

გ. დგებუაძე

ზოგადი ელექტრონიკა
მაგალითები და გაანგარიშებები

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

2015

შედგენილ დამხმარე სახელმძღვანელოში მოცემულია ნახევარგამტარულ დიოდებზე, ბიპოლარულ და ველით მართვად ტრანზისტორებზე, ინტეგრალურ მიკროსქემებზე აწეობილი ელექტრონული მოწობილობების გაანგარიშების მაგალითები.

1. ნახევარგამტარული დიოდები

1.1. გერმანიუმის დიოდი, რომლის გაჯერების უკუდენი $I_0 = 25 \text{ მკა}$, მიერთებულია 0.1 ვ პირდაპირ ძაბვაზე. ტემპერატურა $T = 300 \text{ K}$. განსაზღვრეთ დიოდის R_0 წინაღობა მუდმივი დენის მიმართ და $r_{\text{დოგ}}$ წინაღობა.

ამოხსნა

განსაზღვროთ დიოდის დენი $U = 0.1 \text{ ვ}$ პირდაპირი ძაბვის დროს

$$I = I_0 \left(e^{\frac{U}{\varphi_T}} - 1 \right) = 25 \times 10^{-6} \left(e^{\frac{0.1}{0.025}} - 1 \right) = 1.17 \times 10^{-3} \text{ ა.}$$

$$(\varphi_T = \frac{KT}{e}; \quad K = 1.38 \cdot 10^{-23}; \quad e = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ კ}).$$

მაშინ დიოდის წინაღობა მუდმივი დენის მიმართ

$$R_0 = \frac{U}{I} = \frac{0.1}{1.17 \times 10^{-3}} = 85 \text{ ომ.}$$

დიფერენციალურ წინაღობას ვიპოვიტ შემდეგი ფორმულის დახმარებით

$$\frac{1}{r_{\text{დოგ}}} = \frac{dI}{dU} = I_0 \left(\frac{e}{KT} \right) e^{\frac{eU}{KT}} = 25 \times 10^{-6} \times 38.6 \times 48 = 46 \times 10^{-3} \text{ სიმ},$$

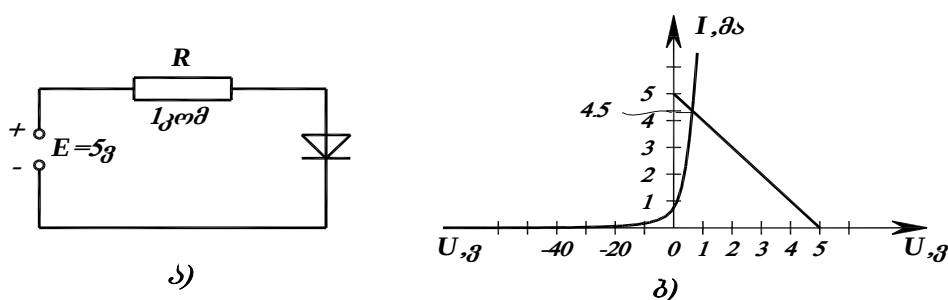
$$r_{\text{დოგ}} = \frac{1}{46 \times 10^{-3}} = 21.6 \text{ ომ.}$$

შეიძლება შემდეგი მიახლოებითი გამოსახულების გამოყენება

$$\frac{1}{r_{\text{დოგ}}} = \frac{dI}{dU} = \left(\frac{e}{KT} \right) (I + I_0) \approx \frac{e}{KT} I$$

1.2. განსაზღვრეთ იდეალური ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის მქონე დიოდის დენი, რომელიც ნახ. 1.1-ზე ნახევრებ სქემაში გაივლის, თუ $E = 5 \text{ ვ}$, $R = 1 \text{ კომ}$, $I_0 = 10^{-12}$ ა, ტემპერატურა $T = 300 \text{ K}$.

ამოხსნა



ნახ. 1.1

ამოცანა ამოვსნათ გრაფიკულიზური მეთოდით. ამისათვის U ძაბვის მნიშვნელობების შეტანით ვოლტ-ამპერული მახასიათებლის ცნობილ ანალიზურ გამოსახულებაში

$$I = I_0 \left(e^{\frac{U}{\varphi_T}} - 1 \right).$$

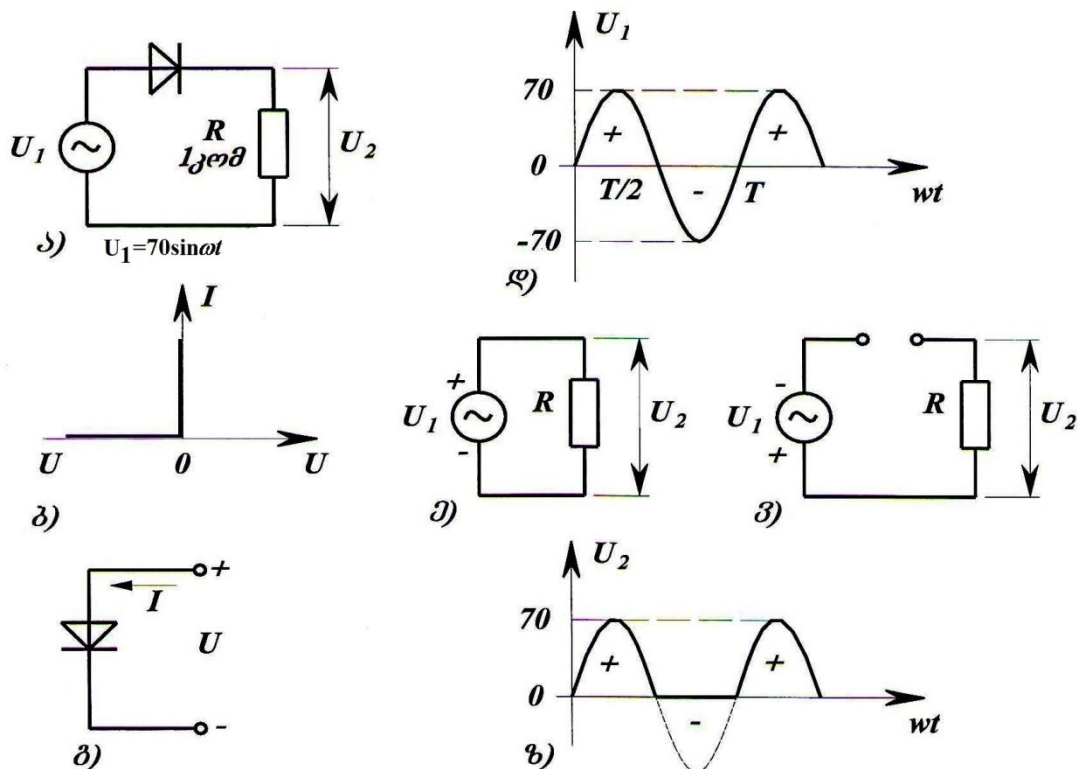
ვიპოვოთ I დენის შესაბამისი მნიშვნელობები და ავაგოთ ვოლტ-ამპერული მახასიათებელი (ნახ. 1.1, ბ). ამავე გრაფიკზე ავაგოთ დატვირთვის წრფე შემდეგი გამოსახულების მიხედვით

$$I = \frac{E - U}{R} = \frac{5 - U}{1} \text{ (მა)}.$$

ამისათვის საკმარისია იმ ორი წერტილის პოვნა, რომელზეც ეს წრფე გაივლის. ეს წერტილები იქონ: $U = 0$, $I = 5$ მა და $I = 0$, $U = 5$ ვ შესაბამისი კოორდინატები. დატვირთვის წრფის გადაკვეთის წერტილი ვოლტ-ამპერულ მახასიათებელთან გვაძლევს საძიებელი დენის სიდიდეს $I = 4.5$ მა.

