეს 30..40-ს. გაგლეუვების კოეფიციენტის საჭირო სიდიდის მიხედვით (3.7)-დან განისაზღვრება ნამრავლი LC, ხოლო L -ის შერჩეული სიდიდის მიხედვით ვიპოვით ფილტრის კონდენსატორის ტევადობის სიდიდეს.

ცალკე უნდა შევხვით სტაბილიზატორის სქემაში გამოსაყენებელი განმუხტვის VD დიოდის შერჩევის საკითხს, რადგან ამ დიოდს მუშაობა უხდება მაღალი სიხშირის ძაბვის წრედში და დიდი მნიშვნელობა ენიჭება მისი გაღება-ჩაკეტვის სისწრაფეს სტაბილიზატორში მიმდინარე კომუტაციური პროცესების დროს.



სურ. 3.5. დენის განაწილების ხასიათი ტრანზისტორის ღია მდგომარეობის დროს (ა) და გრაფიკი, რომელიც ასახავს კომუტაციური პროცესების მიმდინარეობას (ბ)

როგორც ცნობილია, ღია დიოდის (ამ დროს VT ტრანზისტორი ჩაკეტილია) p-n გადასასვლელის საზღვრებთან აღვილი აქვს მაღალი კონცენტრაციის მუხტების დაგროვება. ამიტომ ტრანზისტორის ჩართვისას VD დიოდი არ ჩაიკეტება სანამ დიოდის სტრუქტურაში დაგროვილი მუხტები არ გაიწოვება გარე წრედში, ე.ი. ღია მდგომარეობიდან ჩაკეტილ მდგომარეობაში გადართვისათვის დიოდს სჭირდება განსაზღვრული დრო (დიოდის ჩაკეტილი მდგომარეობის აღდგენის დრო $t_{\text{აღ}}$). ტრანზისტორული გასაღების გაღების შემდეგ, $t_{\text{აღ}}$ დროის მონაკვეთში ტრანზისტორის ემიტერი ღია მდგომარეობაში მყოფი დიოდის გავლით მიერთებული აღმოჩნდება ნულთან საღტესთან (მიწასთან) (სურ. 3.5, ა), რის გამოც როგორც ტრანზისტორში, ისე დიოდში გაივლის ნომინალურ დენზე რამდენიმეჯერ მეტი სიდიდის დენი. ამ დენს გადართვის პიკურ დენს (I_p) უწოდებენ (სურ. 3.5, ბ). თუ დიოდის ჩაკეტილი მდგომარეობის აღდგენის დრო მნიშვნელოვანი სიდიდისაა, შესაძლებელია დიოდისა და ტრანზისტორის მწყობრიდან გამოსვლა. დიოდის ჩაკეტვის შემდეგ ტრანზისტორის კოლექტორში გამავალი დენი შემცირდება ნომინალურ სიდიდემდე (სურ. 3.5, ბ, წირი 2-3).

ინერციულად მიმდინარეობს VD დიოდის ჩართვის (გაღების) პროცესიც და, მაშასადამე, დატვირთვის დენის ტრანზისტორული გასაღებიდან დიოდზე გადართვის პროცესი. იმისათვის, რომ მოხდეს დიოდის სტრუქტურაში ნორმალური ღია მდგომარეობის შესაბამისი კონცენტრაციის მუხტების დაგროვება, საჭიროა დროის განსაზღვრული მონაკვეთი, რომელსაც დიოდის ჩართვის დრო ეწოდება. მართალია დიოდის ჩართვის დრო ჩაკეტვის დროზე მნიშვნელოვნად ნაკლებია, მაგრამ დიოდის შერჩევის დროს მისი გათვალისწინება აუცილებელია. დიოდის გაღების პროცესში ტრანზისტორის კოლექტორის დენის ცვლილება მოხდება 3.5, ბ სურათზე ნაჩვენები 3-4-1 წირის მიხედვით.

იმპულსურ სტაბილიზატორში მიმდინარე კომუტაციური პროცესების დროს წარმოქმნილი პიკური დენის შესამცირებლად უნდა გამოვიყენოთ ჩაკეტილი მდგომარეობის აღდგენის მინიმალური დროის მქონე დიოდები. ამ მხრივ ყველაზე მიზანშეწონილია შოტკის დიოდების გამოყენება. ასეთ დიოდებს აქვთ ჩაკეტილი მდგომარეობის აღდგენის ძალზე მცირე დრო (რამდენიმე ათეული ნანოწამი). გარდა ამისა, შეუძლიათ გაატარონ დიდი სიდიდის პირდაპირი დენის იმპულსი (240 ა-მდე ამპლიტუდით). ასეთი დიოდების ნაკლად უნდა ჩაითვალოს დასაშვები უკუძაბვის შედარებით დაბალი მნიშვნელობა. პრაქტიკაში ყველაზე ფართოდ გავრცელებული შოტკის დიოდების მაქსიმალურად დასაშვები უკუძაბვა არ აღემატება 40...60 ვ-ს. უფრო მაღალი ძაბვის გარდამქმნელებში შოტკის დიოდების ნაცვლად შეიძლება გამოვიყენოთ ფირმა International Rectivire-ის მაღალი მძკ მქონე ზესწრაფი HEXEREED დიოდები. ამ დიოდების ტექნიკური მონაცემები 3.1 ცხრილშია მოცემული.

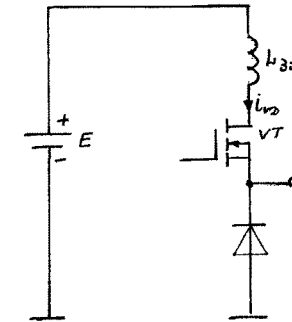
3.1 ცხრილი

დიოდის ტიპი	$U_{bmax}, 3$	$J, ა$	$t_{del}, 6წმ$
HFA04TB60	600	4	42
HFA06TB120	1200	6	26
HFA08TB60S	600	8	55
HFA15PB60	600	15	60
HFA25PB60	600	25	60
HFA30PA60C	600	30	60
HFA50PA60C	600	50	60
HFA70NH60	600	70	120

იმპულსურ სტაბილიზატორში მიმდინარე კომუტაციური პროცესების დროს, განმუხტვის დიოდის სიხშირული თვისებების გარდა, ძალური ტრანზისტორული გასაღების მუშაობის რეჟიმზე გავლენას ახდენს სამონტაჟო სადენების პარაზიტული ინდუქციურობა (მაგალითად, ორი სანტიმეტრი სიგრძის გამტარის საკუთარი ინდუქციურობა 10 ნ პნ-ის ტოლია).

დავუშვათ, სტაბილიზატორის მოცემულ სქემაში არსებობს პარაზიტული ინდუქციურობა $L_{პარ}$ (სურ. 3.6), რომელშიც დენის გავლის დროს გროვდება განსაზღვრული სიდიდის ენერგია. ტრანზისტორის ჩაკეტვისას ამ ენერგიის განმუხტვის სხვა წრედი არ არსებობს და ენერგიის დაცლა მოხდება ტრანზისტორის ჩაკეტვის სისწრაფის შესაბამისი დროის მონაკვეთში. ამ დროს პარაზიტულ ინდუქციურობაზე იარსებებს ძაბვა

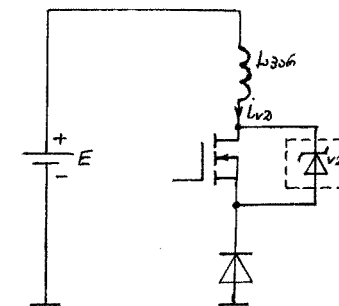
$$U_{L_{პარ}} = L_{პარ} \frac{di}{dt} \quad (3.8)$$



სურ. 3.6. სამონტაჟო გამტარების

პარაზიტული ინდუქციურობის გავლენის აღრიცხვისათვის

თუ დავუშვებთ, რომ $\frac{di}{dt} = 10 \text{ ა/ნწმ}$ (რაც 2-ჯერ ნაკლებია ველით მართული ტრანზისტორების შესაბამისი პარამეტრის მაქსიმალურ ტიპურ მნიშვნელობაზე) და $L_{პარ} = 10 \text{ ნწმ}$, მაშინ $U_{L_{პარ}} = 100 \text{ ვ}$. ვინაიდან ტრანზისტორის ჩაკეტვასთან ერთად იღება განმუხტვის VD დიოდი, ტრანზისტორის სათავე მიერთებული აღმოჩნდება ნულოვან საღტესთან (მიწასთან) და ტრანზისტორის სათავესა და ჩასადინარს შორის იმოქმედებს $(E + U_{L_{პარ}})$ ძაბვა. თუ $E = 30 \text{ ვ}$, მაშინ ჩაკეტვის პროცესში ტრანზისტორზე იმოქმედებს 130 ვ-ის ტოლი ძაბვა. აქედან გამომდინარე, საჭიროა შეირჩეს ტრანზისტორი შესაბამისი დასაშვები ძაბვით ან მიღებული იქნას ზომები ჩაკეტვის პროცესში ტრანზისტორის გადაძეგბავისგან დასაცავად. ტრანზისტორული გასაღების გადაძეგბავისგან დაცვის მიზნით ფართოდ გამოიყენება სპეციალური დამცავი დიოდები TRANSIL, რომელიც ტრანზისტორული გასაღების პარალელურად ჩაერთვება (სურ. 3.7).



სურ. 3.7. TRANSIL დიოდის ჩართვის სქემა

TRANSIL დიოდი თვისებით ძალზე წააგავს სტაბილიტრონს. მასაც გააჩნია გამრღვევი ძაბვის განსაზღვრული სიდიდე. ამავე დროს მისი ამოქმედების დრო არ აღემატება რამდენიმე პიკოწამს. ძალზე მცირე ზომის მიუხედავად (მისი სიგრძე დაახლოებით 10 მმ-ია) დამცავ დიოდს შეუძლია ძალზე დიდი იმპულსური სიმძლავრის შთანთქმა (1 მლწმ-ში გაბნეული სიმძლავრე ეტოლება 1500 ვტ).

32.1.1. ძაბვის დამაბალებელი იმპულსური სტაბილიზატორის რეგულირების მახასიათებელი

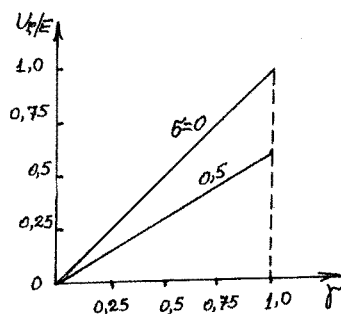
რეგულირების მახასიათებელი ასახავს სტაბილიზატორის გამოსავალი ძაბვის ფარდობითი მნიშვნელობის დამოკიდებულებას იმპულსთა შევსების γ კოეფიციენტზე $U_{\text{გ}}/E = f(\gamma)$. ეს მახასიათებელი ანალიზურად შემდეგი სახით შეიძლება ჩაიწეროს (32)-ის გათვალისწინებით)

$$U_{\text{გ}}/E = \gamma(1 - \sigma)$$

სადაც $\sigma = \frac{r_L}{R_{\text{გ}}}$ – დროსელის გრაგნილის აქტიური წინაღობის ფარდობაა დატვირთვის $R_{\text{გ}}$

წინააღობასთან.

ძაბვის დამაბალებელი იმპულსური სტაბილიზატორის რეგულირების მახასიათებელი წრფივი ხასიათისაა. რეგულირების მახასიათებლის დახრილობა σ -ზეა დამოკიდებული. 3.8 სურათზე რეგულირების მახასიათებლები აგებულია $\sigma=0$ და $\sigma=0,5$ მნიშვნელობებისათვის



სურ. 3.8. ძაბვის დამაბალებელი იმპულსური სტაბილიზატორის რეგულირების მახასიათებლები

დატვირთვის (გამოსავალი) ძაბვა ამ სახის სტაბილიზატორში შესავალ ძაბვაზე ნაკლებია, რაც განაპირობებს მის სახელწოდებას – ძაბვის დამაბალებელი იმპულსური სტაბილიზატორი.

32.1.2. ძაბვის დამაბალებელი იმპულსური სტაბილიზატორის დროსელის დაპროექტება

მაღალი სიხშირის იმპულსურ კვების წყაროებში გამოყენებული ინდუქციური ელემენტების დაპროექტება (ერთეული ვატი სიმძლავრის წყაროების გარდა) ხდება ინდივიდუალურად – კონკრეტული მოწყობილობისათვის, რადგანაც მისი კონსტრუქციული პარამეტრები მრავალ ფაქტორზეა დამოკიდებული.

იმპულსური კვების წყაროში გამოყენებული დროსელის გაანგარიშების დროს საწყის მონაცემად მიიჩნევა დროსელის ინდუქციურობის სიდიდე L და დატვირთვის დენი $i_{\text{დ}}$.

ინდუქციურ ელემენტში გამოყოფილ სითბურ ენერგიას განაპირობებს აქტიური დანაკარგები მაგნიტოგამტარში და გრაგნილის აქტიურ წინააღობაში. ამიტომ დროსელის დაპროექტება ისე უნდა განხორციელდეს, რომ მასში გამოყოფილი სითბური ენერგია ეფექტურად გაიბნეს გარემო სივრცეში და არ მოხდეს დროსელის გადახურება.

დროსელის ენერგოტევადობა განისაზღვრება შემდეგი გამოსახულების მიხედვით:

$$W = \frac{L i_{\text{დ}}^2}{2} \quad (3.9)$$

დროსელის ენერგოტევადობა, მეორეს მხრივ, დაკავშირებულია მაგნიტური გულარის მოცულობასთან:

$$V_{\text{მგ}} = 4 \sqrt[4]{\left(\frac{5 \cdot 10^3 W}{\mu_c \alpha \Delta T} \right)^3}, \quad (3.10)$$

სადაც μ_c – გულარის მაგნიტური შეღწევადობაა;

α – სითბოარიების კოეფიციენტი;

ΔT – დასაშვები გადახურებაა;

$[V_{\text{მგ}}]$ – სმ³-ში.

სითბოარიების კოეფიციენტი, როდესაც დროსელი ჩვეულებრივ პირობებში (ჰაერში) იმყოფება, ეტოლება

$$\alpha = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ ვტ}/(\text{სმ}^2 \cdot ^\circ\text{C}).$$

დროსელის მაგნიტოგამტარის მოცულობა შესაძლებელია შემცირდეს, თუ მომუშავე დროსელის გაგრილებისათვის კონსტრუქციაში ვენტილატორს გათვალისწინებთ. ამ შემთხვევაში

$$\alpha_v = \alpha(1 + 0,5\sqrt{V}),$$

სადაც V – სავენტილაციო პაერის ნაკადის სიჩქარეა, მწმ;

α – სითბოარინების კოეფიციენტი ჩვეულებრივ პირობებში.

(3.10)-ში შემავალი μ_c ეკვივალენტური მაგნიტური შეღწევადობა შესაძლებელია განსხვავდებოდეს ფერომაგნიტური გულარის საწყისი μ_0 შეღწევადობისაგან, რადგან იმპულსური კვების წყაროებში დროსელები ერთი პოლარობის დენზე მუშაობენ, რის გამოც დროსელის გულარაში არსებობს ნარჩენი ინდუქცია Br. ნარჩენი ინდუქციის შემცირების მიზნით დროსელის გულარას უკეთდება არამაგნიტური ღრეწო.

ინდუქციური ელემენტების მაგნიტური გულარის გაბარიტული ზომები მკაცრად სტანდარტულია. ამიტომ მაგნიტური გულარის მინიმალურად შესაძლო მოცულობის დადგენის შემდეგ გულარების ზომების სტანდარტული რიგიდან უნდა შეირჩეს უახლოესი ზომების მქონე რკინის გულარი. სტანდარტული ზომების მქონე III-კონსტრუქციის გულარის მოცულობა

$$V_{III} = \sqrt[4]{\left(\frac{SS_0}{0,13}\right)^3}, \quad (3.11)$$

სადაც S – მაგნიტოგამტარის მუშა კვეთის ფართობია, სმ²;

S_0 – ფანჯრის ფართობი, სმ².

რგოლური ფორმის მაგნიტური გულარის მოცულობა

$$V_0 = \frac{1}{\pi} \left(1 + \frac{D}{d}\right) S \sqrt{S_0} \quad (3.12)$$

სადაც S – მაგნიტოგამტარის მუშა კვეთის ფართობია, სმ²;

S_0 – ფანჯრის ფართობი, სმ².

D და d – რგოლის გარე და შიგა დიამეტრებია შესაბამისად.

დროსელის არამაგნიტური ღრეწო განისაზღვრება ფორმულიდან

$$\mu_c = \frac{l_0}{\delta}, \quad (3.13)$$

სადაც l_0 – მაგნიტოგამტარის საშუალო წირის სიგრძეა;

δ – არამაგნიტური ღრეწის სიღიღე.

მაგნიტოგამტარის ეკვივალენტური შეღწევადობის სიდიდე უნდა შეირჩეს 70...150 ფარგლებში.

დროსელის გრაგნილის ხვეულთა რიცხვი უნდა შეირჩეს ფორმულიდან:

$$W_{bg} = \sqrt{\frac{Ll_0}{\mu_0 \mu_c S}} \quad (3.14)$$

ხოლო სწორედ დაპროექტებული დროსელის შემთხვევაში უნდა შესრულდეს შემდეგი პირობა:

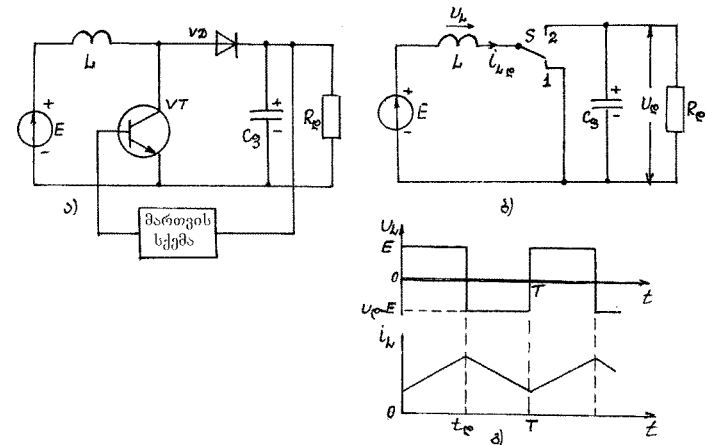
$$\frac{Li_g}{W_{bg} S} \leq 0,9 Bm, \quad (3.15)$$

სადაც Bm – ინდუქციის მაქსიმალური მნიშვნელობაა.

თუ (3.15) პირობა არ სრულდება, მაშინ უნდა შეირჩეს მეტი მოცულობის მაგნიტური გულარი და ჩატარდეს ხელახალი გაანგარიშება (3.15) პირობის დაკმაყოფილებამდე.

3.2.2. ძაბვის ამამაღლებელი იმპულსური სტაბილიზატორი

ძაბვის ამამაღლებელი იმპულსური სტაბილიზატორის გამარტივებული პრინციპული სქემა მოცემულია 3.9 სურათზე.



სურ. 3.9. ძაბვის ამამაღლებელი იმპულსური სტაბილიზატორის სქემა (ა), მისი ეკვივალენტური სქემა (ბ) და დროსელის ძაბვისა და დენის გრაფიკები (გ)

ამ სქემაში დროსელი ჩართულია E კვების წყაროს მიმდევრობით, ხოლო დიოდი – დატვირთვის მიმდევრობით. ძალური ტრანზისტორული გასაღები VT, რომელიც პერიოდულად იღება-იკეტება მართვის სისტემიდან მიწოდებული იმპულსების სიხშირის შესაბამისად, მიერთებულია დატვირთვის პარალელურად. ძაბვის დამაბაღლებელი სტაბილიზატორისგან განსხვავებით, აქ L ინდუქციურობა არ წარმოადგენს ფილტრის ელემენტს, ხოლო გამოსავალი ძაბვა (L ინდუქციურობის სიდიდისა და შევსების კოეფიციენტის სათანადო შერჩევის გზით) შეიძლება შესასვლელზე მოწოდებული ძაბვის სიდიდეზე მეტი აღმოჩნდეს.

3.9, ბ სურათზე მოცემულია ძაბვის ამამაღლებელი იმპულსური სტაბილიზატორის ეკვივალენტური სქემა. VT ტრანზისტორის ჩართვისას, რაც S მექანიკური გადამრთველის

„1“ კონტაქტზე გადართვის ტოლფასია, დროსელი კვების წყაროს E ძაბვაზე აღმოჩნდება მიერთებული. დროსელში გაივლის დენი, რომელიც ენერგიით მუხტავს მას. როგორც ცნობილია, დროსელზე არსებულ ძაბვასა და გამავალ დენს შორის არსებობს დამოკიდებულება

$$U_L = L \frac{di_{L\mathcal{R}}}{dt},$$

სადაც $i_{L\mathcal{R}}$ – დროსელის დენია დამუხტვის რეჟიმში.

იმის გამო, რომ მოცემულ შემთხვევაში $U_L = E$ და E კვების წყაროს ძაბვა მუდმივი სიდიდისაა, გამოსახულებიდან

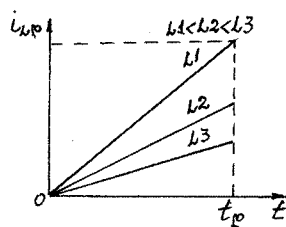
$$i_{L\mathcal{R}} = \frac{1}{L} \int U_L dt,$$

მივიღებთ

$$i_{L\mathcal{R}}(t) = \frac{E}{L} t_{\mathcal{R}}, \quad (3.16)$$

სადაც $t_{\mathcal{R}}$ – დროსელის დამუხტვის ეტაპის (ტრანზისტორის ჩართული მდგომარეობის) ხანგრძლივობაა.

(3.16)-დან გამომდინარეობს, რომ VT ტრანზისტორის ჩართვის შემდეგ დროსელში გამავალი დენი იწყებს წრფივი კანონით ზრდას, რომელიც გაგრძელდება VT ტრანზისტორის გამორთვამდე (ტრანზისტორის გამორთვის მართვის სისტემა ახდენს). ყველა სხვა თანაბარი პირობების შემთხვევაში (კვების ძაბვის სიდიდე და ტრანზისტორის ჩართული მდგომარეობის ხანგრძლივობა) დროსელში გამავალი დენის სიდიდე დამუხტვის ეტაპის ბოლოს მით მეტი იქნება, რაც უფრო მცირე სიდიდისაა L ინდუქციურობა (სურ. 3.10).



სურ. 3.10. დროსელის დენის ზრდის სიჩქარის დამოკიდებულება ინდუქციურობის სიდიდეზე

L დროსელის დამუხტვის ეტაპის დროს, VD დიოდი დატვირთვის წრედს მოკვეთს (ბლოკავს) ღია VT გასაღების წრედისგან და ფილტრის C კონდენსატორს არ აძლევს ჩართულ გასაღებზე განმუხტვის საშუალებას.

VT ტრანზისტორული გასაღების ჩაკეტვის შემდეგ დროსელში დაგროვილი ენერგია ღია მდგომარეობაში მყოფი VD დიოდის გავლით განიმუხტება $R_{\mathcal{L}}$ დატვირთვაზე. ერთდროულად იმუხტება ფილტრის C კონდენსატორიც. დროსელის განმუხტვის ეტაპს შეესაბამება S -ის „2“ კონტაქტზე გადართვა. ამ დროს კვების წყაროს E ძაბვას დაემატება დროსელის თვითინდუქციის ე.მ.ძ. და კონდენსატორსა და დატვირთვაზე აღმოჩნდება $U_{\mathcal{L}} > E$ ძაბვა. დროსელის U_L ძაბვისა და i_L დენის ფორმები ნაჩვენებია 3.9, გ სურათზე. დროსელზე მოქმედი ძაბვის ნახტომის სრული სიდიდე გასაღების კომუტაციის დროს ($U_{\mathcal{L}} = -2E$) ს ტოლია.

3.2.2.1. ძაბვის ამამაღლებელი იმპულსური სტაბილიზატორის სქემის ელემენტების პარამეტრების განსაზღვრა

დროსელის ინდუქციურობა L სტაბილიზატორმა უნდა უზურუნველყოს დატვირთვისადმი საკმარისი სიმძლავრის მიწოდება

$$P_{\mathcal{R}} = i_{\mathcal{R}} U_{\mathcal{R}}.$$

თუ გავითვალისწინებთ, რომ დატვირთვის დენი $i_{\mathcal{R}}$ დროსელში გამავალი დენის

დაახლოებით ნახევრის ტოლია ($i_{\mathcal{R}} \approx \frac{i_L}{2}$), მივიღებთ

$$P_{\mathcal{R}} \approx \frac{i_L U_{\mathcal{R}}}{2}. \quad (3.17)$$

ამავე დროს, დატვირთვის დენი განისაზღვრება დროსელის დამუხტვის ეტაპის დენით და არ შეიძლება აღმოჩნდეს მასზე მეტი სიდიდის. (3.16) და (3.17)-ის გათვალისწინებით შესაძლებელია დავადგინოთ დროსელის ინდუქციურობის მაქსიმალური მნიშვნელობა დატვირთვისადმი საჭირო სიმძლავრის გადაცემის უზურუნველყოფის პირობებში

$$L_{\max} = \frac{EU_{\mathcal{R}} t_{\mathcal{R}\max}}{2P_{\mathcal{R}}}, \quad (3.18)$$

სადაც $t_{\mathcal{R}\max} = \frac{0.9}{f}$ – დროსელის დამუხტვის ეტაპის, ანუ ძალური გასაღების ჩართული

მდგომარეობის მაქსიმალური ხანგრძლივობაა.

f – ძალური გასაღების კომუტაციის სიხშირე.

(3.18)-დან გამომდინარე დროსელის ინდუქციურობის მნიშვნელობის ზედა ზღვარს ზღუდავს დატვირთვისადმი გადასაცემი სიმძლავრის სიდიდე. რაც შეეხება დროსელის ინდუქციურობის მნიშვნელობის ქვედა ზღვარს (დასაშვები მინიმალური მნიშვნელობა), მას ზღუდავს ტრანზისტორული გასაღების დენის დასაშვები მნიშვნელობა. დროსელის ინდუქციურობის მინიმალური მნიშვნელობის გაანგარიშება უნდა მოხდეს ფორმულით

$$L_{\min} = \frac{E_{\min} t_{\text{გmax}}}{2i_{\text{გ}}}. \quad (3.19)$$

დროსელის ინდუქციურობის გაანგარიშება უნდა მოვახდინოთ შემდეგი თანმიმდევრობით:

- მოცემული პარამეტრების $U_{\text{გ}}, f, P_{\text{გ}}, E_{\min}, t_{\text{გmax}}$ მიხედვით უნდა განისაზღვროს $L_{\max}$;
- მოცემული პარამეტრების $E_{\min}, t_{\text{გmax}}, i_{\text{გ}}$ მიხედვით უნდა განისაზღვროს $L_{\min}$;
- უნდა შესრულდეს პირობა $L_{\max} > L_{\min}$. წინააღმდეგ შემთხვევაში გარდამქმნელი უბრალოდ ვერ შეძლებს მუშაობას.
- დროსელის ინდუქციურობა უნდა შეირჩეს $L = L_{\min}$

ფილტრის კონდენსატორი C. ფილტრის კონდენსატორი უზრუნველყოფს სტაბილიზატორის ძაბვის პულსაციის შემცირებას. კონდენსატორის C ტევადობის სიდიდის გაანგარიშებისათვის საჭიროა დადგინდეს კონდენსატორზე (მაშასადამე დატვირთვაზე) ძაბვის ცვლილებების სიდიდე სტაბილიზატორის სრული მუშა ციკლის დროს.

L დროსელის განმუხტვის ეტაპის დროს კონდენსატორზე მიიღება ძაბვის ნამატი

$$\Delta U_{\text{გ}} = \frac{Q}{C}, \quad (3.20)$$

სადაც $Q = t_{\text{გ}} i_{L_{\text{გ}}}$ – დროსელის განმუხტვის ეტაპზე კონდენსატორისადმი გადაცემული მუხტია;

$t_{\text{გ}}$ – დროსელის განმუხტვის ეტაპის (ე.ი. ძალური გასაღების ჩაკეტილი მდგომარეობის) ხანგრძლივობაა;

$i_{L_{\text{გ}}}$ – დროსელის დენია განმუხტვის ეტაპის დროს.

თუ დავუშვებთ, რომ დროსელის დამუხტვისა და განმუხტვის ეტაპების დენები ერთნაირია, ე.ი. $i_{L_{\text{გ}}} = i_{L_{\text{გ}}}$, მაშინ (3.16)-ის გათვალისწინების შემდეგ, გვექნება

$$\Delta U_{\text{გ}} = \frac{E t_{\text{გ}} t_{\text{გ}}}{LC}. \quad (3.21)$$

სტაბილიზატორის გამოსავალი ძაბვის პულსაციის კოეფიციენტი

$$K_{\text{კ}} = \frac{\Delta U_{\text{გ}}}{U_{\text{გ}}} = \frac{E}{U_{\text{გ}}} \cdot \frac{t_{\text{გ}} t_{\text{გ}}}{LC}. \quad (22)$$

პულსაციის დასაშვები კოეფიციენტის მიხედვით (3.22)-დან განისაზღვრება კონდენსატორის ტევადობის სიდიდე.

თუ გაითვალისწინებთ, რომ $t_{\text{გ}} = \gamma T = \gamma / f$, ხოლო $t_{\text{გ}} = T - t_{\text{გ}} = T(1 - \gamma) = (1 - \gamma) / f$, მაშინ ძაბვის ამამაღლებელი სტაბილიზატორის დროსელისა და ფილტრის კონდენსატორის პარამეტრების გაანგარიშებისათვის შეიძლება შემდეგი გამოსახულებების გამოყენება:

$$L_{\max} = \frac{EU_{\text{გ}} \gamma_{\max}}{2P_{\text{გ}} f}; \quad L_{\min} = \frac{E_{\min} \gamma}{2i_{\text{გmax}} f};$$

$$K_{\text{კ}} = \frac{E_{\min}}{U_{\text{გmax}}} \cdot \frac{\gamma(1 - \gamma)}{f^2 LC} \quad (3.23)$$

მაბლოკირებადი დიოდი VD. მაბლოკირებელ დიოდად მიზანშეწონილია შოტკის დიოდის გამოყენება. ასეთი დიოდისათვის დამახასიათებელია პირდაპირი ძაბვის ვარდნის მცირე მნიშვნელობა და მაღალი სწრაფქმედება (ძალზე სწრაფი ჩართვა-გამორთვა). დიოდის შერჩევა უნდა მოხდეს პირდაპირი დენისა და უკუძაბვის დასაშვები მნიშვნელობების მიხედვით.

ძალური ბაზალემი. ძაბვის ამამაღლებელი იმპულსური სტაბილიზატორის ძალურ მარეგულირებელ ელემენტად (გასაღებად) ბოლო დროს ძირითადად ძალური ველით მართული ტრანზისტორები (ლონ-MOSFET) გამოიყენება.

3.2.2.2. ძაბვის ამამაღლებელი იმპულსური სტაბილიზატორის რეგულირების მახასიათებელი

ძაბვის ამამაღლებელი იმპულსური სტაბილიზატორის რეგულირების მახასიათებლის ანალიზური გამოსახულების დადგენის დროს მხედველობაში უნდა იქნეს მიღებული დროსელის დამუხტვა-განმუხტვის ეტაპების დროს სქემის ელემენტებზე არსებული ძაბვის ვარდნები. კერძოდ, ძაბვის ვარდნებს ადგილი აქვს: კვების წყაროს შიგა წინაღობაზე $r_{\text{გ}}$, დროსელის გრანდის აქტიურ წინაღობაზე r_L , ჩართული (ღია) გასაღების შიგა წინაღობაზე $r_{\text{ჩT}}$ და მაბლოკირებელი ღია დიოდის შიგა წინაღობაზე $r_{\text{დ}}$. მივიჩნიოთ, რომ $r_{\text{ჩT}} = r_{\text{დ}}$. მაშინ დროსელის დამუხტვა-განმუხტვის წრედების წინაღობები ტოლი სიდიდის იქნება

$$r = r_{\text{გ}} + r_L + r_{\text{ჩT}} = r_{\text{გ}} + r_L + r_{\text{დ}}.$$

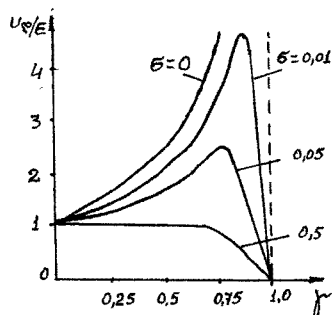
შევადგინოთ დენების ბალანსის განტოლება დროსელის ინდუქციურობის დამუხტვა-განმუხტვის ეტაპების დროს

$$\frac{E - i_L r}{fL} \gamma = \frac{(U_{\text{გ}} - E + i_L r)(1 - \gamma)}{fL},$$

რომლის გამარტივების შემდეგ მივიღებთ

$$U_{\text{გ}} = \frac{E}{\left(1 + 2 \frac{r}{P_{\text{გ}}}\right)(1 - \gamma)}. \quad (3.24)$$

რეგულირების მახასიათებელთა ოჯახი, $\frac{r}{R_{\text{გ}}}$ ფარდობის სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის, წარმოდგენილია 3.11 სურათზე.



სურ. 3.11. ძაბვის ამამაღლებელი იმპულსური სტაბილიზატორის რეგულირების მახასიათებელი

(3.24) სამართლიანია შევსების კოეფიციენტის კრიტიკულ მნიშვნელობაზე ნაკლები სიდიდის დროს. როდესაც შევსების კოეფიციენტი გადააჭარბებს კრიტიკულ მნიშვნელობას, რომელიც განისაზღვრება გამოსახულებიდან

$$\gamma_{\text{კრ}} = 1 - \sqrt{\frac{r}{R_{\text{გ}}}}, \quad (3.25)$$

სტაბილიზატორის რეგულირების მახასიათებელი დაღმავალ სახეს ღებულობს. ამის მიზეზი ის არის, რომ r წინაღობაზე ძაბვის ვარდნას ვეღარ აკომპენსირებს ინდუქციურობაში დენის ზრდადობა. ამიტომ (3.24)-ის გამოყენება ამ უბნისათვის შეუძლებელია. იმისათვის, რომ მივიღოთ საკმარისი განფენილი საწყისი აღმავალი უბანი, r უნდა იყოს რაც შეიძლება მცირე სიდიდის.

როგორც 3.11 სურათიდან ჩანს, შეუძლებელია გამოსავალი ძაბვის სიდიდე რამდენიმე რიგით აღემატებოდეს შესასვლელზე მიწოდებულ ძაბვას. ძაბვის გაზრდის კოეფიციენტი, როგორც წესი, არ აღემატება 5-ს. რაც შეეხება შევსების კოეფიციენტს, იგი შეირჩევა არაუმეტეს 0,8...0,9-ისა.

3.2.2.3. ძაბვის ამამაღლებელი იმპულსური სტაბილიზატორის დროსელის დაპროექტება

ძაბვის ამამაღლებელ იმპულსურ სტაბილიზატორში ადგილი აქვს ძაბვის მაღალსიხშირულ (100...300 კჰც) გარდაქმნას. ამიტომ სტაბილიზატორის ინდუქციური

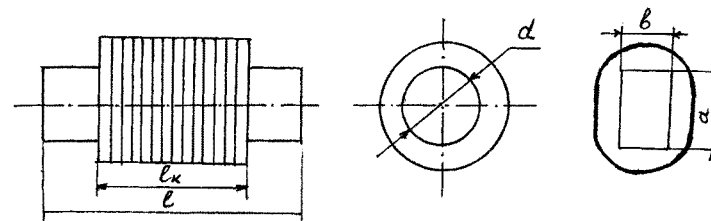
ელემენტების (დროსელი, ტრანსფორმატორი) დაპროექტების დროს აუცილებელია რიგი მოთხოვნების შესრულება. კერძოდ, ინდუქციურ ელემენტს უნდა გააჩნდეს:

- მინიმალურად შესაძლო გაბარიტული ზომები დატვირთვისადმი გადასაცემი სიმძლავრის მოცემული მნიშვნელობის დროს;
- მინიმალური აქტიური დანაკარგები მაგნიტურ გულარასა და გრაგნილში;
- ნარჩენი ინდუქციის ნულთან ახლო მნიშვნელობა.

ვევლა ამ მოთხოვნას საკმარისად აკმაყოფილებენ დროსელები, რომლებშიც გამოყენებულია ღეროვანი კონსტრუქციის ფერიტის გულარები (HH, HM, HMC მარკის ფერითი). კონსტრუქციულად ასეთი დროსელი წარმოადგენს წრიული (ზოგჯერ მართკუთხა ან კვადრატული) კვეთის ფერიტის ღეროს, რომელზეც დახვეულია იზოლირებული სპილენძის გამტარის ერთი ან რამდენიმე შრე. დროსელს გააჩნია ორი საკონტაქტო გამოყვანი.

ქვემოთ (გამოყვანის გარეშე) მოცემულია ფორმულები ძაბვის ამამაღლებელი იმპულსური სტაბილიზატორის დროსელის საანგარიშო სიდიდეების დასადგენად. ამ ფორმულებში გამოყენებულია დასაპროექტებელი დროსელის (საანგარიშო მოდელი მოცემულია 3.12 სურათზე) მაგნიტური და კონსტრუქციული სიდიდეების შემდეგი აღნიშვნები:

- l – გულარის სიგრძე;
- l_k – ხვეულის სიგრძე;
- d – გულარის დიამეტრი;
- μ_c – გულარის ფარდობითი ეკვივალენტური შეღწევადობა;
- μ – გულარის მასალის საწყისი შეღწევადობა;
- μ_0 – მაგნიტური მუდმივა;
- $k = \frac{l}{l_k}$ – გულარის გრაგნილით შევსების კოეფიციენტი;
- a, b – მართკუთხა ფორმის გულარის კვეთის გვერდები;
- $W_{\text{ბ3}}$ – გრაგნილის ხვეულთა რიცხვი.



სურ. 3.12. ღეროვანგულარიანი დროსელის კონსტრუქციული პარამეტრები

დროსელის ინდუქციურობა განისაზღვრება შემდეგი ფორმულებიდან:

ა) $k \approx 1$ შემთხვევაში:

წრიული კვეთის მქონე გულარებისათვის

$$L = \frac{5\mu_0 W_{b3}^2}{2\pi} \cdot \frac{l}{\ln\left(\frac{l}{d}\right) - 0,818}. \quad (3.26)$$

მართკუთხა კვეთის მქონე გულარებისათვის

$$L = \frac{5\mu_0 W_{b3}^2}{2\pi} \cdot \frac{l}{\ln\left(\frac{l}{a+b}\right) + 0,29}. \quad (3.27)$$

ბ) $k \gg 1$ შემთხვევაში:

წრიული კვეთის მქონე გულარებისათვის

$$L = \mu_0 W_{b3}^2 d \left[0,75 \frac{l}{d} + 0,3 \right]. \quad (3.28)$$

მართკუთხა კვეთის მქონე გულარებისათვის

$$L = 1,13 \sqrt{ab} \mu_0 W_{b3}^2 \left[0,66 \frac{l}{\sqrt{ab}} + 0,3 \right]. \quad (3.29)$$

გ) $k \gg 1$ და $\frac{l}{d} \geq 20$

წრიული მართკუთხა კვეთის მქონე გულარებისათვის

$$L = 0,75 \mu_0 W_{b3}^2 l. \quad (3.30)$$

გულარის ეკვივალენტური შედწევალობა განისაზღვრება შემდეგი მიახლოებითი ფორმულების გამოყენებით:

ა) წრიული კვეთის მქონე გულარისათვის

$$\mu_c = \frac{\left(\frac{l}{d}\right)^2}{\ln\left(\frac{l}{d}\right) - 0,818}. \quad (3.31)$$

ბ) მართკუთხა კვეთის მქონე გულარისათვის

$$\mu_c = 0,78 \frac{\frac{l^2}{ab}}{\ln\left(0,88 \frac{l}{\sqrt{ab}}\right) - 0,818}. \quad (3.32)$$

გულარის მინიმალური მოცულობა იანგარიშება ფორმულიდან

$$V_{\partial\phi} = \sqrt{\left(\frac{5 \cdot 10^3 L i_{Lmax}}{\mu_c \alpha \Delta T}\right)^3}, \quad (3.33)$$

სადაც $[V_{\partial\phi}]$ – სმ³,

$\alpha = 1,2 \cdot 10^3$ ვტ/სმ²°C – სითბოარინების ტემპერატურული კოეფიციენტი;

ΔT – მაგნიტოგამტარის გაცხელება ($\Delta T = 40^\circ C$).

გულარის მაგნიტური ინდუქციის მნიშვნელობა:

ა) წრიული კვეთის მქონე გულარისათვის

$$B = \frac{4L i_{Lmax}}{\pi d^2 W_{b3}} \leq 0,25 \text{ ტლ}; \quad (3.34)$$

ბ) მართკუთხა კვეთის მქონე გულარისათვის

$$B = 3,12 \frac{L i_{Lmax}}{\pi ab W_{b3}} \leq 0,25 \text{ ტლ}; \quad (3.35)$$

დროსელის გაანგარიშებას ვახდენთ შემდეგი თანმიმდევრობით:

- L -ის განსაზღვრის შემდეგ დავადგენთ მაგნიტოგამტარის მინიმალურ მოცულობას და გულარის გეომეტრიულ ზომებს;

- L -ის ცნობილი სიდიდის მიხედვით, აგრეთვე გულარის გეომეტრიული ზომების მიხედვით ვპოულობთ W_{b3} ხვეულობა რიცხვს;

- ვამოწმებთ გულარაში მაგნიტური ინდუქციის სიდიდეს;

- აუცილებლობის შემთხვევაში (თუ ინდუქცია დასაშვებ მნიშვნელობას აღემატება) შევარჩევთ მეტი გაბარიტული ზომების მქონე გულარას და გავიმეორებთ W და B სიდიდეების გაანგარიშებას;

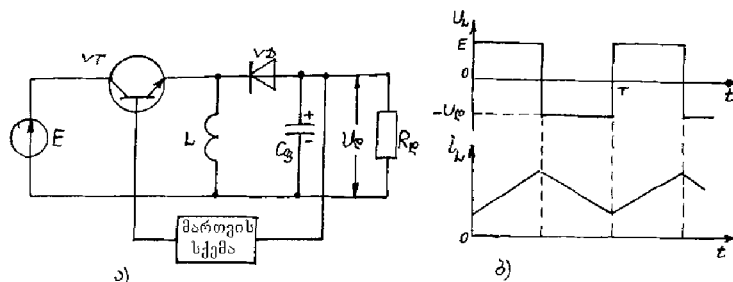
- გრაგნილის გამტარის განივი კვეთის განსაზღვრის დროს ვსარგებლობთ დენის სიმკვრივის დასაშვები კოეფიციენტით $\sigma = (4...5)$ ა/მმ².

3.2.3. ძაბვის მაინვერსირებადი იმპულსური სტაბილიზატორი

ამ სახის იმპულსურ სტაბილიზატორს შეუძლია იმუშაოს შესავალი ძაბვის დადაბლების, ამაღლების და შესავალი ძაბვის გამეორების რეჟიმში. ამავე დროს, გამოსავალ ძაბვას აქვს შესასწავლეზე მიწოდებული ძაბვის საწინააღმდეგო ნიშანი, რაც განაპირობებს სტაბილიზატორის სახელწოდებას – მაინვერსირებადი. ძაბვის მაინვერსირებადი იმპულსური სტაბილიზატორის სქემა მოცემულია 3.13 სურათზე.

როდესაც VT ტრანზისტორული გასაღები ჩართულია, მაშინ VD დიოდი ჩაკეტილია E ძაბვით, ხოლო L დროსელი უშუალოდაა მიერთებული კვების წყაროსთან და მასში გამავალი დენი იზრდება წრფივი კანონით. ამ დროს მიმდინარეობს დროსელის ენერგიით დამუხტვის პროცესი. დამუხტვის პროცესის დენი

$$i_{\partial}(t) = \frac{E t_{\partial}}{L} = \frac{E}{L} \cdot \frac{\gamma}{f}. \quad (3.36)$$



სურ. 3.13. ძაბვის მაინვერსირებადი იმპულსური სტაბილიზატორის სქემა (ა)
და დროსელის ძაბვისა და დენის გრაფიკები (ბ)

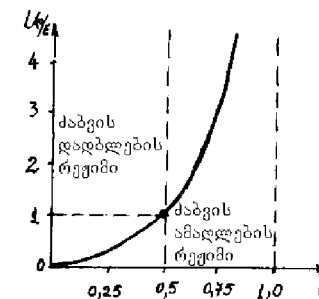
ტრანზისტორული გასაღების ჩაკეტვის შემდეგ დროსელის თვითინდუქციის ე.მ. გააღებს VD დიოდს და დროსელში დაგროვილი ენერგია იწეებს განმუხტვას დატვირთვაზე. იმის გამო, რომ გასაღების კომუტაციის შემდეგ დროსელში გამავალი დენის მიმართულება უცვლელი რჩება (დიოდის არსებობის გამო), დატვირთვაზე აღმოჩნდება შესასვლელზე მიწოდებული ძაბვის საწინააღმდეგო ნიშნის ძაბვა. დროსელის განმუხტვის დენი

$$i_{\phi}(t) = -\frac{U_{\phi}(1-\gamma)}{\gamma}. \quad (3.37)$$

თუ ჩავთვლით, რომ გასაღების გადართვის მომენტში დროსელის დამუხტვისა და განმუხტვის დენები ერთნაირია, სტაბილიზატორის რეგულირების მახასიათებელი ანალიზურად ასე ჩაიწერება

$$\frac{U_{\phi}}{E} = -\frac{\gamma}{1-\gamma}. \quad (3.38)$$

როდესაც $\gamma = 0,5$, მაშინ $U_{\phi} = -E$, ე.ი. აღგილი აქვს შესავალი E ძაბვის მხოლოდ ნიშნის შეცვლას (ინვერსიას). თუ $\gamma < 0,5$, მაშინ მაინვერსირებადი სტაბილიზატორი იმუშავებს შესავალი ძაბვის დადაბლების რეჟიმში, ხოლო როდესაც $\gamma > 0,5$ – შესავალი ძაბვის ამაღლების რეჟიმში.



სურ. 3.14. ძაბვის მაინვერსირებადი იმპულსური სტაბილიზატორის რეგულირების მახასიათებელი

3.2.4. მიკროსქემები ძაბვის იმპულსური სტაბილიზატორებისათვის

ძაბვის იმპულსური სტაბილიზატორების მართვისათვის გამოყენებულ მიკროსქემებს ხშირად DC-DC (მუდმივი დენი-მუდმივი დენი) კონვერტორებსაც უწოდებენ, რადგან ისინი ახდენენ შესავალი მუდმივი ძაბვის დონის ან პოლარობის გარდაქმნას. ასეთი სტაბილიზატორები გამოიყენება იმ შემთხვევაში, როდესაც არ არსებობს შესავალი და გამოსავალი წრედების გაღვანური გართვის აუცილებლობა, ხოლო პირველად წყაროს წარმოადგენს მუდმივი ძაბვის წყარო (ელემენტთა ბატარეა, აკუმულატორი, მზის ბატარეა). იმპულსური სტაბილიზატორის გამოსასვლელზე შესაძლებელია სხვადასხვა სიდიდის ძაბვის მიღება, როდესაც მის შესასვლელზე რამდენიმე ერთეული ვოლტის ტოლი ძაბვაა მიერთებული. ზოგ შემთხვევაში იმპულსურ სტაბილიზატორებს იყენებენ ქსელის გამართული ძაბვის უშუალო გარდაქმნისათვის, მაგრამ ამ შემთხვევაში არსებობს გაღვანური კავშირი სტაბილიზატორის გამოშვალ წრედსა და ძალურ ქსელს შორის (თუ გამმართველის შესასვლელზე გამოყენებული არ არის ძალური ტრანსფორმატორი).

სადღეისოდ საზღვარგარეთის ფირმები უშვებენ იმპულსური სტაბილიზატორებისათვის სამი ნაირსახეობის ინტეგრალურ მიკროსქემას:

- ძაბვის ამაღლებელ იმპულსურ სტაბილიზატორებს დაბალი შესავალი ძაბვით (2-დან 12 ვ-მდე) და ჩაშენებული ევლით მართული ტრანზისტორით (სტაბილიზატორების სერია: MAX731(1446 ПН1), MXX734 (1446ПН2) და MAX641(1446ПН3));

- მცირე სიმძლავრის უნივერსალურ ინტეგრალურ მიკროსქემებს, რომელთა გამოყენება შესაძლებელია იმპულსურ სტაბილიზატორთა სხვადასხვა სქემის ასაგებად (მაგალითად, LM100(142ЕП1) ან $\mu A78S40(1156EY1)$);

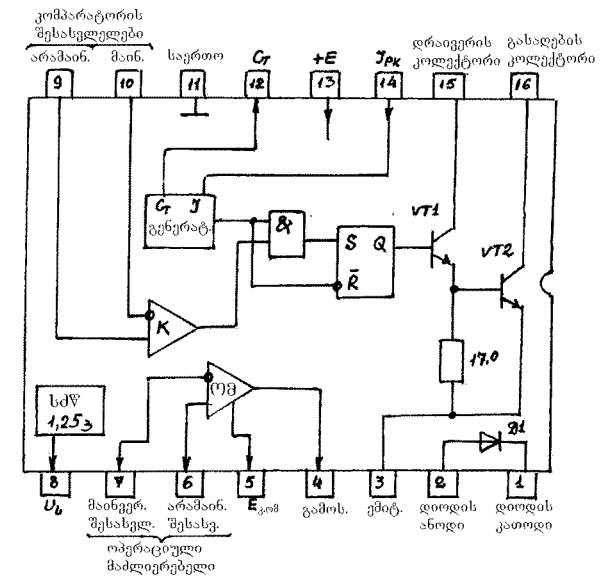
- დასრულებულ სტაბილიზატორებს, რომლებიც შეიცავენ მართვის სქემებს და ძალურ ტრანზისტორს 10 ა-მდე დენზე (მაგალითად, LAS6380(1156EY1)).

32 ცხრილში მოცემულია იმპულსურ სტაბილიზატორთა ინტეგრალური მიკროსქემების ძირითადი პარამეტრები. ძაბვის ამამაღლებელი იმპულსური სტაბილიზატორები მუშაობენ დაბალი შესავალი ძაბვით და +5 ვ ან +12 ვ ფიქსირებული გამოსავალი ძაბვით. ასეთი სტაბილიზატორების მქკ აღწევს 88%-მდე, ხოლო გარდაქმნის მუშა სიხშირე – 170 კკც-მდე. დატვირთვის სიმძლავრის მცირე მნიშვნელობების შემთხვევაში ძალურ გასაღებად გამოიყენება მიკროსქემაში ჩაშენებული ველით მართული ტრანზისტორი. დატვირთვის სიმძლავრის დიდი მნიშვნელობების დროს აუცილებელია დამატებითი ბიპოლარული ან ველით მართული ტრანზისტორის გამოყენება.

3.2 ცხრილი

იმს-ის ტიპი	ფუნქციური დანიშნულება	$U_{\text{შესვ.}}$	$I_{\text{გამ.}}$	$f, \text{კჰც}$	P, ვტ (მძკ %)
MAX731(1446 IIH1)	ძაბვის ამამაღლებელი სტაბილიზატორი	2,5...5,2	0,200	170	(80)
MAX734 (1446IIH2)	ძაბვის ამამაღლებელი სტაბილიზატორი	2...12	0,175	170	(80)
MAX641(1446IIH3)	ძაბვის ამამაღლებელი სტაბილიზატორი	1...12	0,450	170	(80)
LM100(142EIII)	ელემენტთა ანაწყოები იმპულსური სტაბილიზატორის ასაწყობად	<40	0,200	100	0,6
$\mu A78S40(1156EY1)$	ელემენტთა ანაწყოები იმპულსური სტაბილიზატორის ასაწყობად	<40	1,500	100	1,5
LAS6380(1155EY1)	მძლავრი იმპულსური სტაბილიზატორი	<40	8,00	200	8,5

ყველაზე უნივერსალურს მეორე ჯგუფის ინტეგრალური მიკროსქემები წარმოადგენენ. ასეთი მიკროსქემა არის ელემენტთა ანაწყოები სხვადასხვა ტიპის იმპულსური სტაბილიზატორის ასაგებად. ამ ჯგუფის მიკროსქემებიდან ყველაზე სრულყოფილს $\mu A78S40(1156EY1)$ ტიპის მიკროსქემა წარმოადგენს, რომლის გამართივებული სტრუქტურული სქემა 3.15 სურათზეა წარმოდგენილი.



სურ. 3.15. $\mu A78S40(1156EY1)$ ტიპის მიკროსქემის სტრუქტურული სქემა

იმს-ის შემადგენლობაში შედის შემდეგი კვანძები და ბლოკები:

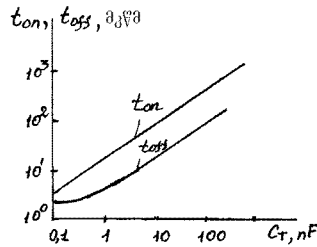
- საყრდენი ძაბვის წყარო (სძწ) 1,25 ვის ტოლი ძაბვით;
- ოპერაციული მაძლიერებელი (ომ) 4 მლგ-ის ტოლი ნულის წანაცვლების ძაბვით, $2 \cdot 10^5$ -ის ტოლი გაძლიერების კოეფიციენტით და 0,6 ვ/მკმ-ის ტოლი ძაბვის ზრდის სიჩქარით;
- განედურ-იმპულსური მოდულატორი (ზომ), რომელიც შეიცავს დამკვეთ გენერატორს, კომპარატორს, „და“ ლოგიკურ სქემასა და RS-ტრიგერს;
- ტრანზისტორული გასაღები (VT2) დრეივით (VT1);
- ძალური დიოდი D1 (1ა-ის ტოლი პირდაპირი დენით და 40 ვ-ის ტოლი დასაშვები უკუძაბვით).

მიკროსქემით შესაძლებელია განხორციელდეს გარეშე ბიპოლარული ან ველით მართული ტრანზისტორის მართვა იმ შემთხვევაში, როდესაც სტაბილიზატორიდან დატვირთვა მოითხოვს 1,5 ა-ზე მეტ დენს, ხოლო გამოსავალის ძაბვა 40 ვ-ს აღემატება.

$\mu A78S40$ ტიპის მიკროსქემა წარმოადგენს ცვლადი სიხშირისა და შევსების კოეფიციენტის მქონე იმპულსურ გარდაქმნელს. გარდაქმნის ძირითადი სიხშირის დაყენება ხორციელდება სიხშირის დამკვეთი კონდენსატორის C_T საშუალებით. C_T სიდიდე განსაზღვრავს მიკროსქემის სტრუქტურულ სქემაში შემაგალი გენერატორის სიხშირეს,

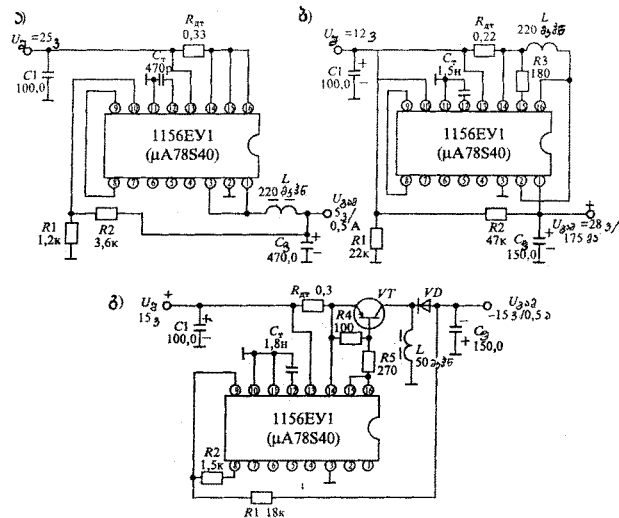
რომელიც შეიძლება შეიცვალოს 100 კვ-დან 100 კვ-მდე ფარგლებში. ეს ტევადობა ამავე დროს განაპირობებს ძალური ტრანზისტორული გასაღების ჩართული (ღია) და გამორთული (ჩაკეტილ) მდგომარეობათა ხანგრძლივობებს.

3.16 სურათზე ნაჩვენებია VT2 ძალური ტრანზისტორული გასაღების ჩართული მდგომარეობის ხანგრძლივობის (t_{on}) და გამორთული მდგომარეობის ხანგრძლივობის (t_{off}) კონდენსატორის C_T ტევადობაზე დამოკიდებულების გრაფიკი



სურ. 3.16. ძალური გასაღების ჩართული/გამორთული მდგომარეობის ხანგრძლივობის დამოკიდებულება C_T ტევადობაზე

3.17 სურათზე მოცემულია $\mu A78S40$ ტიპის მიკროსქემის სხვადასხვა ჯგუფის (ძაბვის ამამაღლებელი, ძაბვის დამადაბლებელი და ძაბვის მაინვერსირებელი) იმპულსურ სტაბილიზატორებში გამოყენების პრაქტიკული მაგალითები.



სურ. 3.17. $\mu A78S40$ მიკროსქემის ჩართვა ძაბვის იმპულსურ სტაბილიზატორებში: ძაბვის დამადაბლებელში (ა), ძაბვის ამამაღლებელში (ბ) და ძაბვის მაინვერსირებელში (გ)

ძაბვის დამადაბლებელ (სურ. 3.17, ა) და ამამაღლებელ (სურ. 3.17, ბ) იმპულსური სტაბილიზატორების სქემებში ძალურ გასაღებებად გამოყენებულია მიკროსქემის შიგა ელემენტები (VT2 ტრანზისტორი და D1 დიოდი, სურ. 3.15), ხოლო ძაბვის მაინვერსირებელ სტაბილიზატორში (სურ. 3.17, გ) გამოსავალი სიმძლავრის გაზრდის მიზნით სქემაში ჩაყენებულია გარეშე ძალური გასაღებები: VD დიოდი და VT ტრანზისტორი.

ენერგიის დატვირთვით ინდუქციურობა L სამივე სქემაში გარეშე ელემენტს წარმოადგენს, რომლის სიდიდე (3.19)-ის თანახმად შეირჩევა ფორმულით

$$L_{\min} = \frac{U_{\text{გ}} \cdot t_{\text{on-max}}}{2I_{\text{გ,max}}}, \quad (3.39)$$

სადაც $I_{\text{გ,max}}$ – დატვირთვის (გამოსავალი) დენის მაქსიმალური მნიშვნელობაა.

როგორც ზემოთ იყო აღნიშნული, სტაბილიზატორის მუშაობის პროცესში გენერატორის სიხშირე და შევსების კოეფიციენტი იცვლება. საწყისი სიხშირისა და შევსების კოეფიციენტის შეცვლა შეიძლება განახორციელოს ორმა ელემენტმა: კომპარატორმა და დენის შეზღუდვის სქემამ. განედურ-იმპულსური მოდულატორის კომპარატორი ცვლის ტრანზისტორული გასაღების გამორთული მდგომარეობის ხანგრძლივობას (t_{off}). სანამ სტაბილიზატორის გამოსავალი ძაბვა ნომინალურ (დაკეტილ) მნიშვნელობაზე ნაკლებია, კომპარატორის გამოსავალზე იარსებებს პოტენციალის მაღალი დონე, რადგან მის პირდაპირ (არამაინვერსირებელ) შესასვლელზე მოქმედებს საყრდენი (ეტალონური) $U_{\text{ს}} = 1,25$ ვ ძაბვა, ხოლო მაინვერსირებელ შესასვლელზე $K_{\text{გ}} U_{\text{გ}} = U_{\text{გ}} R_4 / (R_4 + R_2) < U_{\text{ს}}$ ძაბვა. თუ გამოსავალი ძაბვა $U_{\text{გ}}$ გაიზარდა ისე, რომ შესრულდა პირობა $K_{\text{გ}} U_{\text{გ}} > U_{\text{ს}}$, მაშინ კომპარატორი გადაირთვება დაბალი პოტენციალის რეჟიმში და ტრანზისტორული გასაღები აღარ გაიღება (ე.ი. გაიზრდება t_{off} , ანუ შემცირდება $U_{\text{გ}}$). $K_{\text{გ}} U_{\text{გ}} < U_{\text{ს}}$ პირობის შესრულებისას კომპარატორის გამოსასვლელზე კვლავ აღმოჩნდება პოტენციალის მაღალი დონე, ამიტომ t_{off} შემცირდება და ა.შ.

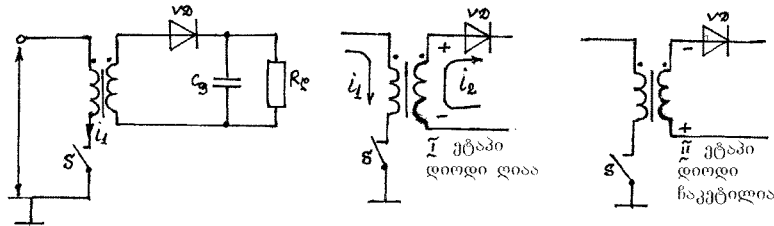
დენის შეზღუდვის სქემა შედგება დენის გადამწოდისაგან, რომელიც ჩართულია მიკროსქემის მე-13 და მე-14 გამოყვანებს შორის. დენის გადამწოდის მოხსნის სიგნალი ცვლის ტრანზისტორული გასაღების ჩართული მდგომარეობის ხანგრძლივობას (t_{on}). დენის გადამწოდის წინალობა შეირჩევა შემდეგი ფორმულის გამოყენებით $R_{\text{ფ}} = 0,33 / 2I_{\text{გ,max}}$. თუ ძაბვა დენის გადამწოდზე 0,33 ვ-ზე ნაკლებია, მაშინ t_{on} დრო არ შეიზღუდება. როდესაც ძაბვა დენის გადამწოდზე 0,33 ვ-ს გადააჭარბებს, მაშინ ჩაირთვება დენის შეზღუდვის სქემა, რომელიც შეამცირებს ტრანზისტორული გასაღების ჩართული მდგომარეობის ხანგრძლივობას (t_{on}). დატვირთვის გაზრდის დროს ადგილი აქვს t_{on} და t_{off} ხანგრძლივობების შემცირებას და იმპულსური გარდაქმნელის სიხშირის გაზრდას.

3.3. ტრანსფორმატორული იმპულსური გარდამქმნელები

3.3.1. ერთტაქტიანი იმპულსური გარდამქმნელის მუშაობის ზოგადი საკითხები

ტრანსფორმატორული იმპულსური გარდამქმნელების გაცნობა დავიწყოთ ერთტაქტიანი გარდამქმნელების შესწავლით. ერთტაქტიანი მათ ეწოდებათ იმის გამო, რომ ასეთი გარდამქმნელის გამოსასვლელს (დატვირთვას) ენერგია გადაეცემა გარდაქმნის პერიოდის ერთი ნაწილის დროს. თუ ენერგიის გადაცემა გამოსასვლელზე მიმდინარეობს დროის იმ ინტერვალში, როდესაც ძალური გასაღები ღია (ჩართულ) მდგომარეობაშია, მაშინ ასეთ გარდამქმნელს პირდაპირსვლიანი (forward) ეწოდება. თუკი გამოსასვლელს ენერგია ძალური გასაღების ჩაკეტილი (გამორთული) მდგომარეობის დროს მიეწოდება, მაშინ ასეთ გარდამქმნელს უკუსვლიანი (flyback) ეწოდება.