1.3. მოცემულია დიოდის წრფი, რომელიც ნახ. 1.2. ა-ზეა ნაჩვენები. უნდა განისაზღვროს U_2 ძაბვის სიდიდე და ფორმა, როდესაც დიოდი მიჩნეულია იდეალურ ევნილად. ასეთი დიოდის გამ და ეკვივალენტური სქემა ნაჩვენებია შესაბამისად ნახ. 1.2, ბ და ნახ. 1.2 გ-ზე.

ამოხსნა



ნახ. 1.2

U_1 სინუსოიდური ცვლადი ძაბვის (ნახ. 1.2 დ) დადებითი ნახევარპერიოდის დროს დიოდზე მოქმედებს პირდაპირი ძაბვა (ნახ.1.2,ე) და თუ დიოდი იდეალურია, ე.ი. მასზე ძაბვის ვარდნას ადგილი არ აქვს (დიოდის წინაღობა ნულის ტოლია), მაშინ $U_2 = U_1$. ამრიგად, ამ შემთხვევაში U_2 ძაბვა გაიმეორებს U_1 ცვლადი ძაბვის ფორმას და სიდიდეს (ამპლიტუდას). U_1 ცვლადი ძაბვის უარყოფითი ნახევარპერიოდის დროს დიოდზე მოქმედებს უკუძაბვა. დიოდი დენს აღარ გაატარებს (იდეალურ დიოდს ექნება უსასრულოდ დიდი წინაღობა), ე.ი. წრედი გაწყდება (ნახ. 1.2. ვ). ამიტომ R რეზისტორში დენი ვეღარ გაივლის და $U_2=0$ (ნახ. 1.2,ზ).

რეალურ დიოდზე პირდაპირი ძაბვის ვარდნა 0.5.....1.0 ვ-ის ფარგლებშია. ამიტომ U_2 გამოსავალი ძაბვის ამპლიტუდა დიოდის ღია მდგომარეობის დროს აღმოჩნდება U_1 ცვლადი ძაბვის ამპლიტუდაზე ნაკლები (69.5.....69 ვ).

14. გავიანგარიშოთ $U = 700$ ვ. მოქმედი მნიშვნელობის მქონე სინუსოიდური ძაბვის გამმართველის უმარტივესი სქემა მაგლუვებელი ფილტრის გარეშე $\Delta 226$ ტიპის დიოდების გამოყენებით.

ამოხსნა

განვსაზღვროთ ცვლადი სინუსოიდური ძაბვის ამპლიტუდური მნიშვნელობა $U_{\max} = \sqrt{2}U = \sqrt{2} \times 700 \approx 1000$ ვ. ასეთი იქნება დიოდზე მოქმედი უკუძაბვის მაქსიმალური მნიშვნელობა. იმის გამო, რომ $\Delta 226$ ტიპის დიოდების უკუძაბვის დასაშვები მაქსიმალური მნიშვნელობა $U_{b\max} = 300$ ვ-ს, გამმართველში გამოყენებული უნდა იქნეს მიმდევრობით შეერთებული რამდენიმე დიოდი. მიმდევრობით შესაერთებელ დიოდთა რიცხვს დავადგენთ შემდეგი ფორმულის მიხედვით

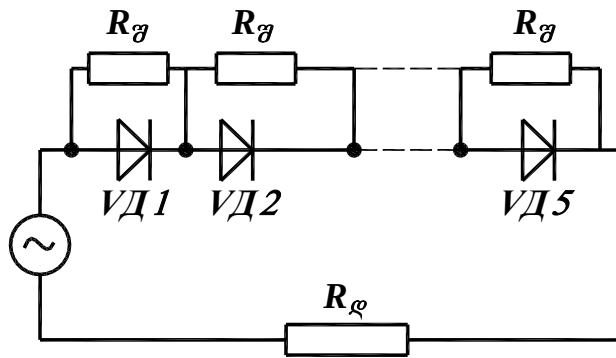
$$n = \frac{U_{\max}}{K_u U_{b\max}},$$

სადაც $K_u = 0.5.....0.8$ – ძაბვის მიხედვით დატვირთვის კოეფიციენტი. ავიღოთ $K_u = 0.7$

$$n = \frac{1000}{0.7 \times 300} = 4.76.$$

ავიღოთ $n=5$.

ერთიდაიგივე ტიპის დიოდების უკუწინაღობები შესაძლებელია მნიშვნელოვნად განსხვავდებოდეს ერთმანეთისაგან. ამიტომ საჭირო ხდება მიმდევრობით შეერთებული დიოდების პარალელურად ერთნაირი წინაღობის მქონე ე.წ. მაშუნტებელი რეზისტორების ჩართვა, როგორც ეს ნახ. 1.3-ზეა ნაჩვენები.



ნახ. 1.3

მაშენებელი რეზისტორების წინაღობა შეირჩევა შემდეგი ფორმულის გამოყენებით:

$$R_{\text{г}} \leq \frac{nU_{b\text{max}} - 1.1 \times U_{\text{max}}}{(n-1)I_{b\text{max}}},$$

სადაც $I_{b\text{max}}$ – დიოდის უკუ დენია ტემპერატურის მაქსიმალურად დასაშვები მნიშვნელობის დროს. Д226 დიოდისათვის იგი არის 300მა-ის ტოლი (აიღება ცნობარიდან).

$$R_{\text{г}} \leq \frac{5 \times 300 - 1.1 \times 1000}{(5-1)300 \times 10^{-6}} = 333 \text{ კომ.}$$

ავიღებთ სტანდარტულ ნომინალს $R_{\text{г}} = 300 \text{ კომ.}$

1.5. შევადგინოთ და გავიანგარიშოთ გამმართველი წრედი, რომელიც $I=400\text{მა}$ გამართული დენის მიღების საშუალებას მოგვცემს Д226 ტიპის დიოდების გამოყენების შემთხვევაში.