პირდაპირსვლიანი ერთტაქტიანი სქემის მუშაობის სრული ციკლი ორ ეტაპად მიმდინარეობს: ენერგიის გადაცემის ეტაპი (I ეტაპი) და უქმი სვლის ეტაპი (II ეტაპი). პირდაპირსვლიანი გარდამქმნელის გამარტივებული სქემა მოცემულია 3.18 სურათზე.



სურ. 3.18. პირდაპირსვლიანი ერთტაქტიანი სქემა

I ეტაპის დროს ტრანსფორმატორის პირველად გრადიენტში გამავალი დენი i_1 მეორეულ გრადიენტში აინდუქციებს i_2 დენს და იმის გამო, რომ VD დიოდზე ამ დროს პირდაპირი ძაბვა მოქმედებს, i_2 დენი მუხტავს C ტევადობას. ძალური გასაღების (S) გამორთვისას (ჩაკეტვისას) დენი პირველად გრადიენტში შეწყდება და ენერგია გარდამქმნელის გამოსასვლელს E წყაროდან აღარ მიეწოდება. მეორეულ გრადიენტში კი აღიბერება თვითინდუქციის ემ.ძ., რომელიც ჩაკეტავს VD დიოდს და დატვირთვაში დენი შენარჩუნდება C კონდენსატორის განმუხტვის შედეგად.

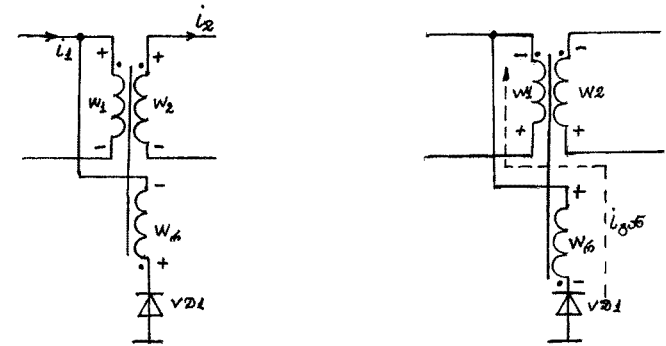
პირდაპირსვლიან ერთტაქტიან გარდამქმნელს გააჩნია რამდენიმე არსებითი ნაკლი:

- ტრანსფორმატორის გრადიენტებში გაედინება ერთი მიმართულების დენი, რის გამოც ადგილი აქვს გულარის ერთმხრივ დამაგნიტებას (გულარის შემაგნიტებას), რომლის შესამცირებლადაც აუცილებელია სხვადასხვა ღონისძიების გატარება;

- ძალური გასაღების ჩაკეტვის დროს არ არსებობს ცალკე წრედი ტრანსფორმატორის ინდუქციურობაში დაგროვილი ენერგიის განსამუხტად. ამიტომ წარმოიქმნება ძაბვის ინდუქციური ამოვარდნები, რომელიც მოქმედებს რა ჩაკეტილ გასაღებებზე, ხშირ შემთხვევაში ახდენს მის გარღვევას.

- გამომავალი წრედის შემთხვევითი მოკლედ ჩართვის დროს მწყობრიდან გამოდის გარდამქმნელის ძალური ნაწილი და ამიტომ საჭიროა მოკლედ ჩართვისგან დაცვის სპეციალური ღონისძიებების გატარება.

ერთტაქტიანი გარდამქმნელის ტრანსფორმატორის ერთპოლარული დენით შემაგნიტების შემცირების ეფექტურ საშუალებას წარმოადგენს არამაგნიტური ღრეწოს მქონე მაგნიტური გულარის გამოყენება, ხოლო უქმი სვლის რეჟიმში (ძალური გასაღების ჩაკეტილი მდგომარეობა) ტრანზისტორული გასაღების გადამტეხავის წინააღმდეგ ბრძოლის ერთ-ერთ საშუალებას წარმოადგენს ტრანსფორმატორის დამატებითი გრადიენტის გამოყენება, რომელიც მოახდენს ინდუქციურობაში დაგროვილი ენერგიის კვების წყაროში დაბრუნებას (ენერგიის რეკუპერაცია). ამ დამატებით გრადიენტს განმარტების ან რეკუპერაციის გრადიენტს უწოდებენ (სურ. 3.19).

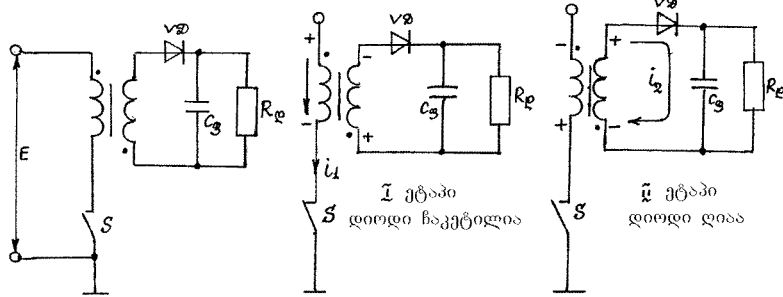


სურ. 3.19. ძაბვის ინდუქციური ამოვარდნისგან ტრანზისტორის დაცვის მეთოდი

გარდამქმნელის მუშა ციკლის I ეტაპზე VD1 დიოდი ჩაკეტილია და რეკუპერაციის გრადიენტში (W_2) დენი არ გადის. მეორე ეტაპზე (უქმი სვლა) ძაბვის ინდუქციური ამოვარდნა აღებს VD1 დიოდს და პირველადი გრადიენტის ინდუქციურობაში დაგროვილი ენერგია W_1 გრადიენტის გავლით განიმუხტება შეკრულ შესასვლელ წრეზე (განმუხტვის დენი ნაჩვენებია წვეტილი წილით).

თანამედროვე ტელევიზორებისა და ვიდეომაგნიტოფონების აბსოლუტური უმრავლესობის კვების ბლოკებში გამოყენებულია ქსელური ძაბვის ერთტაქტიანი უკუსვლიანი გარდამქმნელები. უკუსვლიან გარდამქმნელებს გააჩნია პირდაპირსვლიანი გარდამქმნელის მსგავსი სქემა. განსხვავება მხოლოდ იმაშია, რომ უკუსვლიან

გარდამქმნელში ტრანსფორმატორის მეორეული გრაგნილის საწყისი და ბოლო შებრუნებულადაა მიერთებული დატვირთვის წრედთან (სურათზე გრაგნილის საწყისი „-“ ნიშნითაა აღნიშნული). უკუსვლიან ერთტაქტიან გარდამქმნელში ენერგიის დაგროვების ეტაპი და დატვირთვისადმი ამ ენერგიის გადაცემის ეტაპი დროში განცალკევებულად მიმდინარეობს. ამ თვალსაზრისით სქემაში გამოყენებული ტრანსფორმატორი ფაქტიურად ორგრაგნილიანი დროსელის ფუნქციას ასრულებს.



სურ. 3.20. ერთტაქტიანი უკუსვლიანი გარდამქმნელის გამართვებული სქემა

ტრანსფორმატორის მიერ ენერგიის დაგროვების ეტაპზე ძალური გასაღები ჩართულია და პირველად გრაგნილში გაედინება i_1 დენი, რომელიც იზრდება წრფივი კანონით

$$i_1(t) = \frac{E}{L_1} t, \quad (3.40)$$

სადაც L_1 – პირველადი გრაგნილის ინდუქციურობაა.

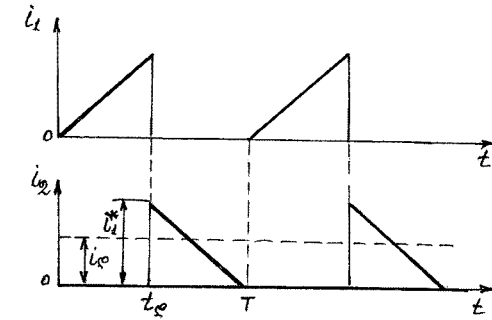
ძალური გასაღების ჩაკეტვის შემდეგ ტრანსფორმატორის პირველად გრაგნილში დენის გავლა შეწყდება და ამის გამო მეორეულ გრაგნილში აღძრული თვითინდუქციის ე.მ.დ. გააღებს VD დიოდს და მეორეული გრაგნილის ინდუქციურობაში დაგროვილი ენერგიით განპირობებული i_2 დენი დამუხტავს C_{Σ} კონდენსატორს. ამ დროს i_2 დენი წრფივი კანონით მცირდება

$$i_2(t) = i_1^* - \frac{U_g}{L_2} t, \quad (3.41)$$

სადაც i_1^* – მეორეულ გრაგნილზე დაყვანილი ძალური გასაღების ჩაკეტვის მომენტში დაფიქსირებული პირველადი გრაგნილის დენია;

L_2 – მეორეული გრაგნილის ინდუქციურობაა.

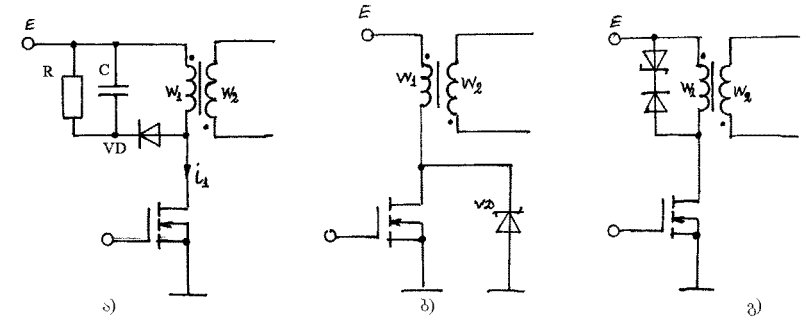
ტრანსფორმატორის პირველადი და მეორეული გრაგნილის დენების გრაფიკები წარმოდგენილია 3.21 სურათზე.



სურ. 3.21. ტრანსფორმატორის პირველადი და მეორეული გრაგნილების დენების გრაფიკი

3.3.2. ძალური ტრანზისტორული გასაღების პოტენციალური გარღვევისაგან დაცვა

ერთტაქტიანი იმპულსური გარდამქმნელის მუშაობის ხასიათიდან გამომდინარე, ტრანსფორმატორს გრაგნილებზე (ძალური გასაღების კომუტაციური პროცესების დროს) აღგილი აქვს ძაბვის ინდუქციურ ამოვარდნებს. ძაბვის ეს ამოვარდნები ძალურ გასაღებზე ზემოქმედებისას იწვევს მის პოტენციალურ გარღვევას, ამიტომ საჭიროა სათანადო ზომების მიღება ძალური გასაღების პოტენციალური გარღვევისაგან დასაცავად. 3.22 სურათზე ნაჩვენებია ძალური გასაღების პოტენციალური გარღვევისაგან დაცვის ტიპური წრედები.



სურ. 3.22. ძალური გასაღების პოტენციალური გარღვევისაგან დაცვის წრედები: მაფიქსირებელი წრედი (ა), დამცავი TRANSIL დიოდის გამოყენება (ბ) და ძაბვის ინდუქციური ამოვარდნის შეშლადი წრედი (გ)

3.22 სურათზე ნაჩვენებები წრედებიდან უფრო ხშირად R, C, VD მაფიქსირებელი წრედებია გამოყენებული (სურ. 3.22, ა). უკუსვლიან გარდამქმნელში ტრანსფორმატორიდან

დატვირთვისადმი ენერგიის გადაცემის ეტაპზე პირველად გრაგნილში და მასთან მიერთებულ R, C, VD ელემენტებში გაივლის მეორეული გრაგნილიდან დაინდუქციებული დენი. ამ დენით იმუხტება C კონდენსატორი, რომელზეც ძაბვა დამყარებულ რეჟიმში და $\gamma=0,5$ -ის დროს E ძაბვის ტოლია. ახლა წარმოვიდგინოთ, რომ ძალური გასაღების ჩაკეტვის დროს პირველად გრაგნილზე მოხდა ძაბვის ამოვარდნა, რომლის ამპლიტუდა კონდენსატორზე არსებულ ძაბვას აღემატება, მაშინ გაიღება VD დიოდი და C კონდენსატორი პირველად გრაგნილის პარალელურად აღმოჩნდება მიერთებული, რამაც უნდა გამოიწვიოს კონდენსატორზე და პირველად გრაგნილზე ძაბვების გათანაბრება ძაბვის ამოვარდნის ენერგიის კონდენსატორისადმი გადაცემის შედეგად. კონდენსატორზე მიღებული ძაბვის ნამატი იქნება

$$\Delta U_c = \sqrt{\frac{L_1}{C}} i_1, \quad (3.24)$$

სადაც L_1 – ტრანსფორმატორის პირველადი გრაგნილისა და მონტაჟის პარაზიტული ინდუქციურობების ჯამია.

კონდენსატორის ტევადობის სათანადო შერჩევით შესაძლებელია მასზე ძაბვის ამოვარდნის ენერგიით გამოწვეული ძაბვის ნაზრდის შემცირება და, მაშასადამე, ძალური გასაღების გადამტანების შემცირება.

მაფიქსირებელი წრედის პარამეტრების შერჩევის დროს რეკომენდებულია შემდეგი ფორმულების გამოყენება

$$R \approx \frac{E^2}{0,02P_{\text{გ}}}; \quad C = \frac{100}{Rf}. \quad (3.43)$$

VD დიოდის ფუნქციის შესრულება შესაძლებელია დაეკისროს შოტკის სწრაფქმედ დიოდებს, $1,5E$ -ს ტოლი დასაშვები უკუძაბვით.

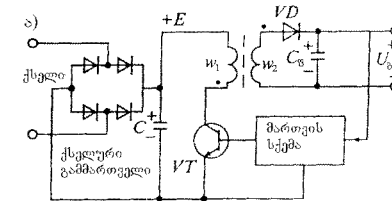
3.19, ბ სურათზე ნაჩვენებ სქემაში ძალური ტრანზისტორული გასაღების ძაბვის ინდუქციური ამოვარდნებისაგან დაცვის მიზნით გამოყენებულია დიოდი $TRANSIL$.

ძალური გასაღების ძაბვის ინდუქციური ამოვარდნებისაგან დაცვის თვალსაზრისით საუკეთესო შედეგი მიიღება, როდესაც გამოყენებულია მაფიქსირებელი წრედისა და დამცავი დიოდის კომბინაცია.

3.3.3. ტრანსფორმატორული ერთტაქტიანი იმპულსური გარდამქმნელების სქემები

3.23 სურათზე ნაჩვენებ ერთტაქტიანი უკუსვლიანი იმპულსური გარდამქმნელის სქემაში მაღალსიხშირულ ტრანსფორმატორს არ გააჩნია განმამაგნიტებელი გრაგნილი. გარდამქმნელის შესასვლელზე მოქმედებს ქსელის გამმართველის (ძვ) E მუდმივი ძაბვა,

ხოლო გარდამქმნელის გამოსავალი ძაბვა $U_{\text{გამ}}$ მიწოდება დატვირთვას. გამოსავალი ძაბვის სტაბილიზაციის მიზნით ძალური გასაღების მართვის სქემა დაკავშირებულია გარდამქმნელის გამოსასვლელთან, რის გამოც ხორციელდება უარყოფითი უკუკავშირი. კერძოდ, გამოსავალი ძაბვის გაზრდისას მცირდება ტრანზისტორის ბაზაზე მიწოდებული იმპულსების შეესების γ კოეფიციენტი, ე.ი. მართვის სქემა უზრუნველყოფს გარდამქმნელის (ინვერტორის) განედურ-იმპულსური რეგულირების რეჟიმში მუშაობას.



სურ. 3.23. ერთტაქტიანი უკუსვლიანი გარდამქმნელი განმამაგნიტებელი გრაგნილის გარეშე

უკუსვლიანი გარდამქმნელის ძალური გასაღების ჩართული (ღია) მდგომარეობის დროს (t_{on}) ტრანსფორმატორი (იგი უჯერ მდგომარეობაშია) ასრულებს ენერგიის ინდუქციური დამგროვების (დროსელის) ფუნქციას, რადგან ამ დროს VD დიოდი ჩაკეტილია და ტრანსფორმატორის მეორეული გრაგნილიდან ენერგია დატვირთვას არ გადაეცემა. მაგრამ დატვირთვაში დენის გავლა გრძელდება $C_{\text{ფ}}$ კონდენსატორის განმუხტვის ხარჯზე.

ძალური VT ტრანზისტორული გასაღების ჩაკეტილი მდგომარეობის დროს VD დიოდი ღია მდგომარეობაშია და ტრანსფორმატორში დაგროვილი ენერგია W_2 გრაგნილით გადაეცემა დატვირთვას. ამავე დროს იმუხტება $C_{\text{ფ}}$ კონდენსატორი.

განსახილველ სქემაში გამოსავალი ძაბვის საშუალო მნიშვნელობის რეგულირება შესაძლებელია მართვის იმპულსთა შეესების კოეფიციენტის γ ცვლილებით

$$U_{\text{გ}} = \frac{\gamma}{1-\gamma} (E - \Delta U_{VT} - \Delta U_1) n - \Delta U_{VD} - \Delta U_2 \approx \frac{\gamma}{1-\gamma} nE, \quad (3.44)$$

სადაც $n = \frac{W_2}{W_1}$ – ტრანსფორმაციის კოეფიციენტი;

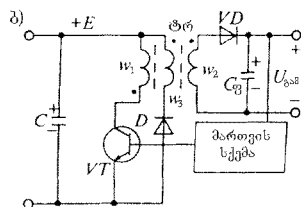
$\Delta U_{VT}, \Delta U_{VD}, \Delta U_1, \Delta U_2$ – ძაბვის ვარდნები: ღია ძალურ ტრანზისტორზე, ღია დიოდზე, პირველადი გრაგნილის r_1 და მეორეული გრაგნილის r_2 აქტიურ წინაღობებზე.

როგორც (3.44)-დან გამოდინარეობს, გამოსავალი ძაბვა არ არის დამოკიდებული დატვირთვის დენზე და გარდამქმნელის სიხშირეზე. იგი განისაზღვრება შესავალი (კვების)

E ძაბვით და შეესაბამება γ კოეფიციენტით, ე.ი. გამოსავალი ძაბვის რეგულირება შესაძლებელია მხოლოდ მართვის სიგნალის განედურ-იმპულსური მოდულაციის საშუალებით.

გარდამქმნელის განსახილველი სქემის ნაკლია ის, რომ ადგილი აქვს ტრანზისტორული გასაღების კოლექტორის გადატვირთვას. კერძოდ, ჩაკეტილ მდგომარეობაში მყოფი ტრანზისტორის ძალურ წრედზე მოქმედი ძაბვის მაქსიმალური მნიშვნელობა $U_{VTmax} = E_{max} + nU_{\kappa}$. გარდა ამისა, ტრანსფორმატორის მაგნიტური გულარა განიცდის მუდმივი დენით შემაგნიტებას, რაც იწვევს არამაგნიტური ღრეშის აუცილებლობას და მაგნიტური გულარის ზომების გაზრდას.

ჩაკეტილ ტრანზისტორულ გასაღებზე მოქმედი ძაბვის შემცირებისა და გარდამქმნელის მძპის გაზრდის მიზნით მაღალსიხშირულ ტრანსფორმატორს უმატებენ მესამე, გულარის განამაგნიტებელ გრაგნილს W_3 (სურ. 3.24). ამ გრაგნილის საშუალებით უკუსვლის ეტაპზე (ტრანზისტორული გასაღების ჩაკეტილი მდგომარეობის დროს) ტრანსფორმატორში დაგროვილი ჭარბი ენერგია D დიოდის საშუალებით გადაეცემა გარდამქმნელის შესასვლელზე ჩართული ფილტრის კონდენსატორს.

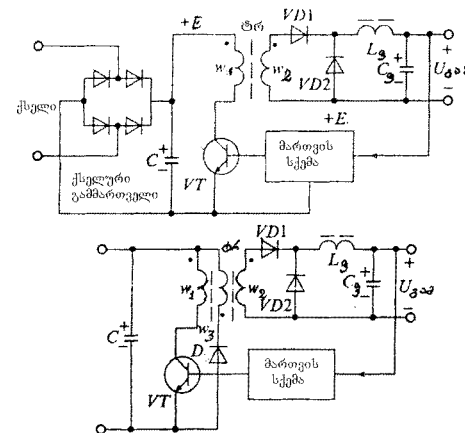


სურ. 3.24. ერთტაქტიანი უკუსვლიანი გარდამქმნელის სქემა ტრანსფორმატორის გულარის განამაგნიტებელი გრაგნილით

3.25 სურათზე მოცემულია ერთტაქტიანი პირდაპირსვლიანი იმპულსური გარდამქმნელის სქემები. 3.25, ა სურათზე წარმოდგენილ სქემაში VT ტრანზისტორის ჩართული (ღია) მდგომარეობის დროს ენერგია პირველადი წყაროდან ტრანსფორმატორისა და VD1 დიოდის საშუალებით გადაეცემა დატვირთვასა და C_{ϕ} კონდენსატორს. სქემაში გამოყენებულია ფილტრის დროსელი L_{ϕ} , რომელიც ჩართულია VD1 დიოდის მიმდევრობით და მისი დანიშნულებაა ამ დიოდში გამავალი დენის შეზღუდვა. გარდა ამისა, ძალური ტრანზისტორის ჩაკეტილი მდგომარეობის დროს L_{ϕ} ინდუქციურობასა და VD1 დიოდში დენის უწყვეტობის უზრუნველსაყოფად სქემაში გამოყენებულია დამატებითი VD2 დიოდ.

VT ტრანზისტორული გასაღების გამორთული მდგომარეობის დროს დატვირთვა ევრგას დეზულობს დამუხტული C_{ϕ} კონდენსატორისგან. აქედან გამომდინარე, პირდაპირსვლიანი სქემის გამოყენების შემთხვევაში გარდამქმნელის გამოსასვლელზე შესაძლებელია ორჯერ მეტი სიმძლავრის მიღება, ვიდრე უკუსვლიანი სქემის შემთხვევაში. ტრანზისტორის კოლექტორის დენს აქვს მართკუთხა ფორმა, ხოლო ამ დენის სიდიდე

დამოკიდებულია ტრანსფორმატორის პირველადი გრაგნილის ინდუქციურობის სიდიდეზე, დატვირთვის R_{ϕ} წინააღობაზე და ფილტრის კონდენსატორის C_{ϕ} ტევადობაზე.



სურ. 3.25. ერთტაქტიანი პირდაპირსვლიანი გარდამქმნელი: განამაგნიტებული გრაგნილის გარეშე (ა) და განამაგნიტებული გრაგნილით (ბ)

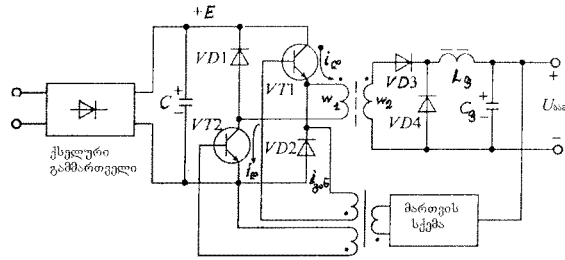
პირდაპირსვლიანი გარდამქმნელის სქემაში ტრანზისტორული გასაღების ჩაკეტვისას ადგილი აქვს ტრანსფორმატორის პირველად გრაგნილზე ძაბვის ინდუქციურ ამოვარდნას და ტრანზისტორის გადატვირთვას. გადატვირთვის შემცირებისა და მძპის გასაზრდელად გარდამქმნელის ტრანსფორმატორს აუცილებლად უნდა ჰქონდეს განამაგნიტებული გრაგნილი (სურ. 3.25, ბ). გარდა ამისა, მაგნიტოგამტარის გაჯერების თავიდან ასაცილებლად W_1 და W_3 ხვეულთა რიგები უნდა იყოს ერთნაირი.

როდესაც VT ტრანზისტორი ჩართულია (ღია) ამ დროს მაგნიტური გულარი მაგნიტდება. VT ტრანზისტორის ჩაკეტვის შემდეგ ჩაიკეტება VD1 დიოდიც და მაგნიტოგამტარში დაგროვილი ენერგია W_3 გრაგნილისა და D დიოდის საშუალებით გადაეცემა ენერგიის პირველად წყაროს (იმუხტება C კონდენსატორი). ჩაკეტილ ტრანზისტორულ გასაღებზე მოქმედებს კვების წყაროსა და W_3 გრაგნილიდან W_1 გრაგნილში დაინდუქციებული ძაბვაა $\mathcal{E}_{\text{ამ}}$, რომელიც დაახლოებით $2E$ -ს ტოლია.

ამგვარად, პირდაპირსვლიანი გარდამქმნელს აქვს შედარებით რთული სქემა, მისი ტრანსფორმატორი არ არის საკმარისად გამოყენებული და სქემის ელემენტებზე მოქმედებს გაზრდილი ძაბვები.

ძალურ ტრანზისტორულ გასაღებზე მოქმედი ძაბვა შესასვლელზე მოქმედ E ძაბვამდეა შემცირებული (რასაც განსაკუთრებული მნიშვნელობა ენიჭება ქსელის გამმართველიდან კვების შემთხვევაში) და ტრანსფორმატორის კონსტრუქცია გამარტივებულია (აღარაა

საჭირო განმამაგნიტებელი გრაგნილი) ერთტაქტიან გარდამქმნელში, რომელიც აწყობილია ნახევრად ბოგური სქემის მიხედვით (სურ. 3. 26). ამ სქემაში VT1 და VT2 ტრანზისტორები იღებიან (მართვის სისტემის საშუალებით) ერთდროულად.



სურ. 3.26. ერთტაქტიანი ნახევრადბოგური გარდამქმნელის სქემა

ღია VT1 და VT2 ტრანზისტორების საშუალებით (ტრანსფორმატორისა და ღია VD3 დიოდის გავლით) პირველადი წყაროს ენერგია გადაეცემა დატვირთვას. დატვირთვისადმი ენერგიის გადაცემის ეტაპზე ტრანსფორმატორის გულარი დამაგნიტდება i_{Σ} დენით პირდაპირი მიმართულებით. აღნიშნული ტრანზისტორების ჩაკეტვის დროს W_1 გრაგნილში აღძრული თვითინდუქციის ე.მ.ძ. აღებს VD1 და VD2 დიოდებს და ამ გრაგნილში დაგროვილი ენერგია დაიცვლება C კონდენსატორზე. ნახევრად ბოგურ სქემაში ტრანზისტორებზე მოქმედი ძაბვა არ აღემატება შესასვლელზე მოქმედ E ძაბვას, ხოლო როდესაც ჩაკეტილია VT1 და VT2 ტრანზისტორები W_1 გრაგნილი ასრულებს განმამაგნიტებელი გრაგნილის ფუნქციასაც (აღარ არის საჭირო დამატებითი W_3 გრაგნილი). ნახევრად-ბოგური სქემის ნაკლად უნდა ჩაითვალოს ძალური ელემენტების გაზრდილი რაოდენობის საჭიროება.

3.3.4. ერთტაქტიანი იმპულსური გარდამქმნელების მართვის მიკროსქემები

ერთტაქტიანი იმპულსური გარდამქმნელების მართვისათვის შექმნილია მართვის მიკროსქემების ფართო ნომენკლატურა. ერთტაქტიანი გარდამქმნელების მართვის მიკროსქემების ძირითადი პარამეტრები მოცემულია 3.3 ცხრილში.

ერთტაქტიანი გარდამქმნელების მართვის მიკროსქემები შეიძლება დაიყოს შემდეგ ჯგუფებად:

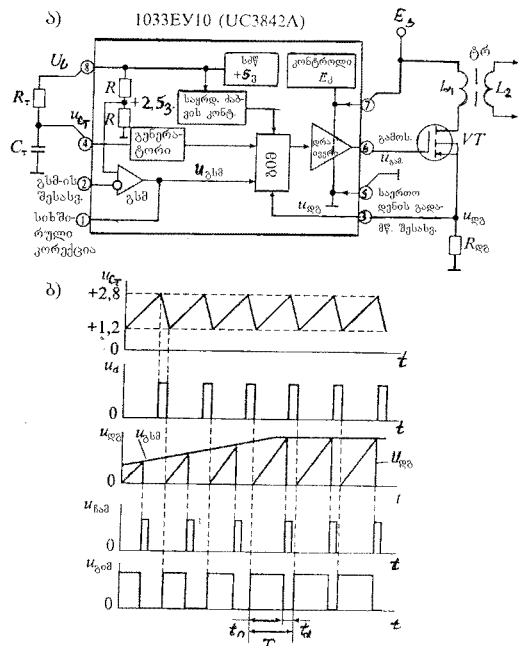
- ძალური ტრანზისტორების არშემცველი იმს-ები ერთტაქტიანი უკუსვლიანი გარდამქმნელების მართვისათვის (მაგალითად, TDA4601, TDA4605);
- ნებისმიერი სახის ერთტაქტიანი გარდამქმნელის (იმპულსური სტაბილიზატორების ჩათვლით) მართვის მიკროსქემები (მაგალითად, UC3842, UC3844);

- ერთტაქტიანი ბიძ კონტროლერები ჩაშენებული მძლავრი ველით მართული (ლონ) ან ბიპოლარული ტრანზისტორებით (მაგალითად, PWR-SMP210, PWRTOP200-4/14).

3.3. ცხრილი

იმს-ის ტიპი (ანალოგი)	ფუნქციური დანიშნულება	$U_{\text{შვს,ვ}}$	$I_{\text{გამზა}}$	$f_{\text{ტაქტ}}$
TDA4601 (1033EY1)	ერთტაქტიანი უკუსვლიანი გარდამქმნელის კონტროლერი	20	1.5	90
TDA4605 (1033EY5)	ლონ ტრანზისტორიანი ერთტაქტიანი უკუსვლიანი გარდამქმნელის კონტროლერი	20	1.5	250
TDA2582 (KP1021XA1)	ბიძ კონტროლერი მასინქრონებული მოწყობილობით	10...14	0.04	100
UC3842 (1033EY10)	მძლავრი ლონ ტრანზისტორის ერთტაქტიანი ბიძ კონტროლერი შვესების კოეფიციენტით $\gamma=100\%$	30	1.00	500
UC3844 (1033EY11)	მძლავრი ლონ ტრანზისტორის ერთტაქტიანი ბიძ კონტროლერი შვესების კოეფიციენტით $\gamma=50\%$	-	-	-
UC3823 (1256EY3)	ერთტაქტიანი მაღალსიხშირული ბიძ კონტროლერი	30	1.5	1000
PWR-SMP210 (1033EY9)	ერთტაქტიანი ბიძ კონტროლერი ჩაშენებული მძლავრი ლონ ტრანზისტორით	30...400	0.8	800

3.27, ა სურათზე წარმოდგენილია ერთტაქტიანი გარდამქმნელების მართვისათვის გამოყენებული უნივერსალური UC3842 ტიპის იმს-ის სტრუქტურული სქემა. მიკროსქემის შემადგენლოვანში შედის: გარეშე, სიხშირის დამკვეთი, R_T და C_T ელემენტებიანი გენერატორი; გაუთანხმოების (შეცდომის) სიგნალის მაძლიერებელი (ბსმ); განედური-იმპულსური მოდულატორი (ბიძ); +5 საყრდენი ძაბვის წყარო (სძწ); გამოსავალი სიმძლავრის მაძლიერებელი (დრაივერი); ძალური ტრანზისტორის დენური გადატვირთვისგან დაცვის, აგრეთვე შემცირებული შესავალი და საყრდენი ძაბვისგან დაცვის ელემენტები.



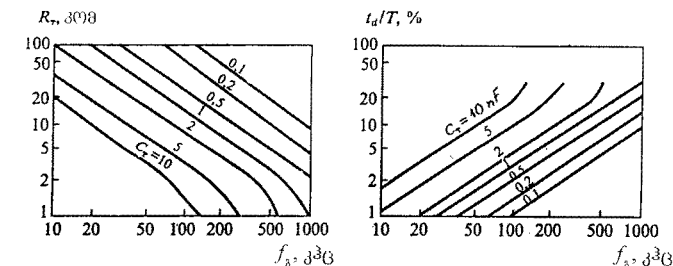
სურ. 3.27. ერთტაქტიანი გარდამქმნელების მართვის UC3842 ტიპის მიკროსქემა (ა) და ძაბვების გრაფიკები (ბ)

ინტეგრალური მიკროსქემა შემდეგნაირად ფუნქციონირებს. დამკვეთი გენერატორი (აბ), რომლის შემადგენლობაშიც შედის სიხშირის დამკვეთი R_T და C_T ელემენტები, გამოიმუშავებს ბიმი-ის მმართველ იმპულსებს. C_T კონდენსატორი იმუხტება საყრდენი ძაბვის წყაროდან $+2.8$ ვ ძაბვამდე, რის შემდეგაც იგი განიმუხტება $+1.2$ ვ ძაბვამდე. კონდენსატორზე არსებული ძაბვის ფორმა ნაჩვენებია 3.27, ბ სურათზე. C_T კონდენსატორის განმუხტვის დროს გენერატორი გამოიმუშავებს U_d მაბლოკირებელ იმპულსს, რომელიც განსაზღვრავს პაუზის („მკვდარი დრო“) ხანგრძლივობას. პაუზის ხანგრძლივობის (t_d) დაყენება ხდება C_T ტევადობის შეცვლით. C_T -ს გაზრდისას პაუზის ხანგრძლივობა შეიძლება გაიზარდოს გენერატორის სიხშირის ნახევარი პერიოდის შესაბამის სიდიდემდე. ამ შემთავებაში შესვების კოეფიციენტი γ მიაღწევს 0.5-ს.

U_d იმპულსის შეწყვეტის შემდეგ ბიმი-ის სქემა დრავერის (სიმძლავრის მაძლიერებლის) გავლით გარეშე ველით მართული VT ტრანზისტორის აწვდის გამღებ სიგნალს. თუ ეს მიკროსქემა გამოყენებულია უკუსვლიანი გარდამქმნელის მართვისათვის, მაშინ VT ძალური ტრანზისტორის დენი იზრდება წრფივი კანონით მანამდე, ვიდრე დენის

R_{T0} გადამწოდის მოხსნილი ძაბვა U_{00} არ გაუტოლდება გაუთანხმოების სიგნალის მაძლიერებლის გამოსავალ ძაბვას U_{01} . ამ ძაბვითა გატოლების მომენტში შეწყდება ტრანზისტორის ჩასადინარის დენის ზრდა და გამოიმუშავდება ჩამოგდები იმპულსი, რომელიც მოახდენს VT ძალური ტრანზისტორის ჩაკეტვას. იმის გამოსავალი ძაბვა U_{00} მოიხსნება მე-6 გამომყვანიდან და იგი მოდულირებულია სიგნალის მიხედვით (სურ. 3.27, ბ).

3.28, ა სურათზე მოცემულია გენერატორის სიხშირის დამოკიდებულება სიხშირის დამკვეთი ელემენტების (R_T, C_T) პარამეტრებზე.



სურ. 3.28. გენერატორის სიხშირისა და სიხშირის დამკვეთი ელემენტების პარამეტრების დამოკიდებულება მუშა სიხშირეზე

მიკროსქემის მწარმოებელი ფირმის რეკომენდაციის მიხედვით C_T ტევადობის სიდიდე აიღება ფარგლებში $C_T=100\text{pF}...10\text{nF}$, ხოლო R_T წინაღობის სიდიდე $R_T=1...10$ კომ ფარგლებში. პაუზის ფარდობითი სიდიდის დამოკიდებულება გენერატორის სიხშირესა და C_T ტევადობაზე მოცემულია 3.28, ბ სურათზე. როგორც ამ დამოკიდებულების ამსახველი გრაფიკიდან ჩანს, პაუზის ხანგრძლივობა $C_T \geq 1\text{nF}$ შემთხვევაში შესაძლებელია იცვლებოდეს პერიოდის 1-დან 50%-მდე ფარგლებში. C_T ტევადობის 100pF -მდე შემცირებისას პაუზის ფარდობითი ხანგრძლივობა დაახლოებით 5-ჯერ მცირდება და არ აღემატება 10%-ს.

UC3842 ტიპის მიკროსქემაზე აწყობილი ერთტაქტიანი უკუსვლიანი გარდამქმნელის სქემაში მართვის მიკროსქემასთან ერთად, გარდამქმნელის გამართული მუშაობის უზრუნველსაყოფად, გამოყენებულია რიგი დამატებითი გარეშე ელემენტებისა. კერძოდ:

- დენის გადამწოდის წრედში ჩართულია R_6, C_4 ფილტრის ელემენტები ძლური VT ტრანზისტორის კომუტაციური პროცესების დროს აღძრული პარაზიტული დაბრკოლებების ჩასახშობად;
- უკუკავშირის ძაბვა მოიხსნება ტრანსფორმატორის დამოუკიდებელი W_3 გრაგნილიდან. ეს ძაბვა გაიმართება VDI დიოდით, გაიფილტრება C_3 კონდენსატორით და R_4, R_2 ძაბვის გამყოფით მიეწოდება ბსმ-ის შესასვლელს (იმის მე-2 გამომყვანი);

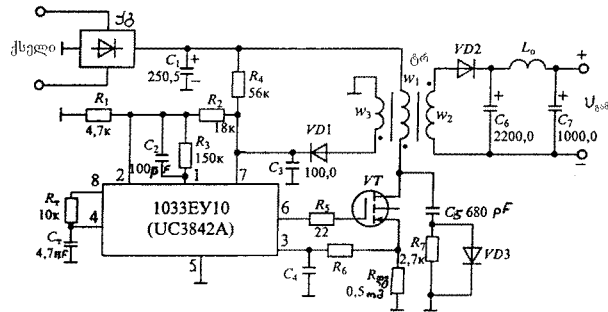
- გამოსავალი ძაბვა მოიხსნება ძალური ქსელისაგან გაღვანურად იზოლირებული W_2 გრაგნილიდან;

- გარდამქმნელის მდგრადი მუშაობის უზრუნველყოფის მიზნით გსმ-ის გამოსასვლელსა (0მს-ის 1 გამოშვანი) და მაინვერსირებელ შესასვლელს (0მს-ის მე-2 გამოშვანი) შორს ჩართულია საკორექციო R_3, C_2 წრედი;

- 0მს-ის გამოსავალი დენის შესაზღუდად მიკროსქემის მე-6 გამოშვანსა და VT ძალური ტრანზისტორის საკეტს შორის ჩართულია R5 წინაღობა;

- ძალური VT ტრანზისტორის გადართვის ტრაექტორიის ფორმირებისთვის ტრანზისტორის ჩასადინარის წრედში ჩართულია C5, R7, VD3 მაფორმირებელი წრედი;

- გარდამქმნელის გაშვებამდე მიკროსქემას კვების ძაბვა მიეწოდება ქსელის გამართველიდან R4 წინაღობის გავლით, ხოლო გარდამქმნელის გაშვების შემდეგ მიეწოდება W_3 გრაგნილის გამართული ძაბვა.



სურ. 3.29. UC3842 ტიპის მიკროსქემაზე აწყობილი ერთტაქტიანი უკუსვლიანი გარდამქმნელის სქემა

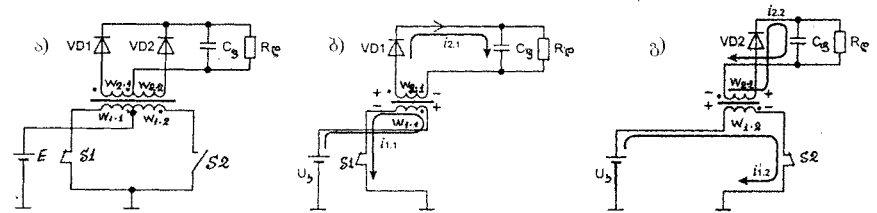
3.3.5. ორტაქტიანი იმპულსური გარდამქმნელები

3.3.5.1. ორტაქტიანი იმპულსური გარდამქმნელების ბაზისური სქემები

ორტაქტიანი იმპულსური გარდამქმნელების სქემებში ენერგია პირველადი წყაროდან გარდამქმნელის გამოსასვლელს გადაეცემა მუშა სიხშირის ორივე ნახევარპერიოდის დროს. გარდაქმნის ორტაქტიან სქემებს, როგორც წესი, გამოიყენებენ ისეთი კვების წყაროების შესაქმნელად, რომელთაგანაც დატვირთვა მოითხოვს გაზრდილი სიმძლავრეს (200 ვტ და მეტი). პრაქტიკაში გავრცელებულია ორტაქტიანი იმპულსური გარდა-

ქმნელების სამი სახის სქემა: ორფაზა (push-pull), ნახევრად ბოგური (half-bridge) და ბოგური (full-bridge).

ორფაზა სქემა. 3.30, ა სურათზე ნაჩვენებია ორფაზა გარდამქმნელის გამართვივებული სქემა. სქემაში ძალურ გასაღებად გამოყენებულია ველით მართული ტრანზისტორი (ლონ ტრანზისტორი). ტრანსფორმატორის (ტრ) როგორც პირველადი, ისე მეორეული გრაგნილი შეიცავს ორ ნახევარგრაგნილს. პირველადი გრაგნილის შუა წერტილთან მიერთებულია კვების წყარო, ხოლო მეორეული გრაგნილის წრედი წარმოქმნის ორნახევარპერიოდის ნულოვანგამოშვანიან გამართველს.



სურ. 3.30. ორფაზა გარდამქმნელის ბაზისური სქემა

ორფაზა გარდამქმნელის მუშა ციკლი მიმდინარეობს ორი ეტაპის სახით. პირველ ეტაპზე, როგორც ეს 3.30, ბ სურათზეა ნაჩვენები, ჩართულია VT1 ტრანზისტორი, ხოლო VT2 ტრანზისტორი გამორთულია. ამიტომ დენი გაედინება $W_{1,1}$ ნახევარგრაგნილში და იგი ტრანსფორმირდება $W_{2,1}$ ნახევარგრაგნილში. იღება VD1 დიოდი და მასში გამავალი დენი დამუხტავს ფილტრის $C_{ფ}$ კონდენსატორს. მეორე ეტაპზე (სურ. 3.30, გ) გამოირთვება VT1 ძალური ტრანზისტორი, ხოლო VT2 ტრანზისტორი ჩაირთვება (ძალური ტრანზისტორების ჩართვა-გამორთვა ანხორციელებს მართვის სისტემა, რომელიც სურათზე ნაჩვენებია არ არის). ამ ეტაპზე დენი გაედინება $W_{1,2}$ ნახევარგრაგნილში და იგი ტრანსფორმირდება $W_{2,2}$ ნახევარგრაგნილში. იღება VD2 დიოდი (VD1 იკეტება) და მასში გამავალი $i_{2,2}$ დენი დამუხტავს ფილტრის $C_{ფ}$ კონდენსატორს. ამგვარად, ენერგია დატვირთვას გადაეცემა მუშა ციკლის ორივე ეტაპზე.

ჩართული VT1 და VT2 ტრანზისტორული გასაღებების დროს ტრანსფორმატორის მეორეული გრაგნილის ცალკეულ ნახევარგრაგნილზე მიიღება ძაბვები

$$U_{2,1} = nE; U_{2,2} = nE.$$

იმის გამო, რომ მეორეულ გრაგნილში ტრანსფორმირებული ძაბვა დატვირთვას მიეწოდება ორნახევარპერიოდისა გამართვის შედეგად, დატვირთვაზე იმოქმედებს ძაბვა

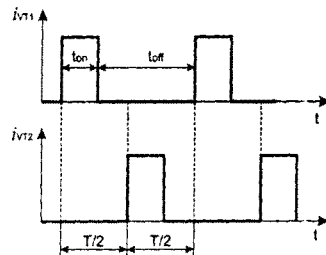
$$U_{\text{გ}} = nE, \quad (3.45)$$

სადაც $n = \frac{W_{21}}{W_{11}} = \frac{W_{22}}{W_{12}}$ – ტრანსფორმაციის კოეფიციენტი.

დატვირთვაზე მოქმედი ძაბვის რეგულირება, ისე როგორც ერთტაქტიან გარდამქმნელში, ორტაქტიან გარდამქმნელშიც ხორციელდება შევსების γ კოეფიციენტის ცვლილების შედეგად

$$\gamma = \frac{t_{on}}{T}, \quad (3.46)$$

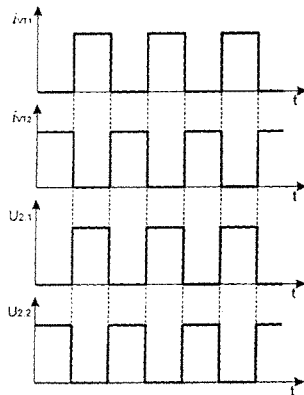
სადაც γ – ერთი ტრანზისტორული გასაღების ღია მდგომარეობაში ყოფნის ხანგრძლივობის (t_{on}) ფარდობა კომუტაციის T პერიოდთან (სურ. 3.31).



სურ. 3.31. შევსების კოეფიციენტის განსაზღვრისათვის

ამგვარად, ორტაქტიან გარდამქმნელში შევსების კოეფიციენტი უნდა განისაზღვროს სქემის ერთი მხრისათვის. დატვირთვისადმი გადაცემული სრული ენერგია ამ სახის გარდამქმნელში ერთი მხრის მუშაობის პროცესში გადაცემული ენერგიის გაორმაგებული სიდიდის ტოლი იქნება. ამიტომ დატვირთვაზე მიღებული ძაბვის საშუალო მნიშვნელობა

$$E_{\Sigma} = \frac{2}{T} \int_0^{t_{on}} nE dt = \frac{2t_{on}}{T} E = 2\gamma nE. \quad (3.47)$$



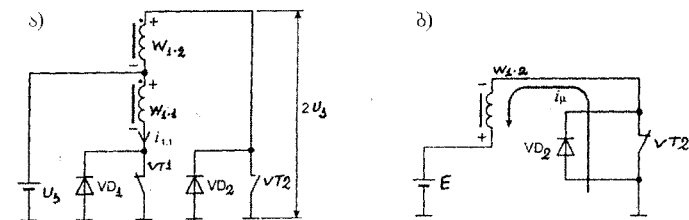
სურ. 3.32. ორფაზა სქემის მუშაობის ამსახველი გრაფიკები

ცხადია, ერთი მხრისათვის შევსების კოეფიციენტი იდეალური სქემური ელემენტების შემთხვევაშიც კი არ შეიძლება აღემატებოდეს 0,5-ს (სურ. 3.32). ამავე დროს, $\gamma = 0,5$ შევსების კოეფიციენტით გარდამქმნელის მუშაობა მხოლოდ იმ შემთხვევაშია დასაშვები, თუ გარდამქმნელის სქემის იდეალური მახასიათებლების მქონე ელემენტებს (ტრანზისტორული გასაღებები, დიოდები და სხვა) გამოვიყენებდით. იმის გამო, რომ გარდამქმნელის სქემაში გამოყენებული ელემენტები არ ფლობენ იდეალურ თვისებებს, გარდამქმნელში მიმდინარე კომუტაციურ პროცესებთან დაკავშირებული გარდამავალი პროცესების დროს თავს იჩენს სქემური ელემენტების რეალური მახასიათებლების გავლენა. პირველ რიგში ყურადღება უნდა გამახვილდეს შემდეგზე:

• ტრანსფორმატორის პირველად გრაგნილს გააჩნია განსაზღვრული ინდუქციურობა L_{μ} , რომელშიც გარდამქმნელის მუშაობის დროს გროვდება ენერგია

$$W_{\mu} = \frac{L_{\mu} i_{\mu}^2}{2}. \quad (3.48)$$

VT1 ტრანზისტორული გასაღების ჩაკეტივსას ტრანსფორმატორის მაგნიტოგამტარში დაგროვილი ენერგია ცდილობს შესაბამის ნახევარგრაგნილში გამავალი დენის შენარჩუნებას. ამიტომ უნდა არსებობდეს მაგნიტოგამტარში დაგროვილი ენერგიის განმუხტვის წრედი. ასეთი წრედი იარსებებს, თუ ტრანზისტორული გასაღებების პარალელურად ჩაერთავთ D1 და D2 დიოდებს (დამცავი დიოდები), როგორც ეს 3.33 სურათზეა ნაჩვენები.

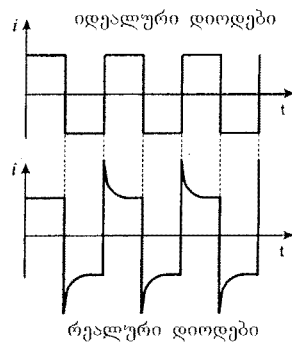


სურ. 3.33. რეალურ ორფაზა სქემაში მიმდინარე კომუტაციური პროცესების ახსნისათვის

თუ VT2 ტრანზისტორის პარალელურად არ იქნება ჩართული D2 დიოდი, მაშინ VT1 ტრანზისტორის ჩაკეტივსას $W_{1,2}$ გრაგნილში აღძრული თვითინდუქციის ე.მ.ძ. VT2 ტრანზისტორზე წარმოქმნის ძაბვის უარყოფით ნახტომს. როდესაც ძაბვის ეს უარყოფითი ნახტომი $L_{\mu,2}$ ვ-ს აღემატება, VT2 ტრანზისტორი მწყობრიდან გამოდის. VT2 ტრანზისტორის პარალელურად ჩართული D2 დიოდი ზემოაღნიშნული თვითინდუქციის ე.მ.ძ. გავლენით გაიღება, $W_{1,2}$ პრაქტიკულად მოკლედ მიუერთდება ნულოვან საღტეს და მაგნიტო-

გამტარში დაგროვილი ენერგია სწრაფად განიშუხტება (სურ. 3.33, ბ). იგივე ფუნქციას ასრულებს D1 დიოდი. VT2 ტრანზისტორის ჩაკეტვისას ეს დიოდი იცავს VT1 ტრანზისტორს ძაბვის უარყოფითი ნახტომით განპირობებულ შესაძლო დაზიანებისაგან.

• VT1 და VT2 ძალური ტრანზისტორების მუშაობის რეჟიმზე გავლენას ახდენს მაღალი სიხშირის ცვლადი ძაბვის გამმართველის სქემაში გამოყენებული VD1 და VD2 დიოდების ჩაკეტვითი მდგომარეობის აღდგენის პროცესი (კომუტაციური პროცესი), რომელიც ფასდება აღდგენის t_r დროის მონაკვეთით. დროის ამ მონაკვეთში დიოდი, რომელიც ჩაკეტვას ექვემდებარება, ინარჩუნებს ღია მდგომარეობის შესაბამის მცირე წინაღობას. ამიტომ ეს დიოდი, ღია მდგომარეობაში გადასულ მეორე დიოდთან ერთად, მოკლედ ჩაკეტავს ტრანსფორმატორის მეორეულ გრაგნილს, რაც გამოიწვევს პირველადი გრაგნილის დენის (და, მაშასადამე, ღია ტრანზისტორული გასაღების დენის) მკვეთრ გაზრდას (დენის ნახტომს) (სურ. 3.34).



სურ. 3.34. ტრანსფორმატორის გრაგნილებში დენის ცვლილების

ხასიათი გამმართველი დიოდების რეალური პარამეტრების გათვალისწინებით

გამმართველი დიოდების კომუტაციური პროცესების დროს ტრანზისტორულ გასაღებებში დენის კატასტროფული ნახტომის თავიდან ასაცილებლად საჭიროა ერთი ტრანზისტორის ჩაკეტვისა და მეორე ტრანზისტორის გაღების მომენტებს შორის არსებობდეს განსაზღვრული პაუზა („მკედარი დრო“). ამ პაუზის ხანგრძლივობა არ უნდა იყოს $2t_r$ დროის მონაკვეთზე ნაკლები. აქედან გამომდინარე, შევსების მაქსიმალური კოეფიციენტი

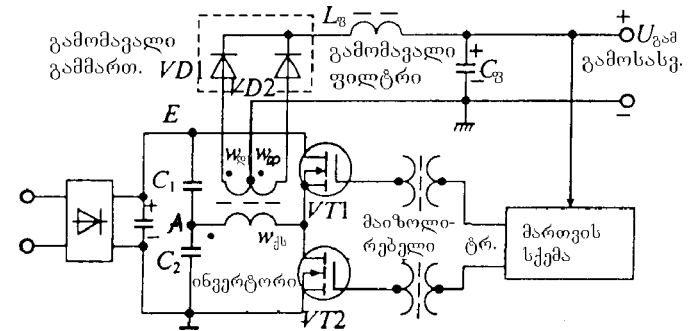
$$\gamma_{\max} \leq 0,5 - 2t_r f. \quad (3.49)$$

გარდა ამისა, მიზანშეწონილია მაღალსიხშირულ გამმართველში შოტკის სწრაფქმედი დიოდების გამოყენება.

პაუზის („მკედარი დროის“) საჭიროების გამო, ორტაქტიანი გარდამქნევის მართვის სქემა უნდა შეიცავდეს სპეციალურ კვანძს γ შევსების კოეფიციენტის გარანტირებული

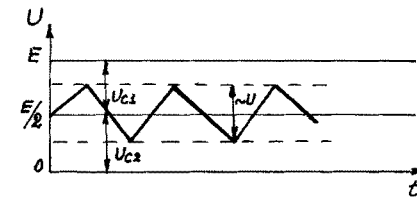
შეზღუდვისათვის, რათა თავიდან იქნეს აცილებული ავარიული სიტუაციები და გამჭოლი დენების არსებობა ძალურ გასაღებებში.

ნახევრად გოგზური და გოგზური სქემები. ორტაქტიანი ნახევრად ბოგური გარდამქმნელის სქემა ნაჩვენებია 3.35 სურათზე.



სურ. 3.35. ორტაქტიანი ნახევრად ბოგური გარდამქმნელის სქემა

ამ სქემაში, როდესაც VT1 ტრანზისტორია ღია მდგომარეობაში, დამუხტული C1 კონდენსატორის ენერგია გადაეცემა დატვირთვას და ენერგიის დამგროვებელ $L_g C_{\phi}$ ფილტრს. ერთდროულად აღიილი აქვს C2 კონდენსატორის შემუხტვას. VT2 ტრანზისტორის ღია მდგომარეობის დროს დატვირთვასა და ფილტრს გადაეცემა დამუხტული C2 კონდენსატორის ენერგია. ერთდროულად მიმდინარეობს C1 კონდენსატორის შემუხტვა. C1 და C2 კონდენსატორებზე აწვობილი ძაბვის გამყოფის შუა წერტილის (A წერტილი) პოტენციალი იცვლება $E/2$ პოტენციალის მიმართ 3.36 სურათზე ნაჩვენებია დიაგრამის მიხედვით.



სურ. 3.36. ტეველობითი გამყოფის შუა წერტილის პოტენციალის ცვლილების ხასიათი

ტეველობით გამყოფზე წარმოიქმნება $U_{\square}$ პულსაციის ძაბვა. იმისათვის, რომ პულსაციის ამპლიტუდამ არ გადააჭარბოს დასაშვებ დონეს, კონდენსატორების ტეველობები უნდა შეირჩეს შემდეგი ფორმულის გამოყენებით

$$C1 = C2 = 0,2 \frac{i_{d\max}}{U_{\square} f} \quad (3.50)$$

სადაც U_0 – პულსაციის დასაშვები დონეა კონდენსატორებზე;

i_{dmax} – ტრანზისტორის ჩასადინარის დენის მაქსიმალური მნიშვნელობა.

ორტაქტიანი ორფაზა გარდამქმნელის ანალოგიურად, ნახევრად ბოგურ გარდამქმნელშიც საჭიროა დაცული იქნას განსაზღვრული პაუზა („მკვდარი დრო“) VT1 ტრანზისტორის ჩაკეტვისა და VT2 ტრანზისტორის გაღების (და პირიქით, VT2 ტრანზისტორის ჩაკეტვისა და VT1 ტრანზისტორის გაღების) მომენტებს შორის. პაუზის დროს ორივე ტრანზისტორი ჩაკეტილია, ხოლო დატვირთვა ენერგიას დებულობს ფილტრის დაშუხტული კონდენსატორისაგან.

გამომავალი გამართვების VD1 და VD2 დიოდების გაღება მიმდინარეობს VT1 და VT2 ტრანზისტორების გაღების სინქრონულად. პაუზის დროს კი ფილტრის ინდუქციურობაში ($L_{ფ}$) აღძრული თვითინდუქციის ე.მ.დ. ერთდროულად აღებს ორივე დიოდს და $L_{ფ}$ ინდუქციურობაში დაგროვილი ენერგია განიმუხტება ღია დიოდებით შეკრულ წრედზე.

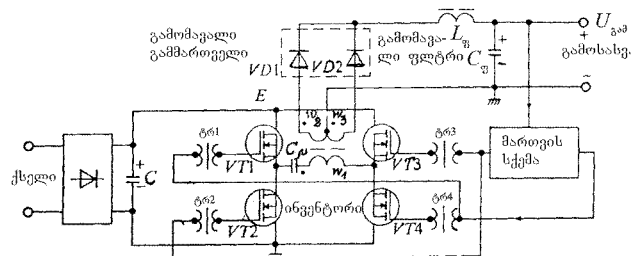
დატვირთვაზე მოქმედი ძაბვის საშუალო მნიშვნელობა ორტაქტიან ნახევრად ბოგურ სქემაში ორჯერ ნაკლებია, ვიდრე ორტაქტიან ორფაზა (push-pull) სქემაში.

$$E_{\text{ფ}} = n\gamma E. \quad (3.51)$$

ორტაქტიან ნახევრად ბოგურ სქემაში ჩაკეტილ ტრანზისტორებზე მოქმედებს კვების წყაროს ძაბვა

$$U_{dmax} = U_{c1} + U_{c2} = E. \quad (3.52)$$

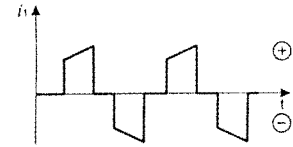
3.37 სურათზე მოცემულია ორტაქტიანი ბოგური გარდამქმნელის სქემა. ბოგურ სქემაში გამოყენებულია ოთხი ტრანზისტორი VT1...VT4, რომელთა გაღება და ჩაკეტვა მიმდინარეობს წყვილ-წყვილად: მუშა ციკლის ნახევარი პერიოდის მანძილზე ჩართულია (ღიაა) VT1 და VT2 ტრანზისტორები, ხოლო მეორე ნახევარპერიოდის მანძილზე – VT3 და VT4 ტრანზისტორები.



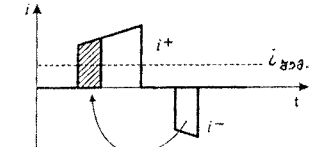
სურ. 3.37 ორტაქტიანი ბოგური გარდამქმნელის სქემა

ტრანსფორმატორის პირველადი გრაგნილი თითოეული ნახევარპერიოდის დროს მიუერთდება კვების წყაროს პლუსს განსხვავებული ბოლოებით, რის გამოც მასში

გაივლის სხვადასხვა მიმართულების დენი. პირველადი გრაგნილის დენი წარმოსდგება სხვადასხვა პოლარობის ტრაპეციისებრი იმპულსების თანამიმდევრობის სახით. ამ იმპულსებს შორის არსებობს დამცავი პაუზა („მკვდარი დრო“) (სურ. 3.38)



სურ. 3.38. ბოგური გარდამქმნელის ტრანსფორმატორის პირველადი გრაგნილის დენის ფორმა



სურ. 3.39. დადებითი და უარყოფითი იმპულსების არასიმეტრიულობა ბოგურ სქემაში

დადებითი და უარყოფითი იმპულსების არასიმეტრიულობის (ხანგრძლივობის მიხედვით) შემთხვევაში, რაც შეიძლება გამოიწვიოს ტრანზისტორების კომუტაციის ხანგრძლივობათა შორის განსხვავებამ, ჩნდება მაგნიტოგამტარის შემამაგნიტებელი მუდმივი დენი.

შემაგნიტების დენი გამოითვლება ფორმულით

$$i_{\mu} = \frac{1}{T} \int_0^T [i^+(t) - i^-(t)] dt. \quad (3.53)$$

მაგნიტოგამტარის მუდმივი დენით შემაგნიტების გამო, დამაგნიტების სიმეტრიული ციკლი ირღვევა და მაგნიტოგამტარი შედის გაჯერების რეჟიმში, რაც იწვევს ტრანზისტორების ჩასადინარში დენის ამპლიტუდის მკვეთრ გაზრდას. მაგნიტოგამტარის მუდმივი დენით შემაგნიტების თავიდან ასაცილებლად პირველადი გრაგნილის მიმდევრობით უნდა ჩაირთოს C_{μ} კონდენსატორი. კონდენსატორის ტევადობის სიდიდე გაიანგარიშება ფორმულით

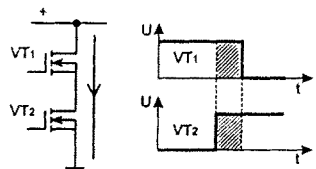
$$C_{\mu} \geq 0,1 \frac{i_{dmax}}{U_0 f}. \quad (3.54)$$

ბოგური გარდამქმნელის დატვირთვაზე მოქმედი ძაბვის საშუალო მნიშვნელობა, ორფაზა ორტაქტიანი გარდამქმნელის ანალოგიურად, ეტოლება

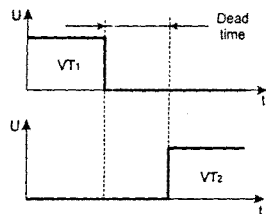
$$E_{\text{ფ}} = 2n\gamma E. \quad (3.55)$$

ნახევრად ბოგურ და ბოგურ გარდამქმნელებში განსაკუთრებულ მნიშვნელობას იძენს მართვის იმპულსების შევსების კოეფიციენტის შეზღუდვისა და იმპულსთა შორის პაუზის („მკვდარი დროის“) საკითხი. როგორც 3.20 სურათიდან ჩანს, თუ $\gamma = 0,5$, მაშინ ჩამკეტი იმპულსის მიწოდებისას VT1 ტრანზისტორი ვერ ახწრებს ჩაკეტვას VT2 ტრანზისტორის გაღებამდე. ამიტომ ერთდროულად ღია მდგომარეობაში აღმოჩნდება როგორც VT1, ისე VT2 ტრანზისტორი, ტრანზისტორებში გაივლის გამჭოლი დენი, რასაც მწყობრიდან

გამოჰყავს ეს ტრანზისტორები. გამჭოლი დენისგან დაცვის მიზნით საკომუტაციო იმპულსები ტრანზისტორებს უნდა მიეწოდოს დროში დაძვრულად (პაუზით) (სურ. 3.41).