ამოხსნა

მოთხოვნილი გამართული დენის მნიშვნელობა აღემატება Д226 ტიპის დიოდის დენის დასაშვებ მნიშვნელობას, რომელიც 200მა-ის ტოლია. ამიტომ აუცილებელია რამდენიმე დიოდის პარალელური შეერთება. პარალელურად შესაერთებელი დიოდების რიცხვი განისაზღვრება შემდეგი ფორმულიდან

$$n = \frac{I}{I_{\text{აღას}}} \times K_T,$$

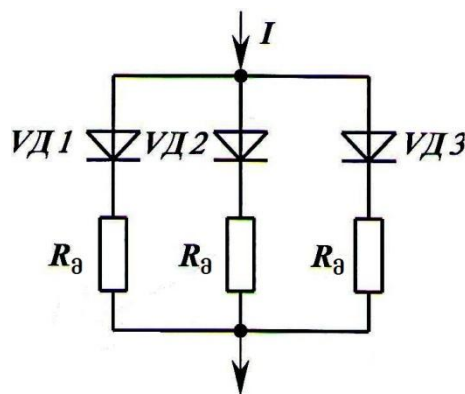
სადაც $I_{a_{\text{დას}}}$ – დიოდის ანოდური დენის დასაშვები მნიშვნელობა;

K_T – დიოდის დენური დატვირთვის კოეფიციენტი და აიღება 0.5.....0.8.

ავიღოთ $K_T=0.8$. მაშინ

$$n = \frac{400}{200 \times 0.8} = 2.5.$$

ავიღოთ $n=3$.



ნახ. 14

იმის გამო, რომ ერთიდაიგივე ტიპის ღია დიოდების წინააღობები შესაძლებელია მნიშვნელოვნად განსხვავდებოდნენ ერთმანეთისაგან, მოსალოდნელია პარალელურად ჩართულ დიოდებში დენის არათანაბარი განაწილება. ამის გამო, შესაძლებელია ზოგიერთი მათგანის გადატვირთვა და მწყობრიდან გამოსვლა. პარალელურ შტოებში დენების ხელოვნური გათანაბრების მიზნით თითოეული დიოდის მიმდევრობით ჩართავენ დამატებით წინააღობებს (ნახ. 14). დამატებითი წინააღობის სიდიდე უნდა განისაზღვროს ფორმულიდან

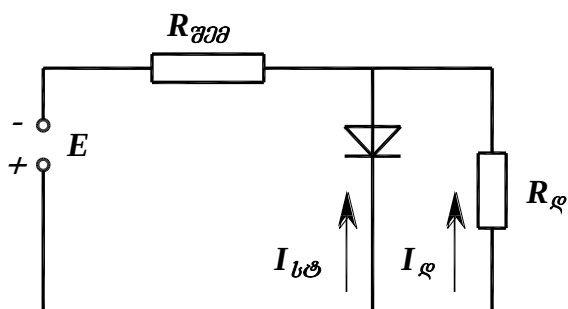
$$R_g \geq \frac{\Delta U_a (n-1)}{n I_{a_{\text{დას}}} - 1.1 \times I},$$

სადაც ΔU_a – დიოდის პირდაპირი ძაბვის ვარდნის საშუალო მნიშვნელობა. D226 ტიპის დიოდის $\Delta U_a=1$ ვ.

$$R_g \geq \frac{1(3-1)}{3 \times 200 \times 10^{-3} - 1.1 \times 400 \times 10^{-3}} = 4.35 \text{ ომი}$$

ავიღოთ სტანდარტული ნომინალი $R_g = 5$ ომი.

1.6. დატვირთვაზე გამართული ძაბვის სტაბილიზაციის მიზნით გამოყენებულია ნახევარგამტარული სტაბილიტრონი (ნახ. 1.5). სტაბილიტრონის სტაბილიზაციის ძაბვა $U_{სტ}=10$ ვ. უნდა განისაზღვროს მკვებავი გამართული ძაბვის ცვალებადობის დასაშვები საზღვრები, თუ სტაბილიტრონის მაქსიმალური დენი $I_{სტ\max}=30$ მა, მინიმალური დენი $I_{სტ\min}=1$ მა. დატვირთვის წინაღობა $R_{დ}=1$ კომ. შემზღუდავი რეზისტორის წინაღობა $R_{შეგ}=0.5$ კომ.



ნახ. 1.5

ამოხსნა

კვების წყაროს ძაბვა

$$E = U_{სტ} + R_{შეგ} (I_{დ} + I_{სტ}).$$

დატვირთვაში გამავალი დენი

$$I_{დ} = \frac{U_{სტ}}{R_{დ}}.$$

ამგვარად

$$E = U_{სტ} \left(1 + \frac{R_{შეგ}}{R_{დ}} \right) + I_{სტ} R_{შეგ}.$$

თუ მიღებულ გამოსახულებაში შევიტანთ სტაბილიტრონის დენის მინიმალურ და მაქსიმალურ მნიშვნელობებს მივიღებთ

$$E_{\min} = 10(1 + 0.5) + 1 \times 0.5 = 15.5 \text{ ვ},$$

$$E_{\max} = 10(1 + 0.5) + 30 \times 0.5 = 30 \text{ ვ}.$$

1.7. D813 ტიპის სტაბილიტრონი ჩართულია ძაბვის სტაბილიზატორის სქემაში დატვირთვის რეზისტორის $R_{\text{დ}}=2.2\text{კომ}$ პარალელურად (ნახ. 1.5). სტაბილიტრონის პარამეტრებია: სტაბილიზაციის ძაბვა $U_{\text{სტ}}=13\text{ვ}$, მაქსიმალური დენი $I_{\text{სტmax}}=20\text{მა}$, მინიმალური დენი $I_{\text{სტmin}}=1\text{მა}$. განსაზღვრეთ შემზღუდი რეზისტორის წინაღობა, თუ კვების წყაროს ძაბვა E იცვლება $E_{\text{min}}=16\text{ვ-დან}$, $E_{\text{max}}=24\text{ვ-მდე}$. განსაზღვრეთ უზრუნველყოფილი იქნება თუ არა ძაბვის სტაბილიზაცია E ძაბვის სრულ დიაპაზონში ცვლილების დროს.

ამოხსნა

შემზღუდი რეზისტორის წინაღობას დავადგენთ ფორმულიდან

$$R_{\text{გე}} = \frac{(E_{\text{სავ}} - U_{\text{სტ}})}{(I_{\text{სამსტ}} + I_{\text{დ}})},$$

სადაც

$$E_{\text{სავ}} = \frac{E_{\text{min}} + E_{\text{max}}}{2} = \frac{16 + 24}{2} = 20 \text{ ვ.}$$

დატვირთვაში გამავალი დენი

$$I_{\text{დ}} = \frac{U_{\text{სტ}}}{R_{\text{დ}}} = \frac{13}{2.2 \times 10^3} = 5.9 \text{ მა.}$$

სტაბილიტრონის დენის საშუალო მნიშვნელობა

$$I_{\text{სტ,სავ}} = \frac{I_{\text{სტmin}} + I_{\text{სტmax}}}{2} = \frac{1 + 20}{2} = 10.5 \text{ ა.}$$

მაშინ

$$R_{\text{გე}} = \frac{20 - 13}{(10.5 + 5.9) \times 10^3} \approx 430 \text{ ომ.}$$

დატვირთვის ძაბვის სტაბილურობა ასეთი $R_{\text{გე}}$ -ის დროს უზრუნველყოფილი იქნება E კვების ძაბვის ცვალებადობის შემდეგ დიაპაზონში

$$E_{\text{min}} = U_{\text{სტ}} + (I_{\text{სტmin}} + I_{\text{დ}})R_{\text{დ}} = 13 + (1 + 5.9) \times 10^{-3} \times 430 \approx 16 \text{ ვ.}$$

$$E_{\text{max}} = U_{\text{სტ}} + (I_{\text{სტmax}} + I_{\text{დ}})R_{\text{დ}} = 13 + (20 + 5.9) \times 10^{-3} \times 430 = 24.1 \text{ ვ.}$$

ამგვარად, დატვირთვაზე სტაბილური ძაბვა შენარჩუნებული იქნება E კვების ძაბვის მთელ დიაპაზონში ცვლილების დროს.