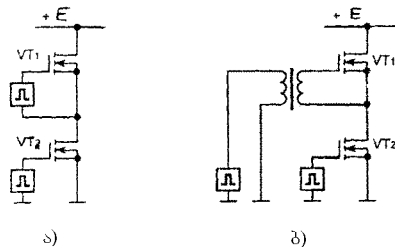


სურ. 3.40. გამჭოლი დენი ორტაქტიან ნახევრად ბოგურ და ბოგურ სქემებში



სურ. 3.41. გამჭოლი დენისგან დაცვის მეთოდი

ნახევრად ბოგურ და ბოგურ ორტაქტიან გარდამქმნელებში გარკვეული პრობლემები წარმოიქმნება ძალურ ტრანზისტორულ გასაღებებზე მართვის იმპულსების მიწოდების ტექნიკური რეალიზაციის დროს. მართვის სისტემა ჩვეულებრივ აიგება იმ პრინციპით, რომ მისი გამოსავალი სიგნალის (განედურად მოდულირებული სიგნალი) მიწოდება ხდება გასაღების მართვის ელექტროდსა და საერთო საღტეს (ნულოვანი პოტენციალის საღტე) შორის. როგორც 3.42, ა სურათიდან ჩანს, ეს პრინციპი ადვილად რეალიზებადია VT2 ტრანზისტორისათვის (ქვედა ღონის ტრანზისტორი). რაც შეეხება VT1 ტრანზისტორის მართვას (ზედა ღონის ტრანზისტორი), მისთვის ამ პრინციპის უშუალო განხორციელება შეუძლებელია, რადგან როცა VT2 ტრანზისტორი ჩაკეტილია, ხოლო VT1 ტრანზისტორი ღიაა, მაშინ VT1 ტრანზისტორის სათავის პოტენციალი განისაზღვრება კვების წყაროს ძაბვით (და არა ნულოვანი საღტის პოტენციალით). აქედან გამომდინარე, VT1 ტრანზისტორის მართვისათვის საჭიროა ნულოვანი საღტისგან გაღვანურად იზოლირებული სქემა. ამ პრობლემის გადაჭრის კლასიკურ მეთოდს მართვის იმპულსების მისაწოდებლად ტრანსფორმატორის გამოყენება წარმოადგენს (სურ. 3. 42, ბ).



სურ. 3.42. ორტაქტიან ნახევრად ბოგურ და ბოგურ სქემებში ძალური გასაღებების მართვის პრობლემის ასახსნელად

ამჟამად, ნახევრად ბოგური და ბოგური ორტაქტიანი გარდამქმნელების ზედა და ქვედა ღონის ძალური ტრანზისტორული გასაღებების მართვისათვის დამუშავებულია სპეციალიზებული მიკროსქემები (დრაივერები). დრაივერის გამოსასვლელზე მიიღება მართვის ძაბვები ზედა და ქვედა ღონის ძალური ტრანზისტორებისათვის, მიღებულია ზომები საჭირო მმართველი დონეების უზრუნველსაყოფად და შექმნილია გაღვანური გართვის ექვივალენტი. გარდა ამისა, მიკროსქემა ასრულებს დაცვის დამატებით ფუნქციებსაც.

3.3.5.2. ორტაქტიანი იმპულსური გარდამქმნელების მართვის ინტეგრალური მიკროსქემები

ორტაქტიანი იმპულსური გარდამქმნელების მართვისათვის დამუშავებულია და პრაქტიკაში გამოიყენება სხვადასხვა ტიპის ინტეგრალური მიკროსქემები. ზოგიერთი მათგანის ძირითადი მახასიათებლები (პარამეტრები) მოცემულია 3.4 ცხრილში.

3.4 ცხრილი

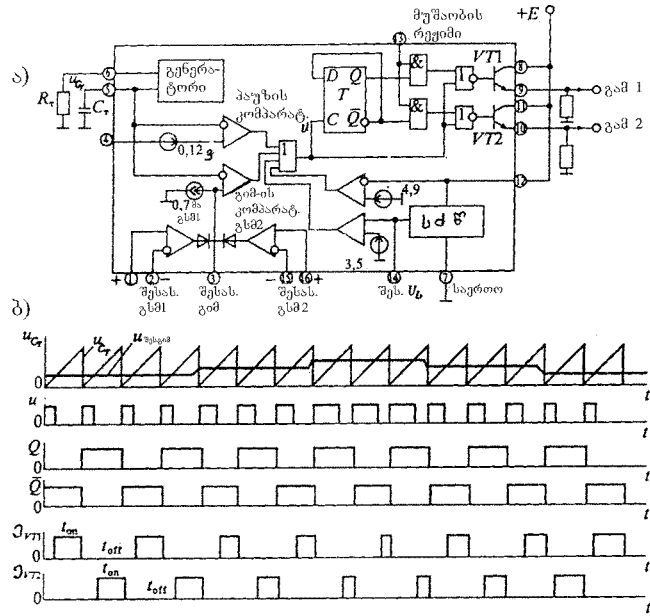
იმს-ის ტიპი (ანალოგი)	ფუნქციური დანიშნულება	$U_{\text{გვს.ვ}}$	$I_{\text{გამ.ზა}}$	$f_{\text{გ.კპც}}$
SG1524 (1114 EY1)	ორტაქტიანი ბიძ კონტროლერი	36	0.10	200
TL494 (1114EY3/4)	ორტაქტიანი ინვერტორის ბიძ კონტროლერი	36	0.20	400
TL495 (1114EY5)	ორტაქტიანი ინვერტორის ბიძ კონტროლერი	40	0.20	300
UC3825 (1156EY2)	ორტაქტიანი ინვერტორის მაღალსიხშირული ბიძ კონტროლერი	30	1.50	1000
UC3875 (1156EY4)	ბოგური ინვერტორის ფაზის წამნაცვლებელი მართვის რეზონანსული კონტროლერი	8...10	0.03	50

ცხრილში მითითებული ყველა მიკროსქემა გამოიმუშავებს ერთმანეთისგან პაუზით განცალკევებულ მმართველი იმპულსების ორ თანამიმდევრობას. მიკროსქემის გამოსავალი (მართვის) იმპულსების სიმეტრიულობას უზრუნველყოფს მიკროსქემის სტრუქტურაში შემავალი ტრიგერული სიხშირის გამყოფი. მიკროსქემის გამოსასვლელზე მიღებული იმპულსთა სიხშირე ორჯერ ნაკლებია დამკვეთი გენერატორის სიხშირეზე. ცხრილში ნაჩვენები მიკროსქემების გამოყენება შესაძლებელია ერთტაქტიანი გარდამქმნელების

მართვისთვისაც, თუ ამ მიკროსქემის ორივე გამოსასვლელს გავერთიანებთ. ამ შემთხვევაში გამოსავალი იმპულსების სიხშირე გაუტოლდება დამკვეთი გენერატორის სიხშირეს.

უნდა აღინიშნოს, რომ ერთტაქტიანი გარდამქმნელების მართვის ინტეგრალური მიკროსქემისგან განსხვავებით, ორტაქტიანი გარდამქმნელების მართვის იმს-ები არ შეიცავენ ჩაშენებულ ძალურ ტრანზისტორულ გასაღებებს.

343, ა სურათზე მოცემულია IBM-PC ტიპის კომპიუტერების კვების ბლოკებში შემავალი ორტაქტიანი ინვერტორების მართვისთვის ფართოდ გამოყენებული TL494 ტიპის მიკროსქემის გამართვითი სტრუქტურული სქემა (რუსული ანალოგი 1114ERY4).



სურ. 343. ორტაქტიანი გარდამქმნელების მართვისთვის გამოყენებული TL494 ტიპის მიკროსქემის სტრუქტურული სქემა (ა) და მისი მუშაობის მაილუსტრირებული გრაფიკები (ბ)

მიკროსქემის შემადგენლობაში შედის შემდეგი კვანძები:

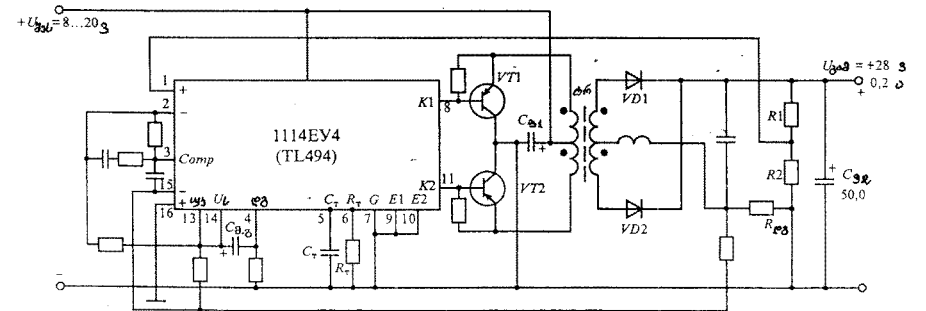
- დამკვეთი გენერატორი გარეშე სიხშირე-მავალელებელი C_T, R_T ელემენტებით;
- საერთო გამოსასვლელის მქონე გაუთანხმების (შეცდომის) სიგნალის ორი მაძლიერებელი მსმ1 და მსმ2;
- მსმ-ის და პაუზის კომპარატორები, რომლებიც გამოიმუშავენ გარანტირებულ-პაუზიან მართვის იმპულსებს;
- იმპულსთა ორი თანამიმდევრობის მაფორმირებელი ტრიგერი – სიხშირის გამყოფი;

- +5 ვ საყრდენი ძაბვის წყარო;
- კვებისა და საყრდენი ძაბვების მომეტებული შემცირებისგან დაცვის სქემები;
- იმპულსთა ორი თანამიმდევრობის მაძლიერებელი გამოსავალი (მძლავრი) კასკადები (დრაივერები).

TL494 მიკროსქემა შემდგენიარად მუშაობს. დამკვეთი გენერატორი (RC გენერატორი) გამოიმუშავენს ხერხისებურ ძაბვას, რომლის სიხშირის დაყენება ხორციელდება იმს-ის მე-5 და მე-6 გამომყვანებთან მიერთებული C_T და R_T გარეშე ელემენტების საშუალებით.

გამოსავალი იმპულსების სიგანის მოდულაცია მიიღწევა ხერხისებური ძაბვისა და გაუთანხმების მაძლიერებლების გამოსავალი სიგნალის შედარების გზით (სურ. 343, ბ). შედარების შედეგად მიიღება სიგანის მიხედვით მოდულირებული იმპულსთა U_c ერთი თანამიმდევრობა, რომელიც მიეწოდება ტრიგერს T. ტრიგერის გამოსასვლელიდან გამოდის იმპულსთა ორი თანამიმდევრობა Q და $\bar{Q}$, რომლებიც ლოგიკური სქემის დახმარებით გარდაიქმნება სიგანის მიხედვით მოდულირებულ თანამიმდევრობებად. იმპულსთა ეს თანამიმდევრობები ანხორციელებენ VT1 და VT2 ტრანზისტორების (დრაივერების) მართვას. ამ ტრანზისტორების კოლექტორებისა და ემიტერების წრედები გახსნილია, ამიტომ გამოსავალი სიგნალი შეიძლება მოიხსნას როგორც პირდაპირი, ისე ინვერსული სახით. 343, ბ სურათზე ნაჩვენებია VT1 და VT2 ტრანზისტორების ემიტერებიდან მოხსნილი სიგნალების თანამიმდევრობები.

344 სურათზე წარმოდგენილია ორფაზა (push-pull) გარდამქმნელის სქემა, რომელშიც მართვის ფუნქციის შესასრულებლად გამოყენებულია TL494 მიკროსქემა.



სურ. 344. ორტაქტიანი ორფაზა (push-pull) გარდამქმნელი მართვის TL494 მიკროსქემის გამოყენებით

სქემის მუშაობის არსი შემდეგში მდგომარეობს:

• დენის გადამწოდის R_{f_0} წრედში ჩართულია $R_{ფ}$, $C_{ფ}$ ფილტრი, რომელიც ახდენს VT1, VT2 ძალური ტრანზისტორების კომუტაციის პროცესში აღძრული დაბრკოლებების შესუსტებას;

• გარდამქმნელის გამოსასვლელზე მიღებული ძაბვის სიდიდე განისაზღვრება ფორმულით

$$U_{\phi} = U_{\text{ს.ა}} (1 + R_1/R_2),$$

სადაც $U_{\text{ს.ა}} = 5$ ვ.

• მართვის იმპულსთა შორის პაუზის ხანგრძლივობის დაყენება ხდება იმს-ის მე-4 გამოყვანასა და საყრდენი ძაბვის წყაროს (იმს-ის მე-14 გამოყვანა) შორის მიერთებული ძაბვის R_{31} , R_{32} გამყოფის საშუალებით;

• პაუზის ფარდობითი სიდიდე განისაზღვრება შემდეგი ფორმულის მიხედვით

$$D_3 = \frac{t_3}{T} = \left[45 - 80 / (1 + R_{31}/R_{32}) \right] \%,$$

იგი არ უნდა იყოს დამკვეთი გენერატორის გამოსავალი სიგნალის პერიოდის T 4%-ზე ნაკლები;

• დამკვეთი გენერატორის რხევების პერიოდის T დაყენება ხდება იმს-ის მე-5 და მე-6 გამოყვანებთან მიერთებული R_T , C_T ელემენტების პარამეტრთა შერჩევის გზით.

• დამკვეთი გენერატორის რხევების სიხშირე

$$f_3 = \frac{1}{T} = 1 / (R_T C_T) \leq 100 \text{ კჰც.}$$

• გაუთანხმების სიგნალის მაძლიერებლის სიხშირული კორექციისათვის გამოყენებულია იმს-ის მე-3 და მე-4 გამოყვანებს შორის მიერთებული გარეშე R_3 , C_3 ელემენტები;

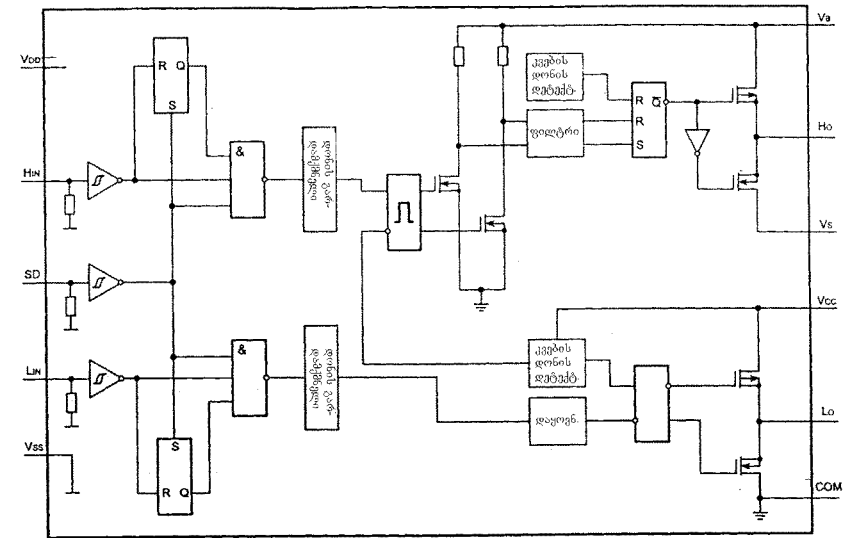
• გარდამქმნელის მდორე გაშვების მიზნით, პაუზის რეგულირების შესასვლელსა (იმს-ის მე-4 გამოყვანა) და საყრდენი ძაბვის წყაროს $U_{\text{ს.ა}}$ (იმს-ის მე-14 გამოყვანა) შორის ჩართულია $C_{ა3}$ კონდენსატორი;

• მდორე გაშვების დროს მუშა რეჟიმზე გასვლის დრო განისაზღვრება ფორმულით

$$t_{ა3} = 2C_{ა3}R_{32}.$$

ნახევრად ბოგური და ბოგური ორტაქტიანი გარდამქმნელების ძალური გასაღებების მართვისათვის შექმნილია და პრაქტიკაში ფართოდ გამოიყენება სპეციალიზებული მიკროსქემები – დრაივერები.

345 სურათზე მოცემულია IR2113 ტიპის დრაივერული მიკროსქემის სტრუქტურული სქემა. ამ მიკროსქემას უშვებს ფირმა International Rectifier.



სურ. 345. IR2113 ტიპის დრაივერული მიკროსქემის ფუნქციური კვანძები

როგორც სტრუქტურული სქემიდან ჩანს, ორტაქტიანი დრაივერი შედგება ორი დამოუკიდებელი არხისაგან. დრაივერის გამოსასვლელზე მიიღება ბოგას ზედა (Ho) და ქვედა (Lo) დონის ძალური ტრანზისტორული გასაღებების მართვის ძაბვები. მიკროსქემის შესავალ სიგნალს წარმოადგენს მართვის სტანდარტული ამპლიტუდის ლოგიკური დონე. დრაივერში შემავალი სიგნალები მიეწოდება შმიტტის ტრიგერებზე აგებულ იმპულსთა მაფორმირებლებს. მიკროსქემის V_{cc} და V_{dd} გამოყვანებს მიუერთდება მკვებავი წყაროს ძაბვა, ხოლო ძალური წრედისა და მართვის წრედის დამიწებული საღტკეები (V_{ss} და V_{com} გამოყვანები) გაღვანურად გართულია. მიკროსქემაში გათვალისწინებულია ძალური და მართვის წრედების განცალკევებითი კვებაც. მიკროსქემის გამოსავალი კასკადები აგებულია ველით მართული ტრანზისტორების კომპლემენტარულ წყვილებზე.

დრაივერის ჩართვის ტიპური სქემა წარმოდგენილია 346 სურათზე.

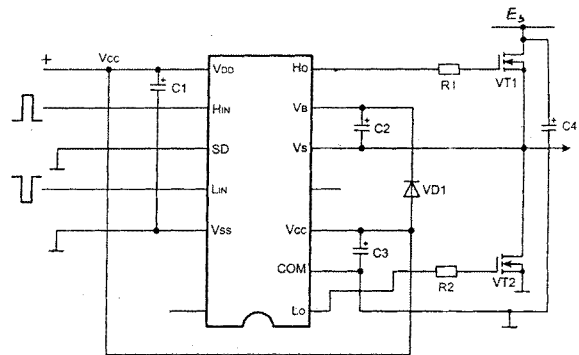
მიკროსქემას დამატებული აქვს გარეშე სქემური ელემენტები:

C_1 და C_3 - დრაივერის ფილტრის კონდენსატორები;

C_4 - ძალური წრედის ძაბვის მფილტრავი კონდენსატორი;

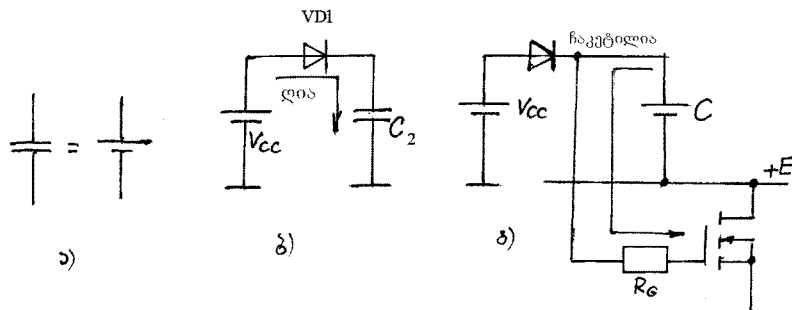
R_1 და R_2 - ძალური ველით მართული ტრანზისტორების საკეტის მიმდევრობით ჩართული რეზისტორები;

C_2 და $VD1$ - დრაივერის იმ ნახევრის ეკვივალენტური წყაროს ელემენტები, რომელიც განკუთვნილია ზედა დონის ტრანზისტორული გასაღების მართვისათვის.



სურ. 346. IR2113 დრაივერული მიკროსქემის ჩართვის ტიპური სქემა

მართვის ეკვივალენტური წყაროს მუშაობის არსი შემდეგში გამოიხატება. როდესაც ქვედა დონის ტრანზისტორული გასაღები ატარებს დენს, მაშინ ზედა დონის ტრანზისტორის სათავე მიუერთდება საერთო საღტეს, $VD1$ დიოდი გაიღება და C_2 კონდენსატორი იმუხტება (სურ. 347, ბ).



სურ. 347. ეკვივალენტური წყაროს მოქმედების პრინციპის ასახსნელად: კონდენსატორი, როგორც ძაბვის წყაროს ეკვივალენტი (ა); C_2 კონდენსატორის დამუხტვა გარეშე წყაროდან (ბ); C_2 კონდენსატორის განმუხტვა ზედა დონის ტრანზისტორული გასაღების მართვის ელექტროდზე (გ)

როდესაც ჩაიკეტება ქვედა დონის ტრანზისტორული გასაღები და იწყებს გაღებას ზედა დონის ტრანზისტორული გასაღები $VD1$ დიოდი აღმოჩნდება ჩაკეტილი

მდგომარეობაში და ზედა დონის ტრანზისტორის მართვის წრედი მხოლოდ დამუხტული C_2 კონდენსატორის განმუხტვის დენით იკვებება (სურ. 347, გ).

3.4. სიმძლავრის კოეფიციენტის იმპულსური კორექტორები

3.4.1. სიმძლავრის კოეფიციენტი და მისი როლი იმპულსური კვების წყაროებში

სიმძლავრის კოეფიციენტი κ ეწოდება ვატმეტრის მიერ გაზომილი ცვლადი და პულსირებული დენის აქტიური სიმძლავრის P ფარდობას მოწვევებით (სრულ) სიმძლავრესთან S , რომელიც განისაზღვრება ვოლტმეტრისა და ამპერმეტრის მიერ გაზომილი ძაბვისა და დენის მოქმედი მნიშვნელობების ნამრავლით

$$\kappa = \frac{P}{S} = \frac{P}{IU}. \quad (3.56)$$

წმინდა აქტიური დატვირთვის დროს $P = IU$, ე.ი. სიმძლავრის კოეფიციენტი მაქსიმალურია – $\kappa = 1$.

როდესაც დატვირთვა არ არის წმინდა აქტიური ხასიათის, მაშინ სინუსოიდური ფორმის დენისა და ძაბვის შემთხვევაში

$$P = IU \cos \varphi, \quad (3.57)$$

ე.ი. $\kappa = \cos \varphi$, სადაც φ ქსელის ძაბვასა და დენს შორის ფაზური ძვრის კუთხეა.

ევროპაში საერთაშორისო ელექტრიტექნიკური კომისიის (სეკ) მიერ შემუშავებულია სტანდარტი IEC-555, რომელიც ადგენს მოთხოვნებს ელექტრონული აპარატურის მიერ ცვლადი დენის ქსელში წარმოქმნილი მაღალი რიგის ჰარმონიკების, დაბრკოლებებისა და ძაბვის რყევის დონეზე. ამავე დროს, სიმძლავრის კოეფიციენტის მოთხოვნილი მნიშვნელობის უზრუნველყოფა სავალდებულოა ნებისმიერი ელექტრომოწყობილობისათვის, რომელიც ქსელიდან მოითხოვს 300 ვტ-ზე მეტ სიმძლავრეს. მათ შორისაა: საყოფაცხოვრებო ხელსაწყოები, სამედიცინო ელექტრონული მოწყობილობები, მიკროპროცესორები და კომპიუტერები, ელექტრონული მანქანების ელექტროძრავები, მკერძის ელექტროკვების წყაროები.

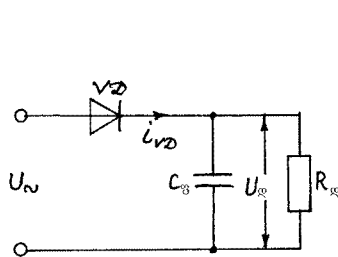
ამჟამად მოქმედებაში შედის სეკ-ის ახალი სტანდარტი IEC-1000-3-2 (IEC-555-ის ნაცვლად), რომლითაც მკვეთრად არის გამკაცრებული მოთხოვნები ელექტროენერგიის მომხმარებლების სიმძლავრის კოეფიციენტის ნორმებზე. ამ სტანდარტის მოთხოვნების დაცვა სავალდებულოა ყველა ფირმისა და ორგანიზაციისათვის, რომელთა ელექტრონული პროდუქცია გადის საერთაშორისო ბაზარზე.

კარგადაა ცნობილი ენერგიის ის მომხმარებლები, რომლებიც აუარესებენ სამრეწველო ქსელის სიმძლავრის კოეფიციენტს. ასეთ მომხმარებელთა ჯგუფს მიეკუთვნება: ინდუსტრიული ბალასტის შემცველი ლუმინესცენციური ნათურები, იმპულსური კვების წყაროები ტევალობითი შესავალი ფილტრით და სხვა.

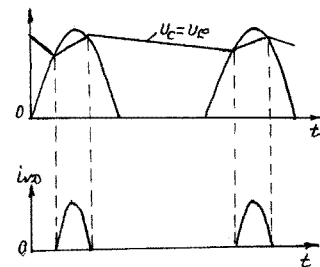
ზემოაღნიშნულიდან გამომდინარე, უაღრესად აქტუალურია ამ მოწყობილობების მიერ სამრეწველო ქსელიდან მოთხოვნილი სიმძლავრის ხარისხის გაუმჯობესების საკითხი. ამ საკითხის გადაჭრის მიზნით შექმნილია სიმძლავრის კოეფიციენტის პასიური და აქტიური კორექტორები.

3.4.2. სიმძლავრის კოეფიციენტის ელექტრონული კორექტორები

პირველ რიგში გავარკვიოთ, თუ როგორი იქნება სიმძლავრის კოეფიციენტის სიდიდე იმპულსური კვების წყაროებში, რომელთა შესასვლელზე ჩართულია ტევადობითი მაგლუვებელი ფილტრი (ქსელის გამმართველის ფილტრი). სიმარტივისათვის ჩავთვალოთ, რომ ქსელის გამმართველი აწყობილია ნახევარპერიოდიანი სქემის მიხედვით (სურ. 3.48). თუ სქემიდან ამოვრთავთ ფილტრის C_{Φ} კონდენსატორს, მაშინ დატვირთვაზე (იმპულსური გარდამქმნელის შესასვლელზე) იმოქმედებს გამართული ძაბვა, რომელსაც ექნება ნახევარსინუსოიდის ფორმა. როდესაც R_{Σ} -ს პარალელურად ჩართულია კონდენსატორი C_{Φ} , მაშინ იგი იმუხტება დროის იმ მონაკვეთში, როცა VD დიოდის ღია მდგომარეობაშია. VD დიოდის ღია მდგომარეობაში გადართვას კი განაპირობებს ანოდზე მოქმედი ცვლადი ძაბვის დადებითი ნახევარტალღის მყის მნიშვნელობასა და კათოდზე მოქმედი კონდენსატორის ნარჩენი ძაბვის მნიშვნელობას შორის თანაფარდობა (სურ. 3.49). დიოდი გაიღება, როცა ანოდზე მოქმედი ძაბვის დადებითი მყისი მნიშვნელობა გადააჭარბებს კონდენსატორის ნარჩენი ძაბვის სიდიდეს. ამის გამო, დიოდისა და მაშასადამე, ქსელიდან მოთხოვნილი დენი წარმოსდგება ხანმოკლე იმპულსების სახით. ასეთი სქემის სიმძლავრის კოეფიციენტი არ არემატება 0.5...0.7. სიმძლავრის კოეფიციენტი რომ გაიზარდოს აუცილებელია ქსელიდან მოთხოვნილი დენის ფორმა მიუახლოვდეს სინუსოიდს. ამ ამოცანის შესრულება დაკისრებული აქვს სიმძლავრის კოეფიციენტის ელექტრონულ კორექტორებს.

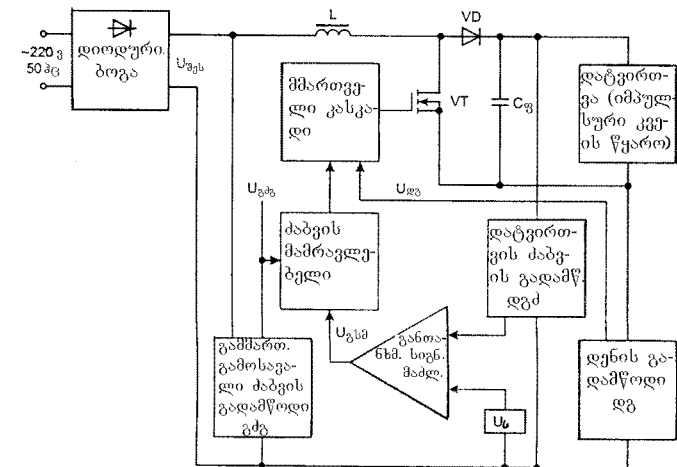


სურ. 3.48. იმპულსური წყაროების სიმძლავრის კოეფიციენტის განსაზღვრისათვის



სურ. 3.49. იმპულსური წყაროს ქსელის გამმართველის გამოსავალი ძაბვისა და დენის ფორმები

3.50 სურათზე წარმოდგენილია სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექტორის (სპკ) უმარტივესი სახის სტრუქტურული სქემა. სიმძლავრის კოეფიციენტის იმპულსური კორექციის იდეა შემდეგში გამოიხატება. ქსელის გამმართველის გამოსასვლელზე ტევადობითი ფილტრის ნაცვლად მიერთებულია ძაბვის ამამაღლებელი იმპულსური სტაბილიზატორი. სტაბილიზატორის შესასვლელზე ჩართულია მცირე ინდუქციურობის მქონე დროსელი და იგი მუშაობს უწყვეტი დენის ზღვრულ რეჟიმში (ინდუქციურობაში გამავალი დენის უწყვეტი და წვევტილი რეჟიმების საზღვარზე).

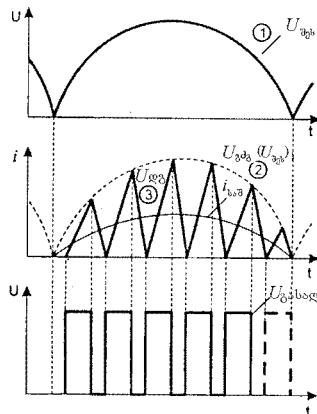


სურ. 3.50. სიმძლავრის კოეფიციენტის იმპულსური კორექტორის ტიპური ბლოკ-სქემა

ძაბვის ამამაღლებელი იმპულსური სტაბილიზატორის სქემა L დროსელის გარდა შეიცავს VT ტრანზისტორულ გასაღებს, VD დიოდსა და მაგლუვებელი ფილტრის კონდენსატორს. ძაბვის ამამაღლებელი იმპულსური სტაბილიზატორის მოქმედების პრინციპის თანახმად, VT ტრანზისტორის ჩართვისას (გაღებისას) ინდუქციურობაში იწყება დენის გავლა, რომელიც წრფივი კანონით იზრდება. ტრანზისტორის გამართვის (ჩაკეტვის) შემდეგ L ინდუქციურობაში გამავალი დენი მცირდება ასევე წრფივი კანონით და VD დიოდის გავლით მუხტავს C_{Φ} კონდენსატორს.

ტრანზისტორული გასაღების ჩართვა-გამართვას ანხორციელებს მართვის მოწყობილობა, რომელიც შედგება გამმართველის გამოსავალი ძაბვის გადამწოდისგან

(ბმბ), ინდუქციურობის კოჭაში გამავალი დენის გადამწოდისაგან (ღმ) და მართვის იმპულსების მაფორმირებელი სქემისაგან (მს). მართვის იმპულსების ფორმირების პროცესი ილუსტრირებულია 3.51 სურათზე ნაჩვენები დიაგრამებით. როგორც დიაგრამებიდან ჩანს, VT ტრანზისტორი ჩაირთვება დენის გადამწოდიდან მოხსნილი სიგნალის ნულთან გატოლების მომენტში (ე.ი. ინდუქციურობაში გამავალი დენი ეცემა ნულამდე). ტრანზისტორის გამორთვა კი მოხდება იმ მომენტში, როცა დენის გადამწოდიდან მოხსნილი წრფივი კანონით ზრდადი ძაბვა გაუტოლდება ძაბვის გადამწოდიდან მოხსნილი სინუსოიდური კანონით ცვალებადი ძაბვის მნიშვნელობას. L ინდუქციურობის სიდიდე ისეა შერჩეული, რომ დენის გადამწოდზე ძაბვის ზრდის სიჩქარე გაცილებით აღემატება გამმართველის გამოსავალი ძაბვის მნიშვნელობის ზრდის სიჩქარეს.



სურ. 3.51. სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექტორში მიმდინარე პროცესების დიაგრამები

ტრანზისტორის გამორთვის შემდეგ L ინდუქციურობაში გამავალი დენი და, მაშასადამე, დენის გადამწოდიდან მოხსნილი ძაბვა, მცირდება წრფივი კანონით. როდესაც ეს ძაბვა ნულს გაუტოლდება VT ტრანზისტორი კვალე ჩაირთვება და პროცესი მეორდება მაღალი სიხშირით.

ამგვარად, სქემის მიერ ქსელიდან მოთხოვნილი დენი წარმოსდგება ცვლადი ამპლიტუდის მქონე ხანმოკლე იმპულსთა სახით. დენის იმპულსების ამპლიტუდათა მომენტებს (წვეტილი წირი) აქვს გამმართველიდან სქემის შესასვლელზე მიწოდებული ძაბვის (ამპლიტუდების მამოლულებელი ძაბვა) ფორმა.

სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექტორის სქემის მიერ მოთხოვნილი დენის საშუალო მნიშვნელობა $I_{\alpha\theta}$ იცვლება სინუსოიდური კანონით და როგორც ფორმით, ისე ფაზით ემთხვევა სქემის შესასვლელზე მოქმედ ძაბვას (მამოლულებელ ძაბვას), როგორც ეს გვაქვს

აქტიური დატვირთვის შემთხვევაში. აქედან გამომდინარე, სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექტორი მაღალი სიმძლავრის კოეფიციენტის მიღების საშუალებას იძლევა.

სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექციის ამ შედარებით მარტივ მეთოდს გააჩნია სერიოზული ნაკლი. როდესაც იცვლება სქემის შესასვლელზე ქსელის გამმართველიდან მიწოდებული ძაბვა (ქსელის ძაბვის არასტაბილობის გამო), შეიცვლება დენის საშუალო მნიშვნელობაც (დენის იმპულსების ამპლიტუდის შეცვლის გამო). გარდა ამისა, კორექტორის დატვირთვის წინააღობის ცვლილება გავლენას ახდენს სქემის გამოსასვლელზე მიღებული ძაბვის სიდიდეზე, რადგან ინდუქციურობაში დაგროვილი ენერგიის განმუხტვა დატვირთვის სხვადასხვა წინააღობის დროს სხვადასხვა სისწრაფით მოხდება. ზემოაღნიშნულიდან გამომდინარე, სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექტორის სქემაში საჭირო ხდება დამატებითი ზომების მიღება გამოსავალი ძაბვის სტაბილიზაციის მიზნით. სიმძლავრის კოეფიციენტის ყველა თანამედროვე კორექტორი შეიცავს ძაბვის სტაბილიზაციის დამატებით კვანძებს.

3.50 სურათზე წარმოდგენილ სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექტორის ბლოკ-სქემაში სტაბილური გამოსავალი ძაბვის მისაღებად გამოყენებულია დატვირთვის ძაბვის გადამწოდისა (ღმბ) და გაუთანხმოების სიგნალის მაძლიერებლის (მსმ) კვანძები. დატვირთვის ძაბვის გადამწოდიდან მოხსნილი ძაბვისა ($U_{\alpha\theta}$) და საყრდენი (ეტალონური) ძაბვის სხვაობის პროპორციული სიგნალი ($U_{\alpha\theta}$) გაუთანხმოების სიგნალის მაძლიერებლის გამოსასვლელიდან მიეწოდება ძაბვის მამრავლებელ კვანძს. ამავე კვანძს მიეწოდება შესავალი ძაბვის გადამწოდიდან მოხსნილი ძაბვაც ($U_{\alpha\theta}$).

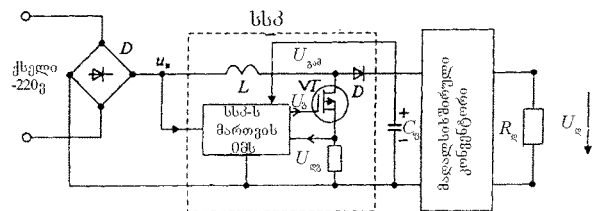
მამრავლებლის გამოსასვლელზე მიღებული სიგნალი ტრანზისტორული გასაღების მართვის სისტემის გამოსასვლელზე აფორმირებს ხანგრძლივობის მიხედვით მოდულირებულ იმპულსებს (განედურ - იმპულსური მოდულაცია).

გამოსავალი ძაბვის მიხედვით უკუკავშირი განსახილველ სქემაში უარყოფითია, ამიტომ გამოსავალი ძაბვის გაზრდისას გაუთანხმოების სიგნალი შემცირდება. შესაბამისად შემცირდება იმპულსური დენის ამპლიტუდის მამოლულებელი ძაბვის ($U_{\alpha\theta} \cdot U_{\alpha\theta}$) ამპლიტუდა, რაც გამოიწვევს ინდუქციურობაში გამავალი იმპულსური დენის ამპლიტუდების შემცირებას და, მაშასადამე, საშუალო დენის ($I_{\alpha\theta}$) შემცირებასაც. ამის გამო, შემცირდება გამოსავალი ძაბვაც (აღდება საწყისი მნიშვნელობა).

გამოსავალი ძაბვის შემცირების დროს მიმდინარეობს საპირისპირო პროცესი, რის შედეგადაც კვალე აღდება გამოსავალი ძაბვის საწყისი სიდიდე. ამგვარად, ქსელის ძაბვის ან დატვირთვის წინააღობის ცვლილება გავლენას არ მოახდენს გამოსავალ ძაბვაზე.

სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექციის და გამოსავალი ძაბვის სტაბილიზაციის ზემოაღწერილი პროცედურა გამოყენებულია მართვის სპეციალიზებულ მიკროსქემებში.

3.52 სურათზე ნაჩვენებია იმპულსურ კვების წყაროში სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექტორის ჩართვის სქემა. აქ სკკ ორ ფუნქციას ასრულებს: ახდენს სიმძლავრის კოეფიციენტის ამაღლებას და გამოიმუშავებს სტაბილიზებულ ძაბვას U_a , რომელიც ფილტრის $C_{ფ}$ კონდენსატორიდან მიეწოდება მაღალსიხშირულ გარდამქმნელს.



სურ. 3.52. იმპულსურ კვების წყაროში სკკ-ს ჩართვის სქემა

ასე, მაგალითად, თუ იმპულსური კვების წყარო იკვებება 220 ვ ცვლადი დენის ქსელიდან, მაშინ სკკ-ს შესასვლელზე იმოქმედებს დაახლოებით 300 ვ ამპლიტუდის გამართული ძაბვა. სკკ-ს სქემის ამამაღლებელი სტაბილიზატორის გამოსასვლელზე მიიღება დაახლოებით 400 ვ-ის ტოლი ძაბვა, რომელიც მაღალსიხშირული კონვერტორით გარდაიქმნება დატვირთვისთვის საჭირო სიდიდის $U_{გ}$ სტაბილურ ძაბვად.

სკკ-ს მართვისათვის სხვადასხვა ფორმის მიერ დამუშავებულია სპეციალიზებული მიკროსქემები. ყველა ასეთი მიკროსქემა შესაძლებელია დაჯგუფდეს მოქმედების პრინციპის, ფუნქციური დანიშნულების, მართვის გამოსავალი დენის და სხვა ნიშნის მიხედვით. 3.5 ცხრილში მოცემულია სკკ-ს მართვის მიკროსქემების ძირითადი მონაცემები.

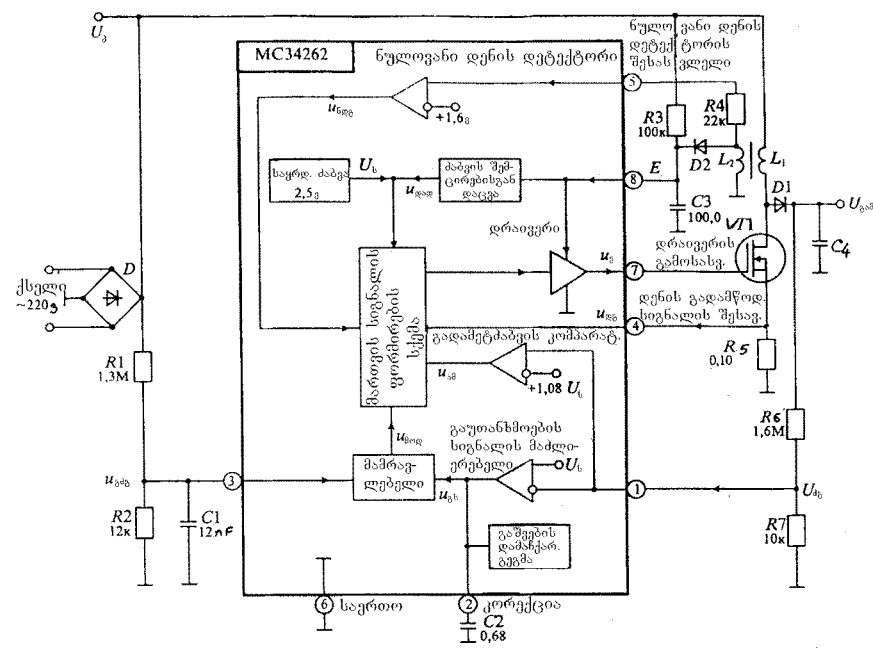
მაგალითის სახით განვიხილოთ MC34262 ტიპის მიკროსქემაზე აწყობილი სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექტორი. ამ მიკროსქემის სტრუქტურული სქემა წარმოდგენილია 3.53 სურათზე.

3.5. ცხრილი

იმს-ის ტიპი (ანალოგი)	ფორმა	ფუნქციური დანიშნულება	კვების ძაბვა, ვ	გამოსავალი დენი, ა
ML 4812 (1033EY4)	Micro Lineasr	ამამაღლებელი სტაბილიზატორის კონ- ტროლერი სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექტორით	12...25	0,2
ML 4819 (1033EY6)	იგივე	სკკ-ს და ერთტაქტიანი გარდამქმნელის მართვის გიმ	12...35	1,0
TDA4814	Siemens	ამამაღლებელი სტაბილიზატორის გიმ კონტროლერი სიმძლავრის კოეფიციენ-	12...25	0,5

		ტის კორექტორით		
TDA4862	იგივე	იგივე	12...35	0,5
MC34261	Motorolla	იგივე	10...30	0,2
MC34262	იგივე	იგივე	10...30	0,2

გამართული ძაბვა U_a გაფილტვრის გარეშე $L1$ დროსელის გავლით მიეწოდება ძალურ $VT1$ ტრანზისტორს. მიკროსქემას კვების ძაბვა მიეწოდება $R3$, $C3$ ფილტრის გავლით. როდესაც კვების ძაბვა 7ვ-ს გაუტოლდება, გაეშვება გარდამქმნელი და მიკროსქემის კვება განხორციელდება დროსელის $L2$ მეორეული გრანულიდან $D2$ დიოდის გავლით. ამ შემთხვევაში მიკროსქემის კვების ძაბვა დაახლოებით 12 ვ-ის ტოლია.



სურ. 3.53. MC34262 ტიპის მიკროსქემის სტრუქტურული სქემა

ძალური $VT1$ ტრანზისტორიდან მოხსნილი 75 კპვ სისხირის იმპულსური ძაბვა გაიმართება $D1$ დიოდით და ეს ძაბვა ახდენს $C4$ კონდენსატორის დამუხტვას. ძაბვის გამოყოფიდან მოხსნილი უარყოფითი უკუკავშირის ძაბვა კი განაპირობებს სკკ-ს გამოსავალზე სტაბილური ძაბვის მიღებას. ეს ძაბვა მიეწოდება მიკროსქემის 1 გამომყვანს. ეს გამომყვანი დაკავშირებულია გაუთანხმოების სიგნალის მადლიერების მაინვერსირე-

ბელ შესასვლელთან. ამავე მაძლიერებლის არამაინვერსირებელ შესასვლელზე მიერთებულია საყრდენი (ეტალონური) ძაბვის წყარო ($U_{\Sigma} = 2,5$ ვ). უკუკავშირისა და საყრდენი ძაბვის შედარების შედეგად მაძლიერებლის გამოსასვლელზე მიიღება სიგნალი $U_{\Sigma\Delta}$.

უარყოფითი უკუკავშირის წრედში ჩართული ძაბვის გამყოფის წინაღობების განსაზღვრა, გამოსასვლელი ძაბვის მოცემული მნიშვნელობის დროს, შესაძლებელია შემდეგი ფორმულების გამოყენებით:

$$I_{\Sigma\Delta} = \frac{U_{\Sigma\Delta}}{R6 + R7}; \quad R7 = \frac{2,5}{I_{\Sigma\Delta}}. \quad (3.58)$$

ასე, მაგალითად, როცა $U_{\Sigma\Delta} = 400$ ვ, თუ დაუშვებთ, რომ $I_{\Sigma\Delta} = 0,25$ მა, მივიღებთ: $R7 = 2,5 / 0,25 \cdot 10^{-3} = 10$ კომ; $R6 \approx 1,6$ მომ.

გაუთანხმოების სიგნალის მაძლიერებლის გამოსავალი ძაბვა მიეწოდება მამრავლებელს, რომლის მეორე შესასვლელს მიერთებული აქვს ქსელის გამმართველის ძაბვის $R1$, $R2$ გამყოფიდან მოხსნილი ძაბვა. მამრავლებლის გამოსასვლელზე გამოიშუშვდება ნახევარსინუსოიდის ფორმის მამოღულებელი ძაბვა U_{Δ} , რომლის ამპლიტუდა განსაზღვრება სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექტორის როგორც გამოსავალი, ისე შესავალი ძაბვით.

ძალური ტრანზისტორის მართვის სიგნალის მაფორმირებელ სქემას მიეწოდება ორი ძირითადი სიგნალი: მამრავლებელი სქემიდან მოხსნილი მამოღულებელი სიგნალი და ძალური ტრანზისტორის (L1 დროსელის) დენის გადამწოდიდან მოხსნილი ძაბვა U_{Σ} . მართვის სიგნალის მაფორმირებელ სქემას სიგნალები მიეწოდება აგრეთვე კვების ბლოკის დაცვის კვანძებიდან. ეს კვანძებია: საყრდენი ძაბვისა და კვების ძაბვის დასაშვებზე მეტად შემცირებისგან დაცვის კვანძი, სპპ-ს გადამტეხებისგან დაცვის კვანძი და ნულოვანი დენის დეტექტორის კვანძი. მართვის სიგნალის მაფორმირებლის სქემაში არსებული ლოგიკური ბლოკი დაცვის რომელიმე კვანძის ამოქმედების შემთხვევაში გამოიშუშვებს ამკრძალავ სიგნალს, რომელიც ახდენს სპპ-ს გამორთვას.

მიკროსქემის გაშვების დასაჩქარებლად მას დამატებული აქვს დამაჩქარებელი სქემა, რომელიც უზრუნველყოფს მაკორექტირებელი $C2$ კონდენსატორის სწრაფ დამუხტვას 1,7 ვ-მდე.

მიკროსქემის გამომავალი კასკადი - დრაივერი უზრუნველყოფს ძალური ტრანზისტორის მართვისათვის საჭირო სიდიდის ძაბვასა და დენს. დრაივერის გამოსასვლელიდან მოიხნება 0,3 და 8,4 ვ ამპლიტუდის ლოგიკური სიგნალი, როდესაც დენის მაქსიმალური მოხმარება არ აღემატება 0,2 ა. ასეთი სიგნალით შესაძლებელია ველთ მართული ტრანზისტორების მართვა, მაგრამ იგი არ არის საკმარისი ძალური ბიპოლარული ტრანზისტორების მართვისათვის.

დროსელის შესავალი ბრანხის ინფორმაციის შერჩევა. სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექტორის სქემის ცენტრალურ პასიურ ელემენტს წარმოადგენს ინდუქციურობის კოჭა (დროსელი). თუ ამ კოჭას ინდუქციურობა ძალიან პატარაა, მაშინ სქემის შესავალი დენი მნიშვნელოვნადაა დამახინჯებული, რაც სიმძლავრის კოეფიციენტის შემცირებას გამოიწვევს, რადგან მცირე ინდუქციურობის კოჭაში დაგროვილი ენერგია სწრაფად განიშუშება და კოჭაში გამავალი დენი წვეტილი სახის გახდება.

თუ კოჭას ინდუქციურობა დიდი სიდიდისაა, მაშინ კოჭაში გროვდება ჭარბი ენერგია, რამაც შესაძლოა გამოიწვიოს გამოსავალი ძაბვის მნიშვნელოვანი გაზრდა. გარდა ამისა, იზრდება დროსელის მასა და გაბარიტები.

დროსელის ინდუქციურობის ოპტიმალური სიდიდის შესარჩევად საჭირო გაანგარიშებას ახდენენ შემდეგი მეთოდის მიხედვით. ინდუქციურობის საჭირო სიდიდეს შეირჩევენ შემდეგი საწყისი მონაცემების გათვალისწინებით: შესავალი ძაბვის მინიმალური $U_{\Sigma\Delta\min}$ და მაქსიმალური $U_{\Sigma\Delta\max}$ მნიშვნელობები, გამოსავალი ძაბვა $U_{\Sigma\Delta}$, გამოსავალი სიმძლავრე და გარდაქმნის სიხშირე. გარდა ამისა, დროსელში არსებული დანაკარგების გათვალისწინება უნდა მოხდეს მძპ-ის სიდიდის დაკვეთით. ამ მონაცემების მიხედვით კოჭას ინდუქციურობის განსაზღვრის დროს შეიძლება ვისარგებლოთ შემდეგი გამოსახულებით.

$$L < \frac{U_{\Sigma\Delta\max}^2 (U_{\Sigma\Delta} - U_{\Sigma\Delta\min}) \eta}{U_{\Sigma\Delta} f \cdot 4 P_{\Sigma\Delta}} \quad (3.59)$$

ან

$$L < \frac{U_{\Sigma\Delta\min}^2 (U_{\Sigma\Delta} - U_{\Sigma\Delta\min}) \eta}{U_{\Sigma\Delta} f \cdot 4 P_{\Sigma\Delta}}. \quad (3.60)$$

(3.59) და (3.60)-ის მიხედვით განსაზღვრული ინდუქციურობებიდან უნდა შეირჩეს უმცირესი.

მაბალაოი. ქსელის ძაბვა იცვლება 90-დან 270 ვ-მდე. გამოსავალი ძაბვა $U_{\Sigma\Delta} = 400$ ვ, ხოლო გამოსავალი სიმძლავრე $P_{\Sigma\Delta} = 150$ ვტ. გარდაქმნის სიხშირე $f_{\Delta} = 25$ კჰც. $\eta = 0,9$.

პირველ რიგში ვპოულობთ შესავალი ძაბვის ამპლიტუდის მინიმალურ და მაქსიმალურ მნიშვნელობებს:

$$U_{\Sigma\Delta\min} = \sqrt{2} \cdot 90 = 127 \text{ ვ}, \quad U_{\Sigma\Delta\max} = \sqrt{2} \cdot 270 = 382 \text{ ვ}.$$

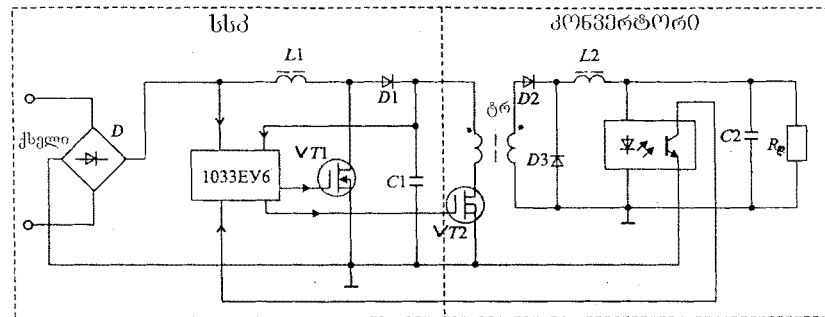
(3.59) და (3.60)-ის მიხედვით დავადგენთ ინდუქციურობის მნიშვნელობებს:

$$L < \frac{382^2 (410 - 382) \cdot 0,9}{410 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 150} = 598 \text{ მკჰნ};$$

$$L < \frac{127^2 (410 - 127) \cdot 0,9}{410 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 150} = 668 \text{ მკჰნ}.$$

შევირჩევთ $L = 600$ მკჰნ.

სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექტორის (სპკ) გამოყენება იმპულსური კვების წყაროებში დაკავშირებულია დამატებით დანახარჯებთან. ამიტომ მიზანშეწონილია ან კვების მთელი სისტემის ცენტრალიზაცია ერთი სპკ-ს გამოყენებით, ანდა სპკ-ს შერწყმა იმპულსური კვების წყაროს მართვის ერთ მიკროსქემაში. ამ მიზნით შექმნილია სპეციალიზებული მიკროსქემები, რომლებიც ერთდროულად ანხორციელებენ როგორც სპკ-ს, ისე კვების წყაროს იმპულსური გარდამქმნელის მართვას. ერთ-ერთი ასეთი სახის მიკროსქემას წარმოადგენს Micro Linear ფირმის ML4819 ტიპის მიკროსქემა. 3.54 სურათზე წარმოდგენილია სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექტორიანი პირდაპირსვლიანი ერთტაქტიანი გარდამქმნელის შემცველი კვების წყაროს სქემა ML4819 მიკროსქემის ბაზაზე.

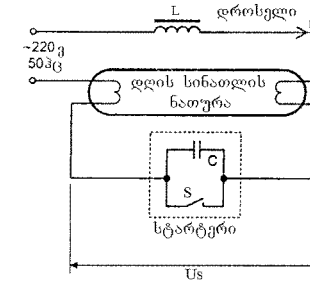


სურ. 3.54 სპკ-ს და ერთტაქტიანი პირდაპირსვლიანი გარდამქმნელის მართვის ML4819 მიკროსქემის ჩართვის გამარტივებული სქემა

მიკროსქემა უზრუნველყოფს სპკ-ს და პირდაპირსვლიანი ერთტაქტიანი გარდამქმნელის სინქრონულ მართვას. იმპულსური კვების წყაროების მართვის სქემებისგან განსხვავებით, წარმოდგენილ სქემაში ძაბვის ამამაღლებელი სტაბილიზატორს დამატებული აქვს შემდეგი ელემენტები: VT1 ტრანზისტორი, VD1 დიოდი და L1 დროსელი. სქემის დანარჩენი ელემენტები გამოყენებულია პირდაპირსვლიან ერთტაქტიან გარდამქმნელში ოპტონული უკუკავშირით.

4. ლუმინესცენციური ნათურების ელექტრონული ბალასტი

ლუმინესცენციური (დღის სინათლის) ნათურების ასანთებად საჭიროა დამატებითი ელემენტები (დროსელი, კონდენსატორი, სტარტერი), რომელთაც ელექტრონული ბალასტი ეწოდება. ელექტრობალასტის მუშაობის არსში გარკვევის მიზნით განვიხილოთ ლუმინესცენციური ნათურების კლასიკური სქემა (სურ. 3.55).

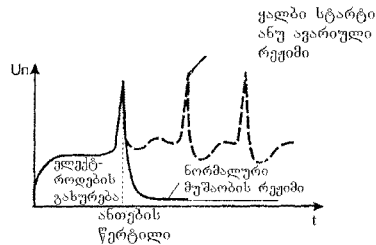


სურ. 3.55. ელექტრობალასტის კლასიკური სქემა

სტარტერი წარმოადგენს აირით ავსებულ კოლბას, რომელშიც მოთავსებულია ბიმეტალის ფირფიტა. როდესაც კოლბაში მოთავსებულია აირი დაიონიზებულია, მაშინ ბიმეტალის ფირფიტა თბება და იგი შეკრავს კონტაქტს. აირის დაუიონიზებელი მდგომარეობის დროს ბიმეტალის ფირფიტა კონტაქტს გათიშავს.

გამორთული (ცივი) ლუმინესცენციური ნათურის ელექტროდებს შორის აირის წინაღობა ძალზე დიდი სიდიდისაა. ამიტომ ნათურის ქსელის ძაბვასთან მიერთებისას, ქსელის მთელი ძაბვა სტარტერს მოედება. ეს ძაბვა მოახდენს კოლბაში არსებული აირის იონიზაციას, ბიმეტალის ფირფიტა ცხელდება და შეკრავს კონტაქტს. სტარტერის კონტაქტით ჩაკეტილი წრედის დროსელში და ლუმინესცენციური ნათურის ვარვარის სპირალში გაივლის დენი. ამიტომ დაიწყება დროსელში ენერგიის დაგროვება, ხოლო გახურებული ვარვარის სპირალიდან - ელექტრონების ემისია. ნათურის შიგნით თავისუფალი მუხტების წარმოქმნისას მცირდება ელექტროდებს შორის შუალედის წინაღობა. ამის გამო, შემცირდება პოტენციალთა სხვაობა სტარტერის ელექტროდებს შორის და შეწყდება კოლბაში არსებული აირის იონიზაციის პროცესი. ბიმეტალის ფირფიტა გათიშავს კონტაქტს და დროსელში დაგროვილი ენერგიის ხარჯზე იწყება ელექტრონული ენერგიის (ელექტრონული მუხტის) დაგროვება კონდენსატორში. დროსელის ინდუქციურობა დიდი სიდიდისაა, ხოლო კონდენსატორის ტევადობა - შედარებით მცირე სიდიდის. ამიტომ ბიმეტალის ფირფიტის მიერ კონტაქტის გაწყვეტის მომენტში კონდენსატორზე და, მაშასადამე, ლუმინესცენციური ნათურის ელექტროდებს შორის ადგილი ექნება დიდი ამპლიტუდის ძაბვის რეზონანსული ამონატეორცნს (სურ. 3.56), რომელიც მოახდენს

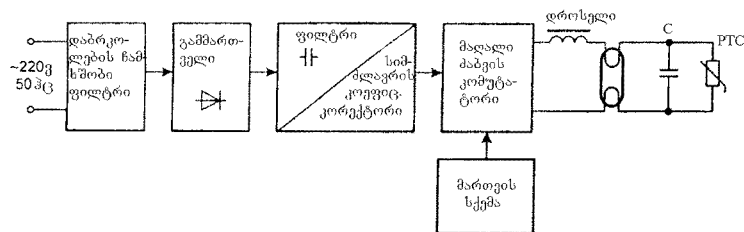
ნათურის ელექტროდთა შორის აირის სრულ იონიზაციას და მის ანთებას. ნათურის ანთების შემდეგ მკვეთრად ეცემა ლუმინესცენციური ნათურის ელექტროდთა შორის წინაღობა, სტარტერი დაშუქდება და გამოირთვება. მუშაობაში დარჩენილი დროსელი, თავისი ინდუქციური წინააღობით, ხელს უწყობს ნათურის ელექტროდებს შორის მუშა ძაბვის შენარჩუნებას. თუ რაიმე მიზეზით ნათურა არ აინთო (მაგალითად, დროზე ადრე მოხდა ბიმეტალის ფორფიტით კონტაქტის გათიშვა), მაშინ აღიძვრება ავარიული რეჟიმი, რომელსაც თან ახლავს ყალბ-სტარტები და ნათურა ნაადრევად გამოდის მწყობრიდან (სურ. 3.56).



სურ. 3.56 ლუმინესცენციური ნათურის მუშაობის რეჟიმების მაილუსტრირებული გრაფიკი

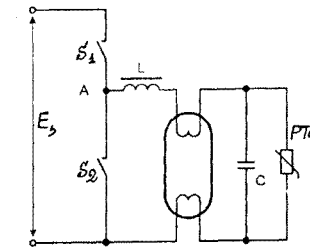
ლუმინესცენციური ნათურის დაბალი სიხშირის ცვლადი დენის ქსელიდან კვების დროს, ძაბვის ნულზე გავლის მომენტში ნათურაში არსებული აირი ასწრებს ნაწილობრივ დეიონიზაციას, რასაც თან ახლავს თვალისათვის შესამჩნევი ციმციმი. გარდა ამისა, ნათურის ასანთებად გამოყენებულ კლასიკურ ბალასტს გააჩნია დიდი გაბარიტები (პირველ რიგში დროსელი). სტარტერი არასაიმედოა მუშაობაში. მისი მწყობრიდან გამოსვლის დროს აღძრული ყალბ-სტარტები მკვეთრად ამცირებს ნათურის ხანგამძლეობას. ლუმინესცენციური ნათურის სიმძლავრის კოეფიციენტი დაბალია.

ყველა ზემოაღნიშნული ნაკლი გამოსწორებულია იმპულსურ რეჟიმში მომუშავე ელექტრონული ბალასტის გამოყენების შემთხვევაში. ელექტრონული ბალასტის ზოგადი სტრუქტურული სქემა წარმოდგენილია 3.57 სურათზე.



სურ. 3.57 ელექტრონული ბალასტის ტიპური სტრუქტურული სქემა

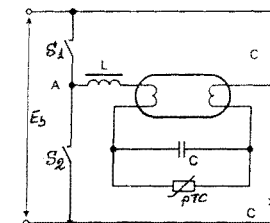
როგორც სტრუქტურული სქემიდან ჩანს, ლუმინესცენციური ნათურა ცვლადი დენის ქსელს უერთდება ლაბრკოლებების ჩამხშობი ფილტრის, გამმართველისა და მაღალი ძაბვის კომპუტატორის საშუალებით. სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექტორი უმრავლეს შემთხვევაში არ გამოიყენება, რადგან ლუმინესცენციური ნათურების სიმძლავრე 100 ვტ-ს არ აღემატება. სპკ გამოიყენება იმ შემთხვევაში, თუ ელექტრონული ბალასტი გათვალისწინებულია რამდენიმე (3...4) ერთეილური ნათურის ასანთებად. ზოგიერთ ელექტრონულ ბალასტს არ გააჩნია აგრეთვე ლაბრკოლებების ჩამხშობი ფილტრი. მის ნაცვლად გამოიყენება არაპოლარული, მცირე ტევადობის მქონე, კონდენსატორი.



სურ. 3.58 ელექტრობალასტის აგების ფართოდ გავრცელებული ვარიანტი

3.58 სურათზე მოცემულია ელექტრობალასტის გამართივებული სქემა. L დროსელის ერთი ბოლო (A წერტილი) S_1 და S_2 გასაღებების საშუალებით პერიოდულად მიუერთდება ან კვების ძაბვას, ანდა საერთო საღტეს (ნულოვან საღტეს). ამის გამო, A წერტილისა და საერთო საღტეს შორის იმოქმედებს მაღალი სიხშირის ერთი პოლარობის იმპულსური ძაბვა (გასაღების კომუტაციის სიხშირე 20...120 კჰც ფარგლებში). ეს იმპულსური ძაბვა, ერთის მხრივ, ახდენს ნათურის ანთებას, მეორეს მხრივ გამოირიცხავს დაბალი სიხშირის ძაბვით კვების დროს არსებულ ნათურის ციმციმს. გარდა ამისა, მთლიანად გამოირიცხება ყალბ-სტარტები, ხოლო იმპულსთა შევსების კოეფიციენტის რეგულირების გზით იცვლება ნათურის სიკაშკაშე. მკვეთრად მცირდება ბალასტის სქემაში გამოყენებული ინდუქციური ელემენტის ზომები.

პრაქტიკაში გამოიყენება ელექტრონული ბალასტის ნახევრად ბოგური სქემაც.