ამოცანები საშინაო დავალებისათვის:

1.1. ამოხსენით 1.1. ამოცანა სილიციუმის $p-n$ გადასასვლელისთვის მინარევების ისეთივე კონცენტრაციის შემთხვევაში, თუ $N = 5 \times 10^{22} \text{ da } n_i = 10^{10}$.

1.2. ამოხსენით 1.2. ამოცანა სილიციუმის $p-n$ გადასასვლელისთვის $p-$ და $n-$ უბნების ისეთივე ხვედრითი წინააღობის შემთხვევაში.

1.3. გაიანგარიშეთ და ააგეთ იდეალური $p-n$ გადასასვლელის ვამ $T = 300K$ ტემპერატურის დროს, თუ გაჯერების უკუდენი $I_0 = 10 \text{ მკა}$. გაანგარიშება შეასრულეთ ძაბვათა ინტერვალში: 0-დან – 10ვ-მდე (1ვ-ის ტოლი ბიჯით) და 0-დან 0.2ვ-მდე (0.05ვ-ის ტოლი ბიჯით).

1.4. 1.3. ამოცანაში ჩამოყალიბებული პირობისათვის, გაიანგარიშეთ და ააგეთ დიოდის ვამ იმის გათვალისწინებით, რომ p და n უბნების წინააღობა 25ომ-ის ტოლია.

1.5. დიოდის გაჯერების უკუდენი $I_0 = 10 \text{ მკა}$. დიოდზე მიერთებულია 0.5ვ-ის ტოლი პირდაპირი ძაბვა. ისარგებლეთ ვამ-ის გამარტივებული განტოლებით და იპოვეთ პირდაპირი და უკუდენის შეფარდება $T = 300K$ ტემპერატურის დროს.

1.6. დიოდის რომელ უბანს (n თუ p) ექნება უფრო მეტი ხვედრითი წინააღობა, თუ ცნობილია, რომ დროის ერთეულში $p-n$ გადასასვლელზე ინიექცირებული ხვრელების რიცხვი რამდენიმე რიგით აღემატება ინიექცირებული ელექტრონების რიცხვს. პასუხი დაასაბუთეთ.

1.7. $T = 300K$ -ის დროს 0.1ვ პირდაპირი ძაბვა იდეალურ $p-n$ გადასასვლელზე იწვევს მუხტის გადამტანების დენის განსაზღვრულ სიდიდეს. რა სიდიდის პირდაპირი ძაბვის დროს გაორკეცდება ეს დენი?

1.8. $p-n$ გადასასვლელის გაჯერების უკუდენი $T = 27^\circ C$ -ის დროს $I_0 = 1 \text{ მკა}$, ხოლო $T = 65^\circ C$ -ის დროს $I_0 = 10 \text{ მკა}$. ააგეთ ამ $p-n$ გადასასვლელის ვამ $27^\circ C$ და $65^\circ C$ ტემპერატურების დროს ძაბვათა ინტერვალში – 2ვ-დან 0.5ვ-მდე.

1.9. სილიციუმის $p-n$ გადასასვლელის გაჯერების უკუდენი $T = 300K$ -ის დროს $I_0 = 30 \text{ მკა}$. იპოვეთ $p-n$ გადასასვლელის დიფერენციალური წინააღობა 0.2ვ-ის ტოლი პირდაპირი და უკუძაბვის დროს.

1.10. ნახევარგამტარული დიოდის პირდაპირი დენი 0.8ა-ის ტოლია 0.3ვ პირდაპირი ძაბვისა $T = 35^\circ C$ -ის დროს. უნდა განისაზღვროს: ა) გაჯერების უკუდენი; ბ) დიფერენციალური წინააღობა 0.2ვ პირდაპირი ძაბვის დროს; გ) დიოდის დიფერენციალური წინააღობა 1ვ უკუძაბვის დროს.

1.11. განვსაზღვროთ დიოდის წინაღობა მუდმივი დენის მიმართ პირდაპირი და უკუძაბვის დროს, თუ 1ვ პირდაპირი ძაბვის დროს დენი 4მა-ის ტოლია, ხოლო 100ვ უკუძაბვის დროს დენი 0.2მა-ია.

1.12. ისარგებლოთ ცნობარით და შეარჩიეთ დიოდი, რომელიც გამოდგება 400ვ ამპლიტუდის მქონე სინუსოიდური ცვლადი ძაბვის გასამართავად, თუ დატვირთვა მოითხოვს 250მა გამართულ დენს. გამმართველის სქემა ერთფაზა სრულპერიოდიანია.

1.13. 1ვ პირდაპირი ძაბვის დროს დიოდის დასაშვები დენი 50მა-ის ტოლია. როგორი შეიძლება იყოს კვების წყაროს ძაბვის მაქსიმალური სიდიდე, რომლის დროსაც დიოდი იმუშავებს უსაფრთხო რეჟიმში, თუ ამ დიოდის მიმდევრობით ჩავრთავთ 100 ომის ტოლ დატვირთვის წინააღობას?

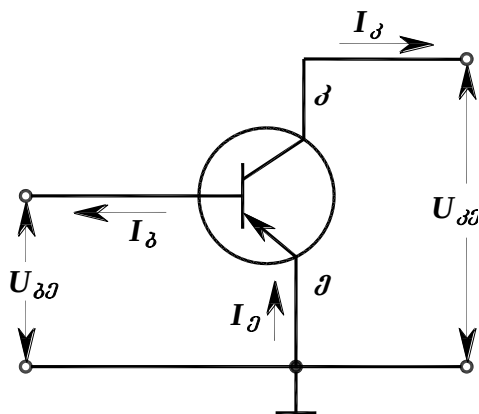
1.14. ძაბვის სტაბილიზაციის მიზნით ცნობარის საშუალებით შეირჩიეთ სტაბილიტრონის ტიპი და გაიანგარიშეთ შემზღუდი რეზისტორის წინააღობა, თუ დატვირთვის რეზისტორის წინააღობა $R_{\text{ლ}} = 500 \text{ ომ}$. სტაბილიზაციის ძაბვის მოთხოვნილი სიდიდე $U_{\text{სტ}} = 10 \text{ ვ}$, კვების წყაროს ძაბვა $E = 16 \text{ ვ}$.

1.15. ცნობარის დახმარებით შეირჩიეთ სტაბილიტრონის ტიპი, რომელიც უზრუნველყოფს $R_{\text{ლ}} = 1.1 \text{ კომ}$. დატვირთვაზე 10ვ-ის ტოლ სტაბილურ ძაბვას და გაიანგარიშეთ შემზღუდი რეზისტორის წინააღობა, თუ კვების წყაროს ძაბვა იცვლება ფარგლებში: 12ვ-დან 23ვ-მდე.