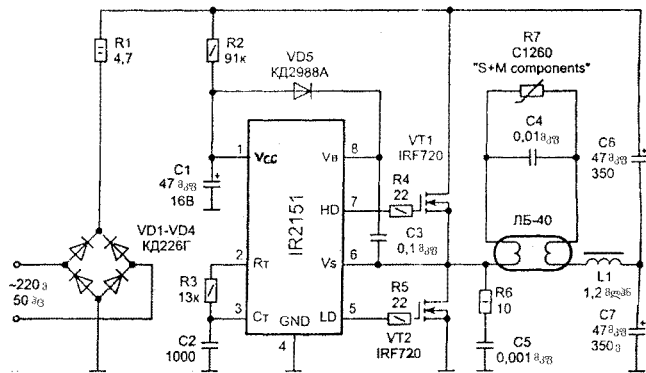
სურ. 3.59 ელექტრონული ბალასტის ნახევრად ბოგური სქემა

ლუმინესცენციური ნათურის პირველადი ანთებისათვის აუცილებელია ვარვარის სპირალის საწყისი გახურება. იმის გამო, რომ ელექტრონული ბალასტის სტარტერი აღარ გამოიყენება, ძალური წრედის შეკვრა უნდა განხორციელდეს სხვა მეთოდის გამოყენებით. ამ ფუნქციის შესრულება დაკისრებული აქვს კონდენსატორის პარალელურად შეერთებულ დადებითი ტემპერატურული კოეფიციენტის მქონე თერმისტორს (სურ. 3.58). ცივი თერმისტორის წინააღმდეგობა მცირეა, ამიტომ თერმისტორის საშუალებით ნათურის ვარვარის სპირალში გაივლის მისი ნორმალური ტემპერატურამდე გახურებისათვის საჭირო დენი. ერთდროულად თება თერმისტორიც და როდესაც მისი ტემპერატურა მიაღწევს ზღვრულ სიდიდეს, მისი წინააღმდეგობა მკვეთრად გაიზრდება, ხოლო წრედში გამავალი დენი მკვეთრად შემცირდება. დენის მკვეთრი შემცირების გამო ინდუქციურობაში დაგროვილი ენერგია გამოიწვევს კონდენსატორზე ძაბვის რეზონანსულ ამოტყორცნას (სურ. 3.56), რომელიც ანთებს ნათურას. ანთებული ნათურის მცირე შიგა წინააღმდეგობა დააშუქებს თერმისტორს და იგი გამოითიშება.

თანამედროვე ელექტრონული ბალასტის როგორც ძალური გასაღები, ისე მათი მართვის სისტემა ინტეგრებულია მიკროსქემის ერთ კორპუსში. ასეთი ბალასტი იმდენად მინიატურულია, რომ იგი თავისუფლად თავსდება ხვიატრილიან ვაზნაში ჩასახრახნი ნათურის ცოკოლში. ჩაშენებულბალასტიანი ლუმინესცენციური ნათურები ფართოდ გამოიყენება პრაქტიკაში. ასეთ ნათურებს გაანაზღაურებული გაზრდილი ხანგამძლეობა და მოიხმარენ შემცირებული ელექტროენერგიას.

ბოლო დროს შეიქმნა ელექტრონული ბალასტის მართვის მიკროსქემების მეორე თაობა, რომელთაც შეუძლიათ სხვადასხვა სერვისული და დაცვითი ფუნქციების შესრულება. ასე, მაგალითად, ფირმა International Rectifier აწარმოებს მიკროსქემებს როგორც ინტეგრირებული ძალური გასაღებებით (IR51Hxx), ისე ძალური გასაღებების გარეშე (IR215x). ფირმა SGS-Thomson აწარმოებს L6569, L6571, L6574 ტიპის მიკროსქემებს და სხვ.

განვიხილოთ ელექტრონული ბალასტის სქემა, რომელშიც გამოიყენება IR2151 მიკროსქემა



სურ. 3.60 ელექტრონული ბალასტის პრინციპული სქემა IR2151 მიკროსქემის ბაზაზე

სქემა აგებულია ნახევრად ბოგური პრინციპის მიხედვით. ბალასტი გათვლილია 220 ვ, 50 ჰც ცვლადი დენის ქსელიდან 40 ვტ სიმძლავრის ნათურის კვებისათვის.

ქსელის ძაბვა გაიმართება VD1-VD4 დიოდური ბოგათი და გაგლუვდება C6 და C7 კონდენსატორით. მიკროსქემის შიგა გენერატორი წარმოადგენს 555 სერიის ტაიმერის გენერატორის ზუსტ ასლს.

მიკროსქემის გენერატორის სისშირე განისაზღვრება R3 და C2 ელემენტების პარამეტრებით

$$f_{\Delta} = \frac{1}{1,4(R3 + R_{\Delta})C2}, \quad (3.61)$$

სადაც $R_{\Delta} = 75 \text{ ომ}$.

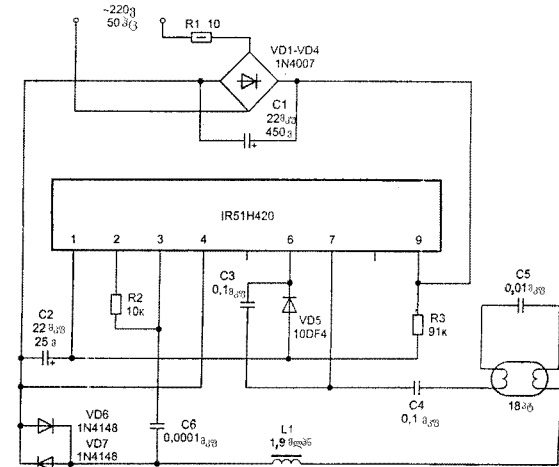
ბალასტის სქემის რეზონანსული სისშირე

$$f_{\Delta} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1C4}}. \quad (3.62)$$

დამაკმაყოფილებელი რეზონანსის უზრუნველსაყოფად მიზანშეწონილია შემდეგი პირობის დაცვა $f_{\Delta} \approx f_{\Delta}$. ელემენტების იმ ნომინალებისათვის, რომელიც სქემაშია მითითებული, ეს სისშირე დაახლოებით 40 კჰც-ის ტოლია.

R2-C1 წრედი ანხორციელებს მიკროსქემის კვებას, ხოლო VD5-C3 წრედი განკუთვნილია ზედა დონის ტრანზისტორული გასაღების მართვისათვის.

3.61 სურათზე ნაჩვენებია ელექტრონული ბალასტის კიდევ ერთი სქემა, რომელშიც გამოყენებულია პიბრიდული მიკროსქემა IR51H420, რომელშიც ჩაშენებულია ტრანზისტორული გასაღებები.



სურ. 3.61 მინიატურული ელექტრონული ბალასტი IR51H420 მიკროსქემის ბაზაზე

მიკროსქემას დამატებული აქვს შემხვედრ-პარალელურად ჩართული VD6-VD7 დიოდები მიმდევრობითი რეზონანსის აღბერის მომენტში ნულოვანი დენის მისაღებად. ამ ღონისძიების გატარება აუცილებელია მიკროსქემის გენერატორისა და რეზონანსული წრედის სინქრონული მუშაობისთვის, რაც საჭიროა ნათურის ასანთებად 110 ვ ცვლადი ძაბვით კვების შემთხვევაში. 220 ვ ძაბვით კვების დროს VD6-VD7 დიოდების ჩართვა აღარაა აუცილებელი. სქემაში გამოყენებული სხვა დამატებითი ელემენტების ნომინალები გაანგარიშებულია 18 ვატიანი ნათურისათვის.

5. პერსონალური კომპიუტერების კვების ბლოკები

5.1. სისტემური მოდულის კვების წყაროები. ზოგადი ცნობები

კვების ბლოკი წარმოადგენს პერსონალური კომპიუტერის სისტემური მოდულის უმნიშვნელოვანეს ნაწილს, რომლის ძირითადი დანიშნულებაა სისტემური მოდულის კვანძების (პროცესორი, მეხსიერება, ვინჩესტერი, დისკის შემტანი) მკვებადი ძაბვებით მომარაგება. კვების ბლოკის ფუნქციონირების თვისებრიობა განაპირობებს კომპიუტერის გამართული მუშაობის ხარისხს. განსაკუთრებულ მნიშვნელობას პერსონალური კომპიუტერების მაღალი საიმედოობის სტაბილური ძაბვის კვების ბლოკებით აღჭურვა იძენს ჩვენი ელექტრული ქსელის პირობებში, სადაც დაცული არ არის ელემენტარული ნორმებიც კი მომხმარებლების ელექტროუსაფრთხოების თვალსაზრისით.

კვების ბლოკი წარმოადგენს კომპიუტერის საკუთნოს, ე.ი. ჩაშენებულია მის კორპუსში. ამიტომ პერსონალური კომპიუტერების მსგავსად, კვების ბლოკები შეიძლება დაიყოს შემდეგ ტიპებად:

- PC/XT (eXTended);
- PC/AT (Advanced Technology);
- PC/ATX (AT extensions).

კომპიუტერების კვების ბლოკი განთავსებულია ლითონის კორპუსში, მის ფუძეზე მიმაგრებულია მმართველი პლატა, უკანა კედელზე ჩაყენებულია ვენტილატორი, ზემოდან ბლოკს გაკეთებული აქვს სახურავი. გამოსასვლელი საკონტაქტო გასართები გაერთიანებულია ჩალითაში, რომელიც სპეციალური მოჭერით ხისტადაა მიმაგრებული კორპუსზე. არსებობს კვების ბლოკების შესრულების შემდეგი სტანდარტები:

- PC/TX;
- AT/Desktop;
- AT/Tower;
- Baby AT;
- Slimline;
- ATX.

კვების ბლოკის ტიპი	ზომა, მმ
PC/XT	120X142X222
Baby AT	150X150X165
AT/Desktop	150X150X213
Slimline	86X140X150
AT/Tower	150X150X213
ATX	86X140X150

კვების ბლოკს ქსელის ძაბვა მიეწოდება კორპუსის უკანა კედელზე დამაგრებული ამომრთველით. AT/Tower სისტემის ამომრთველი დაყენებულია წინა პანელზე და კვების ბლოკთან მიერთებულია ოთხძარღვიანი კაბელით. კორპუსიდან გამოდის გასართიანი ჩალითა სისტემურ პლატასა და საგროვებელ დისკთან მისაერთებლად. სისტემური პლატის კვება ხორციელდება ორი ერთგვაროვანი ექვსკონტაქტიანი P8, P9 გასართებით. გასართის

კონტაქტების დანიშნულება მოცემულია 5.2 ცხრილში. საგროვებელი დისკის კვებისათვის განკუთვნილი გასართის გამომყვანების დანიშნულება ნაჩვენებია 5.3. ცხრილში.

5.2. ცხრილი

გასართი P8, გამომყვანი	ფერი	დანიშნულება	გასართი P9, გამომყვანი	ფერი	დანიშნულება
1	შავი	კორპუსი	1	წითელი	+5ვ
2	შავი	კორპუსი	2	წითელი	+5ვ
3	მწვანე	-12ვ	3	წითელი	+5ვ
4	ყვითელი	+12ვ	4	თეთრი	-5ვ
5	წითელი	+5ვ	5	შავი	კორპუსი
6	ნარინჯისფერი	P.G	6	შავი	კორპუსი

5.3. ცხრილი

გამომყვანი	ფერი	დანიშნულება
1	ყვითელი	+12ვ
2	შავი	კორპუსი
3	შავი	კორპუსი
4	წითელი	+5ვ

ATX (AT extension) ფორმატის სისტემურ ბლოკსა და კორპუსის კონსტრუქციაში შეტანილია გარკვეული ცვლილებები, რამაც გავლენა მოახდინა კვების ბლოკზე. პირველ რიგში ეს ცვლილება შეეხო სისტემური ბლოკის გასართს. გასართის კონსტრუქცია გამორიცხავს მის არასწორ ჩართვას სისტემური პლატის საკონტაქტო ბუდეში.

კვების ბლოკის სრულ გამორთვის ანხორციელებს კორპუსის უკანა კედელზე განთავსებული ამოერთველი. დამხმარე გენერატორისა და დისტანციური მართვის ბრძანებით შესაძლებელია კომპიუტერის გამორთულ რეჟიმში გადაყვანა, რომლის დროსაც სისტემური პლატა გადადის მცირე სიმძლავრის რეჟიმში (გაიცემა მხოლოდ +5ვ.SB ძაბვა). ტრადიციული სიდიდის ძაბვების გარდა (ცხრილი 5.2), ამ ფორმატის კვების წყაროს დამატებული აქვს +3,3 ვ ძაბვა. 5.4 ცხრილში მოცემულია TX ფორმატის სისტემური პლატის გასართის გამომყვანების დანიშნულება.

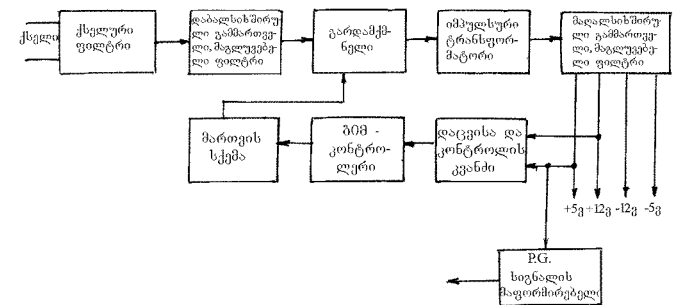
5.4 ცხრილი

კონტაქტის ნომერი	სიგნალი, ვ	ფერი	კონტაქტის ნომერი	სიგნალი, ვ	ფერი
1	+3,3	ყვითელი	11	+3,3	ყვითელი
2	+3,3	ყვითელი	12	-12	ცისფერი
3	საერთო	შავი	13	საერთო	შავი
4	+5	წითელი	14	PS-ON	რუხი
5	საერთო	შავი	15	საერთო	შავი
6	+5	წითელი	16	საერთო	შავი
7	საერთო	შავი	17	საერთო	შავი
8	კვება ნორმაში (P.G)	ნარინჯის ფერი	18	-5	თეთრი
9	+5ვ-SB	იისფერი	19	+5	წითელი
10	+12	ყვითელი	20	+5	წითელი

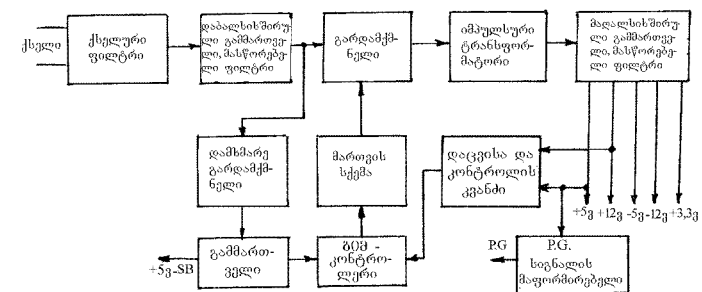
შენიშვნა: 1. აქტიური მდგომარეობის დროს PS-ON სიგნალს აქვს ლოგიკური ნულის შესაბამისი დონე. ამ სიგნალის დანიშნულებაა +3,3 ვ, +5ვ, -5ვ, +12ვ და მინუს 12ვ გამოსავალი ძაბვების ჩართვა; 2. +5ვ.SB სიგნალი წარმოადგენს მორიგე რეჟიმის ძაბვას. იგი ემსახურება კვების წყაროს პროგრამული მართვის წრედს, უნარჩუნებს მას მუშაობის უნარს, როდესაც ძირითადი ძაბვები გამორთულია; 3. P.G (PW-OK) სიგნალი („კვება ნორმაში“): თუ ეს სიგნალი ლოგიკური ერთის შესაბამისი დონისაა ეს იმას ნიშნავს, რომ მოხდა +5ვ.SB და 3,3 ვ ძაბვების ნორმალური ფორმირება. მაგრამ თუ ეს ძაბვები აღმოჩნდა გარკვეულ ქვედა ზღვრულ მნიშვნელობაზე ნაკლები, მაშინ P.G სიგნალს ექნება ლოგიკური ნულის შესაბამისი დონე.

5.2. კომპიუტერის სისტემური მოდულის კვების წყაროს ფუნქციური კვანძები

სისტემური მოდულის კვების წყაროების ფუნქციონირებისა და სტრუქტურაში გარკვევის მიზნით განვიხილოთ 5.1 და 5.2 სურათებზე წარმოდგენილი AT, ATX ფორმატის კვების წყაროების სტრუქტურული სქემები.



სურ 5.1. AT ფორმატის კვების წყაროს სტრუქტურული სქემა



სურ. 5.2. ATX ფორმატის კვების წყაროს სტრუქტურული სქემა

AT ფორმატის კვების წყაროში განმრთველის (დამაგრებულია სისტემური მოდულის კორპუსზე) საშუალებით ქსელის ძაბვა მიეწოდება ფილტრს (ქსელური ფილტრი) და დაბალი სიხშირის გამმართველს. 300 ვ-მდე გამართული ძაბვა ნახევრად ბოგური გარდამქმნელით გარდაიქმნება მაღალი სიხშირის იმპულსურ ძაბვად. დატვირთვისა და პირველადი ქსელის გაღვანურ გართვას ახდენს იმპულსური ტრანსფორმატორი. ამ ტრანსფორმატორის მეორეული გრაგნილები მიერთებულია ± 5 ვ და ± 12 ვ მაღალსიხშირულ გამმართველთან და შესაბამის მაგლუვებელ ფილტრებთან.

სიგნალი Power Good („კვება ნორმაში“) +5 ვ ძაბვის წარმოქმნიდან 0,1..0,5 წმ-ის შემდეგ ზემოქმედებს სისტემურ მოდულზე და ახდენს პროცესორის საწყის რეჟიმში ჩაყენებას. ძალურ წრედში ავარიული რეჟიმის აღძვრის შემთხვევაში P.G სიგნალი შეწყდება.

ავარიული რეჟიმების დროს ძალურ წრედს დაზიანებისგან იცავს დაცვისა და ბლოკირების კვანძი. ნორმალური მუშაობის რეჟიმში იგივე კვანძი ზემოქმედებს ბიზ-კონტროლერზე, ე.ი. მონაწილეობს მაღალსიხშირული გარდამქმნელის მართვის პროცესში.

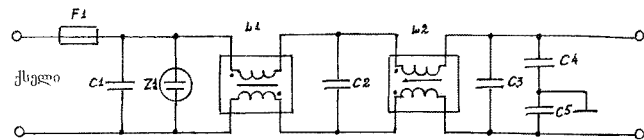
მაღალსიხშირული გარდამქმნელის გასაღებების ღია მდგომარეობის ხანგრძლივობა განაპირობებს გამოსავალი ძაბვების სიდიდეს. გამოსასვლელზე მიღებული ძაბვების სტაბილიზაციის მიზნით გარდამქმნელის მართვის სისტემა ჩართულია უკუკავშირის წრედში. გაუთანხმობის სიგნალად გამოიყენება +5 ვ წყაროს გამოსავალი ძაბვის ნორმალური მნიშვნელობიდან გადახრა.

ATX ფორმატის კვების წყაროს სტრუქტურულ სქემაში შეტანილია შემდეგი ცვლილებები:

- გამოყენებულია დამხმარე გარდამქმნელი;
- ჩამატებულია მორიგე რეჟიმის წყაროს გამმართველი +5 ვ.SB;
- შექმნილია +3,3 ვ ძაბვის დამატებითი წყარო;
- რეალიზებულია კვების ბლოკის დისტანციური ჩართვა PS-ON სიგნალის საშუალებით.

განვიხილოთ სტრუქტურულ სქემებში შემავალი ცალკეული კვანძები.

ძველური ფილტრი. კომპიუტერის კვების ბლოკი წარმოადგენს დაბრკოლებების სერიოზულ წყაროს საყოფაცხოვრებო ტელე-და რადიოაპარატურისათვის. ელექტრულ ქსელში დამბრკოლებელი იმპულსების გაღწევის თავიდან ასაცილებლად კვების წყაროს შესასვლელზე, როგორც წესი, ჩაირთვება გადამღობი ფილტრი. გადამღობი ფილტრის ტიპური სქემა მოცემულია 5.3 სურათზე.

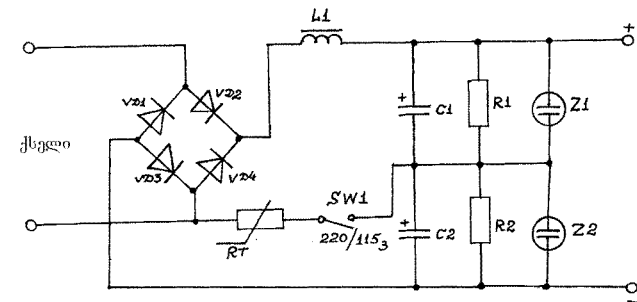


სურ. 5.3. გადამღობი ფილტრის სქემა

ფილტრის შემადგენლობაში ჩართული ელემენტების დანიშნულებაა დაბრკოლებების სინფაზური და დიფერენციალური შემდგენების ჩახშობა. ფილტრის შესასვლელზე ჩართულია C1 კონდენსატორი, ხოლო შემდეგ ქსელის ძაბვა სისტემური მოდულის კვების ბლოკს გადაეცემა ინდუქციურ-ტევადობითი ფილტრის გავლით. C2 კონდენსატორი და L1 დროსელი ახშობს დაბრკოლებების დიფერენციალურ შემდგენს, ხოლო L2 დროსელი და C3...C5 კონდენსატორები - როგორც დიფერენციალურ, ისე სინფაზურ შემდგენებს.

დენური გადატვირთვისაგან დაცვა ხორციელდება F1 დნობადი მცველით, ხოლო კვების ბლოკის გადამტანებისგან (ქსელის მხრიდან) დაცვას უზრუნველყოფს Z1 ვარისტორი. როდესაც ქსელის ძაბვა კრიტიკულ დონეს გადაჭარბებს, ვარისტორის წინაღობა მკვეთრად შემცირდება და გაზრდილი დენი ააშოქმედებს დნობად მცველს.

დაბალი სიხშირის გამმართველი. კვების ბლოკის მაღალსიხშირული გარდამქმნელი ენერგიას ღებულობს დაბალი სიხშირის გამმართველიდან (სურ. 5.4)



სურ. 5.4. დაბალი სიხშირის გამმართველი

VD1...VD4 დიოდებზე აგებული ბოგური სქემა უზრუნველყოფს შესაბამისი ხარისხის მუდმივი ძაბვის მიღებას, რომელიც შემდეგ გაგლუვდება L1 დროსელითა და C1, C2 კონდენსატორებისგან შედგენილი ფილტრით. R1, R2 რეზისტორები ქმნიან ამ კონდენსატორების განმუხტვის წრედს ბლოკის ქსელიდან გამორთვის შემდეგ.

გამართველს შეუძლია იმუშაოს როგორც 220 ვ, ისე 115 ვ შესავალ ძაბვაზე. სქემაში გამოყენებულია კვების ძაბვის ამორჩევის გადამრთველი (SW1). როდესაც SW1 ჩართულია, მაშინ გამართველს მიეწოდება 115-ვის ტოლი შესავალი ძაბვა. ამ შემთხვევაში გამართველი მუშაობს ძაბვის გაორმაგების რეჟიმში, რადგან ცვლადი შესავალი ძაბვის დაღებით და უარყოფითი ნახევარპერიოდების დროს იმუხტება როგორც C1, ისე C2 კონდენსატორი. ამიტომ გამოსასვლელზე აღმოჩნდება C1 და C2 დამუხტული კონდენსატორების ჯამური ძაბვა. როდესაც SW1 გამართულია, მაშინ გამართველი იმუშავებს 220-ვის ტოლი შესავალი ძაბვით.

გამართველში, კონდენსატორის დამუხტვის წრედის მიმდევრობით, ჩართულია უარყოფითი ტემპერატურული კოეფიციენტის მქონე წინაღობანი თერმისტორი (NTCR),

რომელიც ახდენს დამუხტვის საწყისი დენის შეზღუდვას (თერმისტორს „ციფ“ მდგომარეობაში აქვს გაზრდილი წინაღობა, ხოლო დენის გატარების შემდეგ მისი წინაღობა 20...50-ჯერ მცირდება). გამმართველის სქემაში გამოყენებულია აგრეთვე Z1, Z2 ვარისტორები, რომლებიც ქსელის ძაბვის მნიშვნელოვანი გაზრდის დროს კვების ბლოკს იცავენ გადატენიებისგან.

იმპულსური გარდაქმნელი. სისტემური მოდულის კვების წყაროების მაღალსიხშირული იმპულსური გარდაქმნელი აგებულია ნახევრად ბოგური ორტაქტიანი სქემის შესაბამისად. გარდაქმნელის ძალური გასაღებების მართვის ელექტროდებს სიგნალები შეიძლება მიეწოდოს შემათანაბრებელი ტრანზორმატორით, რომლის როლს ზოგიერთ კვების ბლოკში ასრულებს ტრანსფორმატორთა დამოუკიდებელი წვეილი.

ბიძ-კონტროლერი. ნახევრად ბოგური სქემის ტრანზისტორული გასაღებების მართვის ელექტროდებს მიეწოდება ხანგრძლივობის მიხედვით მოდულირებული იმპულსთა თანამიმდევრობა. ასეთ სიგნალს გამოიმუშავებს ბიძ-კონტროლერი TL494 მიკროსქემის ბაზაზე.

დამხმარე გარდაქმნელი. დამხმარე გარდაქმნელი გამოიყენება ATX ფორმატის კვების ბლოკებში. ეს გარდაქმნელი გამოიმუშავებს +5ვ. SB ძაბვას, როდესაც სისტემური მოდული გამორთულ მდგომარეობაშია. გარდაქმნელის ძირითად ელემენტს წარმოადგენს ავტორხვეით რეჟიმში მომუშავე ბლოკინგ-გენერატორი, რომელიც რჩება მუშა მდგომარეობაში მთელი იმ დროის მანძილზე, როდესაც ქსელის ამომრთველი ჩართულ მდგომარეობაშია.

POWER GOOD სიგნალის გაზომიერება. კომპიუტერის გამომთვლელი სისტემის კორექტული გაშვებისათვის საჭიროა სისტემურ პლატაზე კვების მიწოდების დაწყება იმ დროის ინტერვალში, რომელიც საჭიროა ჩართვის დროს კვების ბლოკში აღძრული გარდამავალი პროცესებისა და კვების ბლოკის გამოსასვლელზე ძაბვების ნომინალური მნიშვნელობების დასამყარებლად. ამ მიზნით კვების ბლოკი გამოიმუშავებს სპეციალურ სიგნალს Power-Good („კვება ნორმაში“). 0,1...0,5 წმ-ით შეყოვნებული Power-Good სიგნალი წარმოადგენს ლოგიკური ერთის შესაბამის დონეს (დაახლოებით +5ვ), რომელიც მიეწოდება სისტემურ პლატას.

არა ნაკლები მნიშვნელობის ფუნქცია აკისრია ამ სიგნალის მაფორმირებელს გამოსავალი ძაბვების კონტროლის თავისაზრისითაც.

Power-Good სიგნალის მაფორმირებელი შესაძლოა აიგოს როგორც დისკრეტულ, ისე ინტეგრალურ ელემენტებზე. მეორე შემთხვევაში სიგნალის მაფორმირებლად ფართოდ გამოიყენება NATIONAL SEMICONDUCTOR CORP და SAMSUNG ELECTRONICS ფირმების ინტეგრალური კომპარატორები: LM339, KA339 (ოთხი კომპარატორი ერთ კორპუსში); LM393, KA393 (ორი კომპარატორი ერთ კორპუსში) ან სპეციალიზებული მიკროსქემა M5195A.

დაცვისა და კონტროლის წრედი. კვების წყაროების დაცვა აუცილებელია მუშაობის კრიტიკული რეჟიმების დროს, აგრეთვე იმ შემთხვევაში, როდესაც უკუკავშირის ზემოქმედებამ შესაძლებელია გამოიწვიოს სქემის ღირებული ელემენტების დაზიანება.

დაცვის წრედების ამოქმედების შედეგად ბიძ-კონტროლერს მოეხსნება მართვის იმპულსები, გარდაქმნელის ტრანზისტორული გასაღებები გამოირთვება და კვების ბლოკის გამოსასვლელზე ძაბვები არ იქნება.

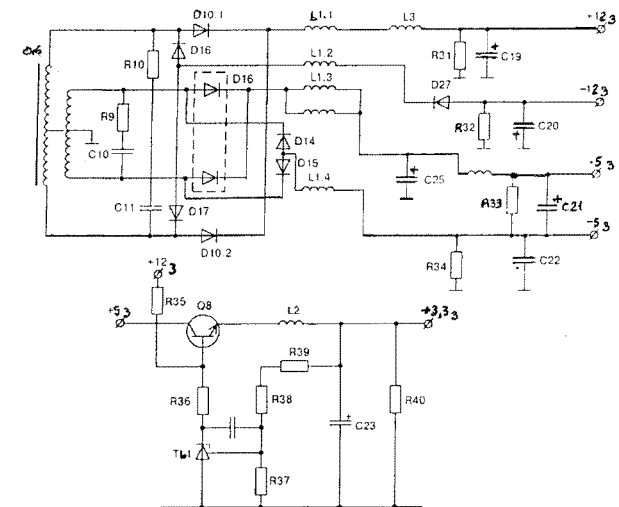
გამოიყენება დაცვის შემდეგი წრედები:

- დატვირთვის მოკლედ ჩართვისაგან დაცვა;
- ნახევრად ბოგური გარდაქმნელის ძალური ტრანზისტორების ზედტენიებისაგან დაცვა;
- გადატენიებისგან დაცვა.

მაღალსიხშირული (გამოშავალი) გამმართველი. კვების წყაროს გამომავალი გამმართველები ერთმანეთისაგან უნდა განვასხვავოთ გამოსავალი არხის ძაბვის მნიშვნელობის მიხედვით. გამოსავალი ძაბვის მნიშვნელობებია: ± 12 ვ და ± 5 ვ.

გამმართველში გამოიყენება ელემენტური ბაზა, რომელსაც შეუძლია ნორმალური ფუნქციონირება მაღალი სიხშირის წრედში და მაღალ ტემპერატურაზე. ასეთი ელემენტებია, მაგალითად შტოკის სწრაფქმედი დიოდები და მცირედანაკარგიანი კონდენსატორები.

მაგალითის სახით 5.5 სურათზე მოცემულია ATX ფორმატის კვების წყაროს მაღალსიხშირული გამმართველის სქემა.



სურ. 5.5. PM-230 w კვების წყაროს მაღალსიხშირული გამმართველი

გამმართველის თითოეული არხი ატეხულია ორნახევარპერიოდიანი სქემის მიხედვით. გამოსავალი ძაბვების ფილტრაციას ახორციელებს C19, C20, C21, C22 და C25 კონდენატორები. ტრანსფორმატორის გრაგნილების პარალელურად ჩართული მიმდევრობითი წრედები: R9, C10 და R10, C11, საშუალებას იძლევა შეიზღუდოს კვების წყაროში აღძრული დაბრკოლებები. დატვირთვის გამორთვის დროს გამოსასვლელებზე ძაბვების კატასტროფული ამაღლებისგან დაცვის მიზნით ჩართულია R31, R32, R33, R34 რეზისტორები.

ATX ფორმატის კვების წყაროში +3,3ვ ძაბვის მისაღებად გამოყენებულია კომპენსაციური სტაბილიზატორის მარტივი სქემა (სურ. 5.5)

5.3. მონიტორების კვების წყაროები

5.3.1. მონიტორების ფუნქციონირების ზოგადი საკითხები

მონიტორების კვების წყაროების კონსტრუირების დროს გამოყენებულია საერთაშორისო ორგანიზაციების მიერ დაწესებული სტანდარტები. მათგან ძირითადია:

• DPMS (Display Power Management Signaling) - სტანდარტი, რომელიც შემუშავებულია VESA-ს (Video Electronics Standards Association) მიერ. სტანდარტი ითვალისწინებს მონიტორის ხანგამძლეობის გაზრდას არამუშა მდგომარეობის დროს მოხმარებული სიმძლავრის შემცირების გზით. ამ მიზნით, მონიტორის მუშაობის მართვისათვის გამოყენებულია მისი ვიდეოგრაფიკული ადაპტერის სტრიქონული და კადრული სინქრონიზაციის სინქრონიზაციის მიხედვით შესაძლებელია მონიტორის ჩაყენება 4 სხვადასხვა რეჟიმში: ძირითად, ანუ მუშა რეჟიმში (NORMAL), მზადყოფნის რეჟიმში (STANBY), ლოდინის რეჟიმში (SUSPEND) და გამორთულ მდგომარეობაში (OFF). კომპიუტერთი სარგებლობის გრაფიკის მიხედვით, მონიტორი გადაირთვება ზემოაღნიშნულიდან ერთ-ერთ რეჟიმში. ეს რეჟიმები ერთმანეთისაგან განსხვავდება კვების წყაროდან მოთხოვნილი სიმძლავრისა და მონიტორის მუშა მდგომარეობის აღდგენისათვის საჭირო დროის ხანგრძლივობის მიხედვით (იხ. ცხრილი 5.5).

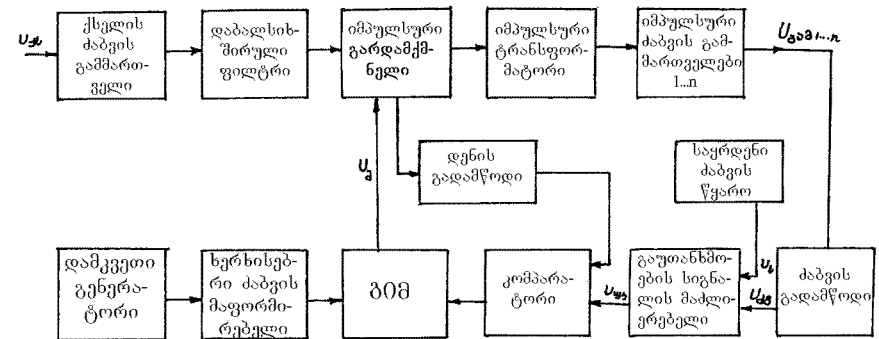
5.5 ცხრილი

რეჟიმი	სიმძლავრე ვტ	აღგენის დრო წმ	ენერგიის მოხმარებულები
მუშა (NORMAL)	<100	0	ვეელაფერი ჩართულია და სრულყოფილად მუშაობს
მზადყოფნა (STANBY)	<100	0	ჩართულია დისპლეი, ჩართულია კვების წყარო (ეკრანის შენარჩუნების რეჟიმი)
ლოდინი (SUSPEND)	<0,7	2	დისპლეი გამორთულია, კვების წყარო გამორთულია
გამორთული (OFF)	<2,5	20	ჩართულია მონიტორის დამხმარე წრედები

• NUTEK (The National Board for Industrial and Technical Development in Sweden) - სამრეწველო და ტექნიკური განვითარების შვედეთის საბჭო მოითხოვს მონიტორების ელექტრომომარაგების სამსაფეხურიანი პროცედურის ზუსტ დაცვას. NUTEK-ის მოთხოვნების მიხედვით არამუშა მდგომარეობაში მყოფი მონიტორის მოხმარებული სიმძლავრე არ უნდა აღემატებოდეს ზვტ-ს, STANDBY რეჟიმში - 30 ვტ-ს, POWER OFF რეჟიმში -15 ვტ-ს

5.3.2. მონიტორების კვების წყაროების სქემოტექნიკური თავისებურებები

მონიტორებისათვის ძირითადად გამოიყენება იმპულსური კვების წყაროები, რომელთა გამოსავალი ძაბვები მიიღება დაბალი სიხშირის ქსელის ძაბვის გამართვის, გამართული ძაბვის მაღალი სიხშირის იმპულსურ ძაბვად გარდაქმნის, ტრანსფორმაციისა და მაღალი სიხშირის იმპულსური ძაბვის გამართვა-გაგლუვების შედეგად. მონიტორის კვების ბლოკში მაღალსიხშირული გარდამქმნელის ფუნქციის შესასრულებლად გამოიყენება ავტორხვეით რეჟიმში მომუშავე ბლოკინგ-გენერატორი ან უკუსვლიანი ერთტაქტიანი გარდამქმნელი, რომლის მართვას ახორციელებს გარეშე მცირე სიმძლავრისა და გენერატორი. ბლოკინგ-გენერატორიან გარდამქმნელში გამოყენებულია ძაბვის სიხშირე-იმპულსური რეგულირება, ხოლო გარეშე გენერატორიან გარდამქმნელში - ძაბვის განედურ-იმპულსური რეგულირება. მონიტორების კვების წყაროს ტიპური სტრუქტურული სქემა წარმოდგენილია 5.6 სურათზე.



სურ 5.6 მონიტორების კვების ბლოკის ტიპური სტრუქტურული სქემა

სტრუქტურულ სქემაში, ძალური ნაწილის გარდა (ქსელის ძაბვის გამმართველი, დაბალი სიხშირის ფილტრი, იმპულსური გარდამქმნელი, იმპულსური ტრანსფორმატორი და მაღალსიხშირული გამმართველი), შედის განედურ-იმპულსური მოდულაციის პრინციპით მომუშავე იმპულსური მოწყობილობისთვის აუცილებელი კვანძები: დამკვეთი გენერატორი (დგ), ხერხისებრი ძაბვის მაფორმირებელი (ხმმ), განედურ-იმპულსური მოდულატორი (გიმ),

გაუთანხმოების სიგნალის მაძლირებელი (გსმ), კომპარატორი (K), საყრდენი ძაბვის წყარო (სძწ), ძაბვის გადამწოდი (ძბ) და დენის გადამწოდი (დგ).

კონსტრუქციულად მონიტორების კვების წყარო ორი დამოუკიდებელი წყაროსაგან შედგება:

- ძირითადი წყარო - ფუნქციონირებს და უზრუნველყოფს მონიტორის მუშაობას სრულყოფილად ჩართულ მდგომარეობაში (NORMAL, STANDBY რეჟიმებში);
- დამხმარე წყარო (მცირე სიმძლავრის) - კვებას მონიტორს, როდესაც ის გადადის SUSPEND და POWER OFF რეჟიმებში.

მონიტორის კვების წყაროების სქემოტექნიკაში უპირატესი გავრცელება ჰპოვა განედურ - იმპულსური რეგულირების პრინციპზე მომუშავე გარდამქმნელებმა. ყველაზე ხშირად გიმ - რეგულატორების საბაზისო ელემენტად გამოყენებულია UC3842/43 სერიის მიკროსქემები და მათი ანალოგები KA3842, DBL3842 და SG3842. აღნიშნული მიკროსქემების გარდა, Panasonic-ის მონიტორების კვების წყაროებში გამოიყენება ანალოგიური დანიშნულების M62281FP მიკროსქემა. ბოლო პერიოდის SAMSUNG-ის მონიტორების კვების წყაროში გამოიყენება ორტაქტიანი კვაზირეზონანსული გარდამქმნელი, რომელიც იკვებება სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექტორიანი გამმართველიდან. გარდამქმნელში გამოყენებულია MC34067 და MC34262 მიკროსქემები. ეს მიკროსქემები აღრე გვქონდა განხილული.

კომპიუტერის სისტემური მოდულის კვების წყაროებისგან განსხვავებით, მონიტორის კვების წყაროს გარდამქმნელში ძალურ გასაღებად ფართოდაა გამოყენებული მძლავრი ველით მართვადი ტრანზისტორები (MOSFET).

მონიტორების კვების წყაროებში განსაკუთრებული ყურადღება ექცევა გარდამავალი პროცესების დროს წარმოქმნილი გადატეხილობების ჩახშობას. ამ მიზნით ფართო გამოყენება ჰპოვა ძალური გასაღებების ელექტროდების პარალელურად TRANSIL დიოდების ჩართვის მეთოდი.

6. უწყვეტი კვების წყაროები (UPS)

ცვლადი დენის ქსელი, როგორც წესი, ვერ უზრუნველყოფს მომხმარებლების კვებას მაღალი ხარისხის უწყვეტი ელექტროენერგიით. ელექტროენერგიის ხარისხსა და მის უწყვეტობას კი განსაკუთრებული მნიშვნელობა ენიჭება ძვირად ღირებული მაღალტექნოლოგიური რადიო-ელექტრონული მოწყობილობების უსაფრთხო მუშაობისათვის. ამიტომ ამ სახის მომხმარებლისათვის გამოიყენება სპეციალური უწყვეტი კვების წყაროები (UPS- Uninterruptible Power Supply).

ამჟამად ამ კლასის მოწყობილობებზე შენარჩუნებულია საკმაოდ მაღალი სამომხმარებლო ფასები: რამდენიმე ათეული ცენტრიდან რამდენიმე დოლარამდე ყოველ ერთ ვატ გამოსავალ სიმძლავრეზე. მიუხედავად ამისა, ელექტროენერგიის მაღალი ხარისხი და ძვირად ღირებული აპარატურის დაუზიანებელი მუშაობა განუხრამლად მეტი ღირებულების შემცველია, ვიდრე UPS-ის შეძენაზე გადახდილი დანახარჯი.

6.1. უწყვეტი კვების წყაროების კლასიფიკაცია და მუშაობის პრინციპი

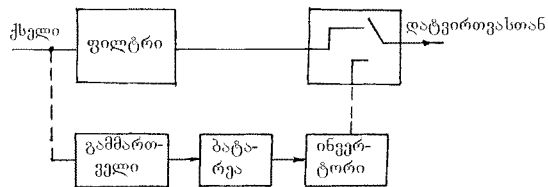
IEC6014-4 მოქმედი სტანდარტის მიხედვით უწყვეტი კვების წყაროების კლასიფიკაციას ახდენენ სამ ჯგუფად:

- Of-Line/stand -By/back - uf UPS;
- Line -Interactive;
- On-Line

6.1.1. Of-Line ტიპის უწყვეტი კვების წყაროები (შპწ)

სტანდარტის მიხედვით ამ სახის უკვე განისაზღვრება როგორც პასიური, სარეზერვო მოქმედების (UPS-PSO). მისი მოქმედების ზოგადი პრინციპი მდგომარეობს შემდეგში. როდესაც პირველადი ქსელის ძაბვა და სიხშირე ნორმის ფარგლებშია, დატვირთვას მიეწოდება პირველადი ქსელის გაფილტრული ძაბვა. თუ პირველადი ქსელის პარამეტრები გამოდის დასაშვები ფარგლებიდან, ჩაირთვება შპწ-ს ინვერტორი (პირველადი ქსელი გამოირთვება), რომელიც გააგრძელებს დატვირთვის უწყვეტ კვებას. ინვერტორი ენერგიას ღებულობს აკუმულატორის ბატარეიდან. ამ პრინციპით მუშაობს შემდეგი ფორმების შპწ-ები;

- APC - სერია Back;
- Best Power - სერია Patriot;
- MGE - სერია Ellipse.



სურ. 6.1 სარეზერვო ტიპის შპწ-ს არქიტექტურა

Off-Line არქიტექტურის შპწ წარმოადგენს ყველაზე მარტივ და იაფად ღირებულ მოწყობილობას. იგი შედგება ორი პარალელური შტოსაგან (სურ. 6.1):

- ფილტრი - დატვირთვა;
- გამმართველი -აკუმულატორის ბატარეა - ინვერტორი - დატვირთვა.

დატვირთვას ძაბვა მიეწოდება დაბრკოლებების შემზღუდი ფილტრის და ელექტრონული გადამრთველის გავლით. ერთდროულად აკუმულატორის ბატარეა იმუხტება გამმართველიდან. დატვირთვაზე ძაბვის შეწყვეტის, მომატების ან შემცირების (დასაშვებზე მეტად) დროს ელექტრონული გადამრთველის საშუალებით დატვირთვა მიუერთდება ინვერტორს (სარეზერვო წყაროს).

დატვირთვის სარეზერვო კვების წყაროზე გადართვას ელექტრონული გადამრთველი უზრუნველყოფს 4...15 მლწმ-ის განმავლობაში. უნდა აღინიშნოს, რომ დროის ასეთ ინტერვალში ენერგიის შეწყვეტა კომპიუტერულ სისტემაზე შესაძინევ ზემოქმედებას არ ახდენს, რადგან აღნიშნული სისტემა ადვილად იტანს კვების შეწყვეტას 10...20 მლწმ-ის მანძილზე.

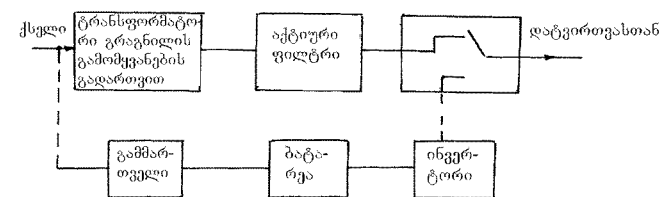
Off-Line ტიპის შპწ-ებს უნარი შესწევთ პირველად ქსელში ძაბვის შეწყვეტის შემდეგ შეუნარჩუნოს პერსონალურ კომპიუტერს ნორმალური მუშაობის რეჟიმი 5...10 წთ-ის განმავლობაში.

6.12. Line-Interactive ტიპის უწყვეტი კვების წყაროები

ამ ტიპის შპწ-ებში შერწყმულია Off-Line-ის მარტივი არქიტექტურა სარეზერვო წყაროს გაზრდილ საიმედოობასა და ეფექტურობასთან. Off-Line არქიტექტურისგან განსხვავებით, ამ სახის შპწ-ს დატვირთვის კვების პირდაპირ წრედში (პირველადი ქსელი) ჩართულია ძაბვის საფეხუროვანი ავტომატური რეგულატორი, რომელიც მუშაობს ავტოტრანსფორმატორის პრინციპზე (ტრანსფორმატორი გრაგნილის ხვეულების გადართვით). ზოგ მოდელში გამოყენებულია ქსელის ძაბვის სტაბილიზატორიც.

ასეთი არქიტექტურის შპწ-ში ინვერტორი მიერთებულია დატვირთვასთან და მუშაობს ქსელის სტაბილიზებულ ძაბვასთან პარალელურ რეჟიმში. ინვერტორი, რომელსაც მიუერთდება დაბალი შესავალი ძაბვა, არეგულირებს აკუმულატორის ძაბვას და მისი

შემუხტვის პროცესს (მუშაობს გამართვის რეჟიმში) სანამ პირველადი ქსელის ძაბვის შეწყვეტის გამო არ მოხდება დატვირთვის სრული გადართვა ინვერტორიდან კვებაზე. სარეზერვო კვების წყაროსა და პირველად ქსელს შორის ასეთი ურთიერთქმედება განაპირობებს შპწ-ს სახელწოდებას - „Interaction“ (ურთიერთქმედება).

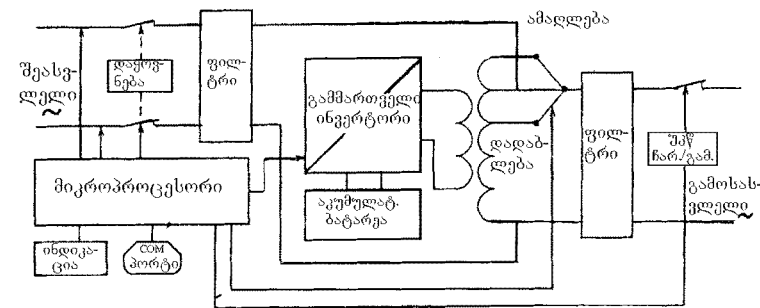


სურ. 6.2 Line-Interactive ტიპის შპწ-ს არქიტექტურა

Line-Interactive ტიპის შპწ-ში გამოყენებულია ე.წ. ფეროტექნოლოგიით დამზადებული ტრანსფორმატორი, რომელიც აგლუვებს ქსელის ძაბვის ამოვარდნებს (ნახტომებს), ამიტომ დატვირთვა იშვიათად გადადის აკუმულატორის ბატარეიდან კვებაზე, რაც ხელს უწყობს აკუმულატორის ბატარეის ხანგამძლეობის გაზრდას. დატვირთვის გადართვა აკუმულატორის ბატარეიდან კვებაზე ან პირიქით ხდება 2 მლწმ-ის განმავლობაში.

ტრანსფორმატორის მეორეულ გრაგნილს აქვს რამდენიმე გამოყენება. დატვირთვაზე მოქმედი ძაბვის პარამეტრების ნორმიდან გამოსვლის დროს მიკროკონტროლერიდან (მიკროპროცესორიდან) გაცემული ბრძანების საფუძველზე მოხდება ტრანსფორმატორის გრაგნილის გამოყენების გადართვა დატვირთვაზე ძაბვის საჭირო სიდიდის შესანარჩუნებლად. აკუმულატორის დამუხტვაზე მოწყობილობა (გამმართველი) კონსტრუქციულადაა შერწყმული ინვერტორულ გარდამქმნელთან.

განვიხილოთ IMV ფორმის Line-Interactive ტიპის უკწ-ს მუშაობის პრინციპი 6.3 სურათზე წარმოდგენილი ბლოკ-სქემის მიხედვით.



სურ. 6.3. MATCH (IMV) სერიის Line-Interactive ტიპის შპწ-ს ბლოკ-სქემა

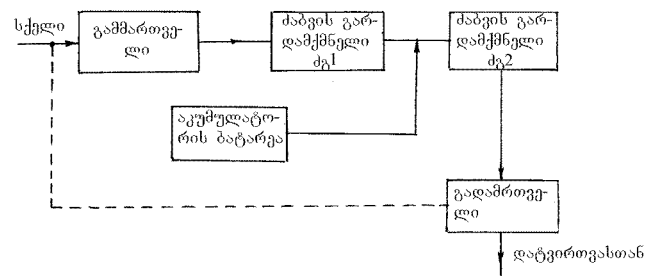
პირველადი ქსელის ძაბვა გადამღობი ფილტრის საშუალებით უერთდება ფეროტექნოლოგიის მიხედვით დამზადებული ტრანსფორმატორის პირველადი გრაგნილის ერთ-ერთ გამოყენებას. ამავე დროს, მიკროპროცესორი ანხორციელებს ქსელის ძაბვის კონტროლს. ქსელის ძაბვის დადგენილ ფარგლებში შენარჩუნება ხდება მიკროპროცესორის დახმარებით, რომელიც გასცემს ბრძანებას ძაბვის ამწვეი ან დაწვეი გრაგნილის ჩართვაზე. ტრანსფორმატორის მეორეული გრაგნილი მიერთებულია გამმართველთან, საიდანაც ხდება აკუმულატორის ბატარეის დამუხტვა.

პირველად ქსელში ძაბვის დიდ ფარგლებში ცვლილების დროს შპწ გამოირთვება პირველადი ქსელიდან, ხოლო გამმართველი გადადის ინვენსირების რეჟიმში, გარდაქმნის რა აკუმულატორის მუდმივ ძაბვას დატვირთვისათვის საჭირო სტანდარტული სიდიდისა და სიხშირის ცვლად ძაბვად. შპწ-ს მუშაობის რეჟიმისა და აკუმულატორის ბატარეის მდგომარეობის დისტანციურ კონტროლს ახდენს COM-პორტი, რომელიც შპწ-ს აკავშირებს კომპიუტერთან. შპწ-ს შესასვლელზე და გამოსასვლელზე ჩართული ფილტრები უზრუნველყოფენ სხვადასხვა წარმოშობის დაბრკოლებებისაგან დაცვას.

Line-Interactive ტიპის შპწ-ბმა განსაკუთრებულად ფართო გამოყენება პოვა კომპიუტერული ქსელების დაცვის სისტემებში.

6.13. ON-Line უწყვეტი კვების წყაროები

ON-Line არქიტექტურის მიხედვით დამზადებული შპწ ითვლება ყველაზე საიმედო წყაროდ. იგი შემდეგნაირად ფუნქციონირებს. პირველადი ქსელის გამართული ძაბვა მიეწოდება ძაბვის პირველ გარდამქმნელს (ძგ1). ეს გარდამქმნელი მაღალი დონის გამართულ (მუდმივ) ძაბვას გარდაქმნის შედარებით დაბალი დონის მუდმივ ძაბვად (DC-DC გარდამქმნელი). ამ გარდამქმნელთან მიერთებულია მეორე გარდამქმნელი (ძგ2), რომელიც მუშაობს დენის ინვენსირების რეჟიმში. იგი გარდაქმნის პირველი გარდამქმნელის გამოსავალ მუდმივ ძაბვას და დატვირთვას აწვდის ცვლად ძაბვას (სურ. 6.4).



სურ. 6.4. ON-Line ტიპის შპწ-ს არქიტექტურა

ინვერტორულ რეჟიმში მომუშავე ძაბვის გარდამქმნელი (ძგ2) ენერგიას ღებულობს ძგ1 გარდამქმნელთან პარალელურად მიერთებული აკუმულატორიდანაც. კერძოდ:

- როდესაც პირველადი ქსელის ძაბვა ნორმის ფარგლებშია, მაშინ ინვერტორი (ძგ2) იკვებება გამმართველიდან (ძგ1-ის გაველით);

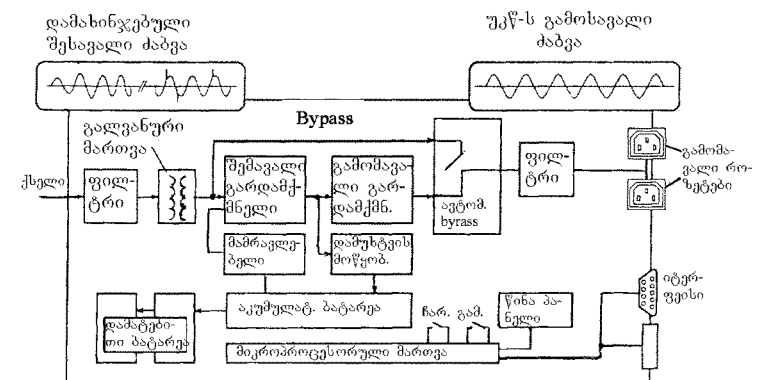
- პირველადი ქსელის ძაბვის პარამეტრების ნორმიდან გადახრის დროს ინვერტორის შესასვლელს ძაბვას აწვდის აკუმულატორის ბატარეა.

5 კვა-მდე სიმძლავრის შპწ-ებში ინვერტორთან მიერთებული აკუმულატორის ნაცვლად, სქემაში ჩართულია მუდმივი დენის სარეზერვო გარდამქმნელი (DC-DC კონვერტორი), რომელიც ამოქმედდება პირველად ქსელში წარმოქმნილი შეფერხებების დროს და ახდენს დაბალძაბვიანი აკუმულატორის ბატარეის დუბლირებას.

On-Line არქიტექტურა ითვალისწინებს შემოსავლელ წრედსაც (bypass), რომელიც პირველად ქსელთან დატვირთვის უშუალო მიერთების საშუალებას იძლევა, ე.ი. ამ წრდით შექმნილია დატვირთვაში ენერგიის გადაცემის დამატებითი არხი. On-Line რეჟიმში გადართვა ხდება ავტომატურად, გამოსავალი ძაბვების პარამეტრების ნორმის ფარგლებიდან გადახრის ან ავარიული რეჟიმის შემთხვევაში.

On-Line არქიტექტურის შპწ-ის მიერ დატვირთვისადმი გადაცემული ენერგიის ხარისხი და მუშაობის საიმედოობა მნიშვნელოვნად აღემატება ადრე განხილული შპწ-ების იგივე მაჩვენებლებს. პირველადი ქსელის ძაბვების პარამეტრების ნორმიდან მნიშვნელოვანი გადახრების დროს წყაროს გამოსასვლელზე მიღებული ძაბვა არ გამოდის ნომინალური მნიშვნელობის $\pm 1...3\%$ ფარგლებს გარეთ.

გავეცნოთ On-Line შპწ-ს მუშაობის პრინციპს IMV ფირმის NetPro სერიის აპარატის ბლოკ-სქემის მაგალითზე (სურ. 6.5).



სურ. 6.5. NetPro (IMV) კვების წყაროს ბლოკ-სქემა

ძაბვის მეორე გარდამქმნელი (ინვერტორი) მუდმივად ფუნქციონირებს და გამოიმუშავებს სტაბილური ამპლიტუდისა (ნორმალური მნიშვნელობიდან გადახრა არ აღემატება 2%) და სიხშირის ცვლად ძაბვას, რომელიც არ არის დამოკიდებული შპწ-ს მუშაობის რეჟიმზე (ქსელი, აკუმულატორი), აგრეთვე პირველადი ქსელის ძაბვის პარამეტრების ცვალებადობაზე.

NetPro სერის შპწ-ს შეუძლია მოახდინოს გამოსავალი სინუსოიდური ძაბვის დამოუკიდებელი სინთეზი, ივენებს რა ამ დროს პირველადი ქსელის ან აკუმულატორის ენერგიას. მხოლოდ, ამ შემთხვევაში, შემოსავლელი წრედის (bypass) ფუნქციონირება აკრძალულია. ზემოაღნიშნული განსაკუთრებით მნიშვნელოვანია იმ შემთხვევაში, როდესაც შპწ უერთდება ელექტროკვების ავტონომურ წყაროს (მაგალითად, დიზელ-გენერატორს) ან უაღრესად არასტაბილურ პარამეტრებიან ცვლადი ძაბვის ქსელს.

გამომავალი გარდამქმნელის (ინვერტორის) გარდა შპწ-ს შემადგენლობაშია:

- აკუმულატორის ბატარეის ძაბვის მამრავლებელი, რომელიც აკუმულატორის ბატარეის ძაბვას ამალღებს პირველი გარდამქმნელის (შემაველი გარდამქმნელი) ფუნქციონირებისათვის საჭირო დონემდე;

- შემაველი გარდამქმნელი (პირველი გარდამქმნელი). ეს გარდამქმნელი წარმოადგენს ენერგიის გარდამქმნის ჯაჭვის განუყოფელ ნაწილს. მას შემდეგი ფუნქციების შესრულება უხდება: ქსელის ცვლადი ძაბვის გამართვა და გაგლუვება, გამმართველის ან მამრავლებლის ძაბვის სტაბილიზაცია, სიმძლავრის კოეფიციენტის კორექცია;

- დამუხტავი მოწყობილობა. იგი ახდენს აკუმულატორის ბატარეის არა მარტო შემუხტვას, არამედ გამოიყენება მთელი შპწ-ს შიგა წრედების კვებისათვის;

- დაცვის კვანძი, რომელიც ანხორციელებს შპწ-ს დაბრკოლებებისაგან და გადამტძაბვებისაგან დაცვას. უკწ-ს შესასვლელზე და გამოსასვლელზე ჩართულია: დნობადი მცველი, LC -ფილტრი, ვარიტორი, განმმუხტველი;

- შემოსავლელი წრედის სალტე (bypass), რომელსაც აკისრია შპწ-ს მუშაობის საიმედოობის გაზრდა.

შპწ-ს ყველა გარდამქმნელი მუშაობს განედურ-იმპულსური მოდულაციის პრინციპზე 30...70 კჰც სიხშირეზე და ჩაირთვებიან მიკროპროცესორიდან გაცემული ბრძანებით.

1. Микросхемы для импульсных источников питания и их применению- М. Додека, 1997.
2. Д.П. Кучеров. Источники питания ПК и периферии.-наука и техника, Санкт-Петербург,2005.
3. Б.Ю. Семенов. Силовая электроника для любителей и профессионалов.-М СОЛОН-Р, 2001.
4. Колесниченко О.В, Шишигин И.В, Обрученков В.А. Интегральные микросхемы зарубежной бытовой видеоаппаратуры. Справочное пособие. Сант-Петербург., 1996.

შესავალი.....	3
1. მეორეული ელემენტების წყაროების აბზის პრინციპები.....	5
1.1. მეორეული ელემენტების წყაროების კლასიფიკაცია.....	5
1.2. მშპ-ების ძირითადი მახასიათებლები.....	6
1.3. მშპ-ების ტიპური სტრუქტურული სქემები.....	10
2. ძაბვის სტაბილიზატორები და მათი შესრულების სქემოტექნიკა.....	14
2.1. სტაბილიზატორების სახეები, მახასიათებლები და პარამეტრები.....	14
2.2. ძაბვის პარამეტრული სტაბილიზატორები.....	16
2.3. ძაბვის კომპენსაციური სტაბილიზატორები.....	26
2.3.1. კომპენსაციური სტაბილიზატორების მუშაობის ზოგადი საკითხები.....	26
2.3.2. უწყვეტი ქმედების ძაბვის კომპენსაციური სტაბილიზატორები.....	28
2.3.3. უწყვეტი ქმედების ძაბვის სტაბილიზატორიანი კვების ბლოკის მაგალითი.....	32
3. ელემენტოკვების იმაშუსური წყაროები.....	34
3.1. ელემენტოკვების იმაშუსური წყაროების სახეები და მუშაობის თავისებურებები.....	34
3.2. ძაბვის იმაშუსური სტაბილიზატორები.....	38
3.2.1. ძაბვის დამადაბლებელი იმაშუსური სტაბილიზატორი.....	38
3.2.1.1. ძაბვის დამადაბლებელი იმაშუსური სტაბილიზატორის რეგულირების მახასიათებელი.....	45
3.2.1.2. ძაბვის დამადაბლებელი იმაშუსური სტაბილიზატორის დროსელის დაპროექტება.....	46
3.2.2. ძაბვის ამაშაღლებელი იმაშუსური სტაბილიზატორი.....	48
3.2.2.1. ძაბვის ამაშაღლებელი იმაშუსური სტაბილიზატორის სქემის ელემენტების პარამეტრების განსაზღვრა.....	50
3.2.2.2. ძაბვის ამაშაღლებელი იმაშუსური სტაბილიზატორის რეგულირების მახასიათებელი.....	52
3.2.2.3. ძაბვის ამაშაღლებელი იმაშუსური სტაბილიზატორის დროსელის დაპროექტება.....	53
3.2.3. ძაბვის მაინვერსირებადი იმაშუსური სტაბილიზატორი.....	56
3.2.4. მიკროსქემები ძაბვის იმაშუსური სტაბილიზატორებისათვის.....	58
3.3. ტრანსფორმატორული იმაშუსური გარდამქმნელები.....	63
3.3.1. ერთტაქტიანი იმაშუსური გარდამქმნელის მუშაობის ზოგადი საკითხები.....	63

3.3.2. ძალური ტრანზისტორული გასაღების პოტენციალური გარდგევისაგან დაცვა.....	66
3.3.3. ტრანსფორმატორული ერთტაქტიანი იმაშუსური გარდამქმნელების სქემები.....	67
3.3.4. ერთტაქტიანი იმაშუსური გარდამქმნელების მართვის მიკროსქემები.....	71
3.3.5. ორტაქტიანი იმაშუსური გარდამქმნელები.....	75
3.3.5.1. ორტაქტიანი იმაშუსური გარდამქმნელების ბაზისური სქემები.....	75
3.3.5.2. ორტაქტიანი იმაშუსური გარდამქმნელების მართვის ინტეგრალური მიკროსქემები.....	84
3.4. სიმძლავრის კოეფიციენტის იმაშუსური კორექტორები.....	90
3.4.1. სიმძლავრის კოეფიციენტი და მისი როლი იმაშუსური კვების წყაროებში.....	90
3.4.2. სიმძლავრის კოეფიციენტის ელექტრონული კორექტორები.....	91
4. ლუმიენსცენციური ნათურების ელემენტარული ბალასტი.....	100
5. პერსონალური კომპიუტერების კვების ბლოკები.....	106
5.1. სისტემური მოდულის კვების წყაროები. ზოგადი ცნობები.....	106
5.2. კომპიუტერის სისტემური მოდულის კვების წყაროს ფუნქციური კვანძები.....	108
5.3. მონიტორების კვების წყაროები.....	113
5.3.1. მონიტორების ფუნქციონირების ზოგადი საკითხები.....	113
5.3.2. მონიტორების კვების წყაროების სქემოტექნიკური თავისებურებები.....	114
6. უწყვეტი კვების წყაროები (UPS).....	116
6.1. უწყვეტი კვების წყაროების კლასიფიკაცია და მუშაობის პრინციპი.....	116
6.1.1. Of-Line ტიპის უწყვეტი კვების წყაროები.....	116
6.1.2. Line-Interactive ტიპის უწყვეტი კვების წყაროები.....	117
6.1.3. ON-Line უწყვეტი კვების წყაროები.....	119
ლიტერატურა.....	122