2. ტრანზისტორული სქემები

2.1. $p-n-p$ ტიპის ტრანზისტორი ჩართულია საერთო ემიტერით. რომელ რეჟიმში იმუშავებს ტრანზისტორი, თუ: ა) $U_{ბე} = -0.4$ ვ; $U_{აე} = -0.3$ ვ; ბ) $U_{ბე} = -0.4$ ვ; $U_{აე} = -10$ ვ; გ) $U_{ბე} = 0.4$ ვ; $U_{აე} = -10$ ვ?

ამოხსნა



ნახ. 2.1

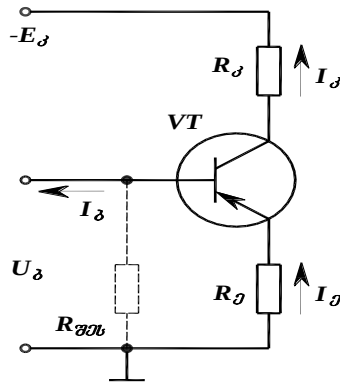
ა) ემიტერულ გადასასვლელზე მოქმედებს პირდაპირი ძაბვა, რადგან $U_{ებ} = -U_{ბე} = -(-0.4) = 0.4$ ვ. კოლექტორულ გადასასვლელზე მოქმედი ძაბვა $U_{ებ} = U_{აე} - U_{ბე} = -0.3 - (-0.4) = 0.1$ ვ. ამრიგად ორივე გადასასვლელზე მოქმედებს პირდაპირი ძაბვა. ამიტომ ტრანზისტორი იმუშავებს გაჯერების რეჟიმში.

ბ) ემიტერულ გადასასვლელზე ისევ პირდაპირი ძაბვა მოქმედებს. კოლექტორულ გადასასვლელზე კი ამ შემთხვევაში იმოქმედებს უკუძაბვა, რადგან $U_{ებ} = U_{აე} - U_{ბე} = -10 - (-0.4) = -9.6$ ვ. ამის გამო, ტრანზისტორი იმუშავებს აქტიურ რეჟიმში.

გ) ამ შემთხვევაში ემიტერულ გადასასვლელზე იმოქმედებს უკუძაბვა. კოლექტორულ გადასასვლელზე ამ შემთხვევაშიც უკუძაბვა მოქმედებს, რადგან $U_{ებ} = U_{აე} - U_{ბე} = -10 - 0.4 = -10.4$ ვ. მაშასადამე, ტრანზისტორი აღმოჩნდება მოკვეთის რეჟიმში.

2.3. 2.2. ნახაზზე ნაჩვენებ სქემაში $E_{ბ} = -10$ ვ, $R_{ბ} = 2$ კომ, $R_{კ} = 1$ კომ. განსაზღვრეთ სქემის შესავალის წინააღობა, თუ ბაზის დენის გადაცემის კოეფიციენტი $\beta = 50$.

ამოხსნა



ნახ. 2.2

სქემის შესავალის წინაღობა

$$R_{\text{მზ}} = \frac{U_{\text{ბ}}}{I_{\text{ბ}}}.$$

თუ სიმცირის გამო უგულებელყოფთ ძაბვის ვარდნას ემიტერულ გადასასვლელზე, შეგვიძლია დავწეროთ $U_{\text{ბ}} \approx I_{\text{კ}} R_{\text{კ}}$, სადაც $I_{\text{კ}} = I_{\text{ბ}} (\beta + 1)$.

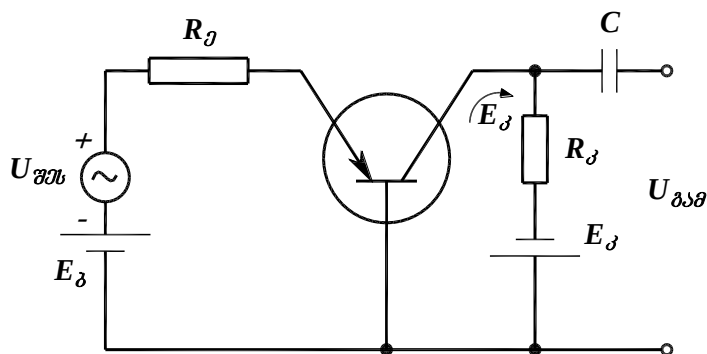
მაშინ

$$R_{\text{მზ}} = \frac{I_{\text{ბ}} (1 + \beta) R_{\text{კ}}}{I_{\text{ბ}}} = 51 \times 1 = 51 \text{ კომ.}$$

თუ გავითვალისწინებდით ბაზისა და ემიტერის შრეების მოცულობით წინაღობებს, მაშინ $R_{\text{მზ}} = (r_{\text{კ}} + R_{\text{კ}}) (\beta + 1) + r_{\text{ბ}}$. პრაქტიკულად $r_{\text{კ}} \ll R_{\text{კ}}$ და $r_{\text{ბ}} \ll R_{\text{კ}} (\beta + 1)$. ამიტომ $R_{\text{მზ}} \cong R_{\text{კ}} (\beta + 1)$.

2.4. 2.3. ნახაზზე წარმოდგენილ სქემაში ტრანზისტორი აქტიურ რეჟიმში მუშაობს. ჩავთვალოთ, რომ ემიტერული გადასასვლელის წინაღობა საკმაოდ მცირეა $R_{\text{კ}}$ რეზისტორის წინააღობასთან შედარებით, ხოლო კოლექტორული გადასასვლელის დიფერენციალური წინააღობა $r_{\text{კ}} \gg R_{\text{კ}}$. ვიპოვოთ ძაბვის გაძლიერების K_U კოეფიციენტი.

ამოხსნა



ნახ. 2.3.

გამოსავალი ძაბვა

$$U_{გამ} = I_კ R_კ.$$

თუ უზუღვებელეყოფთ ემიტერული გადასასვლელის ძაბვას, შეგვიძლია ჩავწეროთ

$$I_კ = \frac{U_{შეს}}{R_კ}.$$

თუ უზუღვებელეყოფთ კოლექტორული გადასასვლელის უკუდენს, გვექნება

$$I_კ = \alpha I_კ.$$

მაშასადამე,

$$U_{გამ} = \alpha I_კ R_კ = \alpha \frac{U_{შეს} R_კ}{R_კ}.$$

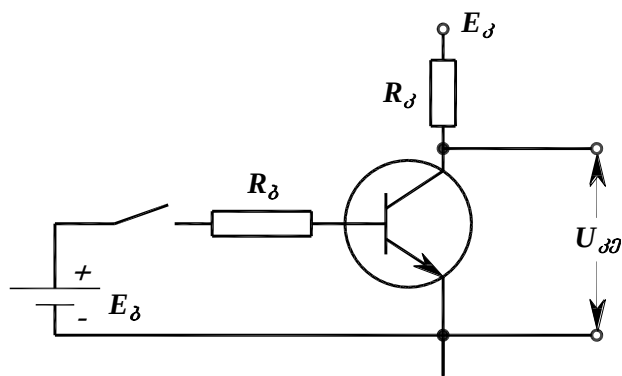
მაშინ

$$K_U = \frac{U_{გამ}}{U_{შეს}} = \frac{\alpha R_კ}{R_კ};$$

2.5. 2.4. ნახაზზე ნაჩვენებ სქემაში გამოყენებულია $\beta = 50$ გადაცემის კოეფიციენტიანი ტრანზისტორი. ტრანზისტორის კოლექტორის საწყისი ტემპერატორული დენი $I_{კ0} = 10$ მკა. ცნობილია, რომ $R_გ = 10$ კომ, $E_ბ = 1$ ვ, $R_ბ = 5$ კომ, $E_კ = 20$ ვ. განსაზღვრეთ ძაბვა კოლექტორსა და ემიტერს შორის ჩაკეტილი და ღია

ტრანზისტორული გასაღების შემთხვევაში. ჩავთვალოთ, რომ β გადაცემის კოეფიციენტი არ იცვლება.

ამოხსნა



ნახ. 2.4.

ჩაკეტილი გასაღების შემთხვევაში $I_ბ = 0$ და ტრანზისტორის კოლექტორის დენი

$$I_კ = \beta I_ბ + (1 + \beta) I_{კბ0} = 10 \times 10^{-6} \times 51 = 0.51 \text{ მა.}$$

ამიტომ

$$U_{კე} = E_კ - I_კ R_კ = 20 - 0.51 \times 5 = 17.5 \text{ ვ.}$$

თუ არ მივიღებთ მხედველობაში ძაბვის ვარდნას ემიტერულ გადასასვლელზე, მაშინ ღია გასაღებში გამავალი ბაზის დენი ტოლი იქნება

$$I_ბ \approx \frac{E_ბ}{R_ბ} = \frac{1}{10 \times 10^3} = 100 \text{ მკა.}$$

თუ ჩავთვლით, რომ ღია გასაღების პირობებში შენარჩუნებულია (გაჯერების ზღვარზე) აქტიური რეჟიმი, მაშინ კოლექტორის დენი იქნება:

$$I_კ = \beta I_ბ + I_{კბ0} (1 + \beta) = 50 \times 10^{-4} + 51 \times 10^{-5} = 5.51 \text{ მა.}$$

ამიტომ ძაბვა კოლექტორსა და ემიტერს შორის იქნება

$$U_{კე} = E_კ - I_კ R_კ = 20 - 5.51 \times 10^{-3} \times 5 \times 10^3 = -7.5 \text{ ვ.}$$

მივიღეთ, რომ ტრანზისტორის კოლექტორულ გადასასვლელზე იმოქმედებს

$$U_{კბ} = U_{კე} - U_{ბე} \approx -7.5 \text{ ვ.}$$

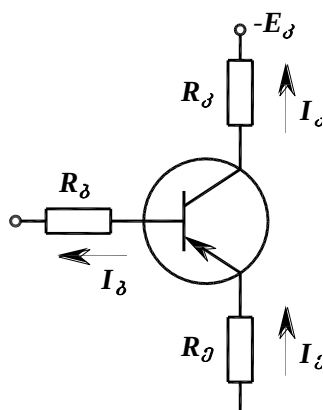
ე.ი. ტრანზისტორი იმუშავებს გაჯერების რეჟიმში, რადგან ტრანზისტორის ორივე გადასასვლელზე პირდაპირი ძაბვა მოქმედებს. მაგრამ გაჯერების რეჟიმის დენი არ შეიძლება აღემატებოდეს დენს

$$I_{\beta} \approx \frac{E_{\beta}}{R_{\beta}} = \frac{20}{5 \times 10^3} = 4 \text{ მა.}$$

ამ შემთხვევაში ძაბვა კოლექტორსა და ემიტერს შორის $U_{\beta\kappa} \approx 0$. ამგვარად, ღია გასაღების შემთხვევაში $U_{\beta\kappa} \approx 0$.

2.6. ტრანზისტორი ჩართულია 2.5 ნახაზზე ნაჩვენებ სქემაში. სქემაში ჩართული ელემენტების მონაცემებია: $E_{\beta} = -28 \text{ ვ}$, $R_{\beta} = 15 \text{ კომ}$, $R_{\eta} = 1 \text{ კომ}$, $R_{\beta} = 2 \text{ კომ}$. განსაზღვრეთ შესავალი ძაბვის მინიმალური მნიშვნელობა, რომლის დროსაც ტრანზისტორი იმუშავებს გაჯერების რეჟიმში. ჩავთვალოთ, რომ გაჯერების რეჟიმის საზღვარზე $\beta = 9$.

ამოხსნა



ნახ. 2.5

გაჯერების რეჟიმში $U_{\beta\kappa} \approx 0$.

შესავალის ძაბვა $U_{\beta\eta} = -I_{\eta}R_{\eta} - I_{\beta}R_{\beta}$.

კოლექტორული კვების წყაროს ძაბვა $E_{\beta} = -I_{\eta}R_{\eta} - I_{\beta}R_{\beta}$.

ემიტერის დენი $I_{\eta} \approx I_{\beta}(1 + \beta)$

კოლექტორის დენი $I_{\beta} \approx \beta I_{\eta}$.

მაშასადამე, შესავალის ძაბვა

$$U_{\text{ფს}} = -[I_{\delta}(1+\beta)R_{\gamma} + I_{\delta}R_{\delta}] = -I_{\delta}[R_{\gamma}(1+\beta) + R_{\delta}].$$

$$E_{\delta} = -[I_{\delta}(1+\beta)R_{\gamma} + I_{\delta}R_{\delta}] = -I_{\delta}[R_{\gamma}(1+\beta) + \beta R_{\delta}].$$

ამ გამოსახულებიდან ვპოულობთ

$$I_{\delta} = \frac{-E_{\delta}}{R_{\gamma}(1+\beta) + \beta R_{\delta}} = \frac{28}{10^3(9+1) + 9 \times 2 \times 10^3} = 1 \text{ მა.}$$

ამრიგად

$$U_{\text{ფს}} = -1[(9+1) + 15] = -25 \text{ ვ.}$$

2.7. ნახ.2.6-ზე წარმოდგენილ სქემაში ტრანზისტორის პარამეტრებია $r'_{\delta} = 0,5$ მგომი; $\beta = 100$; $r_{\delta} = 100$ ომი; $r_{\gamma} = 20$ ომი, ხოლო სქემაში ჩართული წინაღობებია $R_1 = 51$ ომი; $R_2 = 10$ კომი; $R_{\gamma} = 4,7$ კომი; $R_{\delta} = 300$ ომი; $R_{\text{ს}} = 3$ კომი; $R_{\text{გ}} = 2$ კომი. განვსაზღვროთ მაძლიერებელი კასკადის სქემური პარამეტრები შუა სიხშირეებისათვის:

I. შესასვლელი წინაღობა $R_{\text{ფს}}$ სამი შემთხვევისათვის: ა) როცა არ ვითვალისწინებთ R_1 , R_2 ძაბვის დამყოფის გავლენას; ბ) სხენებული ძაბვის დამყოფის გავლენას მხედველობაში ვიღებთ; გ) როცა სქემაში არ არის ჩართული C_{γ} ტევადობა.

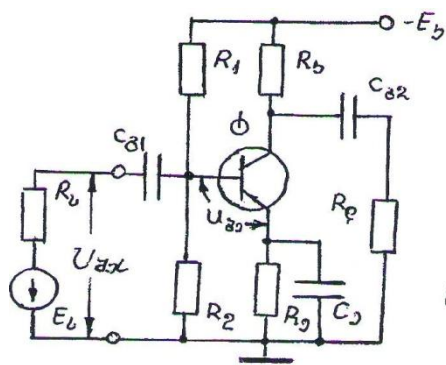
II. გამოსასვლელი წინაღობა $R_{\text{გამ}}$;

III. დენის მიხედვით გაძლიერების კოეფიციენტები K_i და $K_{i\text{გ}}$;

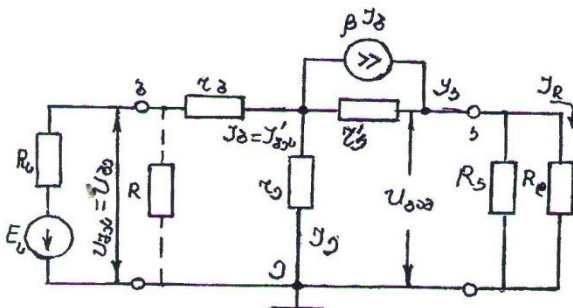
IV. ძაბვის მიხედვით გაძლიერების კოეფიციენტები K და $K_{\text{ს}}$;

V. სიმძლავრის მიხედვით გაძლიერების კოეფიციენტი K_p .

ჩავთვალოთ, რომ შუა სიხშირეებზე კონდენსატორთა წინაღობების გავლენის უგულებელყოფა შეგვიძლია და სქემა წმინდა აქტიური ბუნებისაა.



ნახ.2.6



ნახ.2.7

ამოხსნა

I. შუა სიხშირეთა დიაპაზონის შესაბამისი ექვივალენტური სქემა წარმოდგენილია ნახ.2.7-ზე, რომელშიც r'_j კოლექტორული გადასასვლელის წინაღობაა საერთო ემიტერიან სქემაში.

ავლნიშნოთ კასკადის ექვივალენტური დატვირთვის წინაღობა $R_{კლ}$ –თი.

$$R_{კლ} = R_j \parallel R_{დ} = R_j R_{დ} / (R_j + R_{დ}). \quad (1)$$

ხსენებულ ექვივალენტურ სქემაში $R1$ და R_1 წინაღობები პარალელურადაა შეერთებული

$$R = R_1 \parallel R_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2). \quad (2)$$

გაანგარიშებას ვაწარმოებთ შემდეგი შემთხვევებისთვის: ა) არ ვითვალისწინებთ R_1 R_2 ძაბვის დამყოფის გავლენას. მაშინ βI_b გენერატორის დენი განშტოვდება r'_j და $R_{კლ} + r_j$ პარალელურ შტოებში. ამიტომ კოლექტორული დენი იმის გათვალისწინებით, რომ $R_{კლ} \gg r_j$, იქნება

$$I_j = \beta I_b r'_j / (r'_j + R_{კლ}). \quad (3)$$

ბაზის r_b წინაღობაში გადის I_b დენი, ხოლო ემიტერული გადასასვლელის r_j წინაღობაში – I_b და I_j დენების ჯამი. ამიტომ შესასვლელი წინაღობა

$$R_{\text{მეს}} = \frac{U_{\text{მეს}}}{I_{\text{მეს}}} = \frac{U_{\text{ბგ}}}{I_{\text{ბ}}} = r_{\text{ბ}} + r_{\text{გ}} \left[1 + \beta r_{\text{გ}}^{\text{I}} / (r_{\text{გ}}^{\text{I}} + R_{\text{კლ}}) \right]. \quad (4)$$

ხშირ შემთხვევაში კმაყოფილდება პირობა $r_{\text{გ}}^{\text{I}} \gg R_{\text{კლ}}$. მაშინ (4) მიიღებს სახეს

$$R_{\text{მეს}} \approx r_{\text{ბ}} + r_{\text{გ}} (1 + \beta), \quad (5)$$

ანუ $R_{\text{მეს}} = 100 + 20(100 + 1) = 2120 \text{ ომი} = 2,12 \text{ კომი}. \quad (6)$

ბ) თუ მხედველობაში მივიღებთ R_1, R_2 ძაბვის დამყოფის გავლენას, მაშინ კასკადის სრული შესასვლელი წინაღობა

$$R_{\text{მეს.სრ}} = R \parallel R_{\text{მეს}} = R \cdot R_{\text{მეს}} / (R + R_{\text{მეს}}). \quad (7)$$

(2) -ის თანახმად $R = 51 \cdot 10 / (51 + 10) = 8,36 \text{ კომი}$ და

$$R_{\text{მეს.სრ}} = 8,36 \cdot 2,12 / (8,36 + 2,12) = 1,69 \text{ კომი}. \quad (8)$$

გ) როცა სქემაში არ არის ჩართული $C_{\text{გ}}$ მაშუნტებელი კონდენსატორი, მაშინ კასკადის შესასვლელი წინაღობა განისაზღვრება (5) ფორმულით, რომელშიც $r_{\text{გ}}$ წინაღობის ნაცვლად უნდა ჩაისვას $r_{\text{გ}} + R_{\text{გ}}$ წინაღობა ე.ი. ამ შემთხვევაში

$$R_{\text{მეს}} = r_{\text{ბ}} + (r_{\text{გ}} + R_{\text{გ}})(1 + \beta), \quad (9)$$

ანუ $R_{\text{მეს}} = 100 + (20 + 300)(1 + 100) = 32420 \text{ ომი} = 32,42 \text{ კომი}. \quad (10)$

ე.ი. ცვლადი დენის მიხედვით უარყოფითი უკუკავშირის შეყვანა მნიშვნელოვნად ზრდის შესასვლელ წინაღობას.

თუ R_1, R_2 ძაბვის დამყოფის გავლენას გავითვალისწინებთ, მაშინ

$$R_{\text{მეს.სრ}} = R \cdot R_{\text{მეს}} / (R + R_{\text{მეს}}) = 8,36 \cdot 32,42 / (8,36 + 32,42) = 6,65 \text{ კომი} \quad (11)$$

მაშასადამე, ძაბვის დამყოფი მნიშვნელოვნად ამცირებს შესასვლელ წინაღობას.

II. გამოსავალი წინაღობა ჩვეულებრივ განისაზღვრება გათიშული დატვირთვისა და ნულოვანი შესასვლელი სიგნალის დროს. თუ გავითვალისწინებთ, რომ $r_{\text{გ}}^{\text{I}} \gg R_{\text{გ}}$, მაშინ გამოსასვლელის წინაღობა

$$R_{\text{გ.შ}} = R_{\text{გ}} = 4,7 \text{ კომ}. \quad (12)$$

III. დენის მიხედვით გაძლიერების კოეფიციენტი განისაზღვრება (3) ფორმულიდან.

$$K_i = I_{\text{დ}} / I_{\text{გ}} = \beta r'_{\text{დ}} / (r'_{\text{დ}} + R_{\text{გ}}), \quad (13)$$

$$R_{\text{გ}} = 4,7 \cdot 2 / (4,7 + 2) = 1,4 \text{ კომ.}$$

ქ.ი.
$$K_i = 100 \cdot 500 / (500 + \frac{4,7 \cdot 2}{4,7 + 2}) = 99,72 \approx 100, \quad (14)$$

ანუ
$$K_i \approx \beta. \quad (15)$$

ვინაიდან $R_{\text{გ}}$ დატვირთვაში გამავალი დენი $I_{\text{დ}}$ კოლექტორული დენის ნაწილს შეადგენს, ანუ $I_{\text{გ}} = I_{\text{დ}} R_{\text{დ}} / (R_{\text{დ}} + R_{\text{გ}})$, დატვირთვის დენის გაძლიერების კოეფიციენტი $K_{\text{იგ}}$ ნაკლები გამოდის, ვიდრე K_i .

$$K_{\text{იგ}} = I_{\text{გ}} / I_{\text{დ}} = \beta \frac{r'_{\text{დ}}}{r'_{\text{დ}} + R_{\text{გ}}} \cdot \frac{R_{\text{დ}}}{R_{\text{დ}} + R_{\text{გ}}}. \quad (16)$$

ჩვენს შემთხვევაში

$$K_{\text{იგ}} = 99,72 \cdot \frac{4,7}{4,7 + 2} = 99,72 \cdot 0,7 = 69,9 \approx 70. \quad (17)$$

IV. ძაბვის მიხედვით გაძლიერების კოეფიციენტი (3) -ის თანახმად

$$K_u = U_{\text{გამ}} / U_{\text{შეს}} = \frac{I_{\text{დ}} \cdot R_{\text{გ}}}{I_{\text{დ}} \cdot R_{\text{შეს}}} = - \frac{\beta R_{\text{გ}} [r'_{\text{დ}} / (r'_{\text{დ}} + R_{\text{გ}})]}{r_{\text{დ}} + r_{\text{გ}} [1 + \beta r'_{\text{დ}} / (r'_{\text{დ}} + R_{\text{გ}})]}. \quad (18)$$

$r'_{\text{დ}} \gg R_{\text{გ}}$ უტოლობის გათვალისწინებით

$$K_u = -\beta R_{\text{გ}} / [r_{\text{დ}} + r_{\text{გ}} (1 + \beta)], \quad (19)$$

ანუ
$$K_u = -100 \cdot \frac{4,7 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3}{4,7 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3} / [100 + 20(1 + 100)] = 66,2. \quad (20)$$

როცა $R_{\text{შეს}}$ თანაზომადია სიგნალის წყაროს შიგა $R_{\text{ს}}$ წინაღობისა, მაშინ უფრო ლოგიკურია ძაბვის მიხედვით გაძლიერების კოეფიციენტი განისაზღვროს არა $U_{\text{გამ}} / U_{\text{შეს}}$ ფარდობით, არამედ $U_{\text{გამ}} / E_{\text{ს}}$ სიდიდით. ამ შემთხვევაში ესარგებლობთ ტოლობებით

$$U_{\text{გამ}} = I_{\text{კლ}} R_{\text{კლ}} = -[\beta I_{\text{ბ}} r'_{\text{კ}} / (r'_{\text{კ}} + R_{\text{კლ}})] R_{\text{კლ}}, \quad (21)$$

$$I_{\text{ბ}} = E_{\text{კ}} / (R_{\text{ბ}} + R_{\text{შეს}}), \quad (22)$$

რომელთა საფუძველზე ვღებულობთ

$$K_{u_{\text{ბ}}} = \frac{U_{\text{გამ}}}{E_{\text{ბ}}} = -\frac{R_{\text{კლ}} [\beta r'_{\text{კ}} / (r'_{\text{კ}} + R_{\text{კლ}})]}{R_{\text{ბ}} + R_{\text{შეს}}}, \quad (23)$$

ჩვენ შემთხვევაში

$$K_{u_{\text{ბ}}} = -\frac{1,4 \cdot 10^3 [100 \cdot 500 \cdot 10^3 / (500 \cdot 10^3 + 1,4 \cdot 10^3)]}{3 \cdot 10^3 + 2,12 \cdot 10^3} = -27,3 \quad (24)$$

V. სიმძლავრის მიხედვით გაძლიერების კოეფიციენტი

$$K_p = (U_{\text{გამ}} \cdot I_{\text{გამ}}) / (U_{\text{შეს}} \cdot I_{\text{შეს}}) = K_u \cdot K_i, \quad (25)$$

მაშასადამე

$$K_p = 66,2 \cdot 99,72 = 6601,5. \quad (26)$$

2.8. ნახ.2.8-ზე ნაჩვენებ სქემაში $E_{\text{კ}} = -30$ ვ, $R_{\text{ლ}} = 2$ კომ, $R_{\text{კ}} = 1$ კომ, $R_{\text{ბ}} = 20$ კომ, ხოლო ტრანზისტორის ბაზის დენის გადაცემის კოეფიციენტი $\beta = 19$. დავადგინოთ აქტიურ თუ გაჯერების რეჟიმში იმყოფება ტრანზისტორი, როცა შესასვლელს მიეწოდება ძაბვა $U_{\text{შეს}} = -15$ ვ.

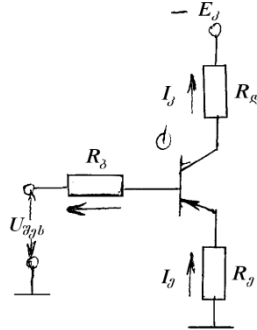
ამოხსნა

უპირველეს ყოვლისა გავარკვიოთ, თუ რა სიდიდის მინიმალური $U_{\text{შეს.min}}$ ძაბვა უნდა მივაწოდოთ შესასვლელს, რომ ტრანზისტორი აღმოჩნდეს გაჯერებულში.

გაჯერების რეჟიმში კოლექტორსა და ემიტერს შორის ძაბვა $U_{\text{კე}} \approx 0$. მაშინ შესასვლელი ძაბვა $U_{\text{შეს}} = -I_{\text{კ}} R_{\text{კ}} - I_{\text{ბ}} R_{\text{ბ}}$.

მეორეს მხრივ, $E_{\text{კ}} = -I_{\text{კ}} R_{\text{კ}} - I_{\text{ბ}} R_{\text{ლ}}$. ემიტერის დენი $I_{\text{კ}} \approx I_{\text{ბ}} (\beta + 1)$, ხოლო კოლექტორის დენი კი $-I_{\text{კ}} \approx \beta I_{\text{ბ}}$. ამიტომ შესასვლელი ძაბვა

$$U_{\text{შეს}} = -[I_{\text{ბ}} (\beta + 1) R_{\text{კ}} + I_{\text{ბ}} R_{\text{ბ}}] = -I_{\text{ბ}} [R_{\text{კ}} (\beta + 1) + R_{\text{ბ}}]. \quad (1)$$



ნახ.2.8

ბაზის დენის მინიმალური მნიშვნელობა, რომლის დროსაც ტრანზისტორი გაჯერებული აღმოჩნდება, გამოითვლება განტოლებიდან

$$E_{\kappa} = -I_{\text{ბ}}(\beta + 1)R_{\text{გ}} - I_{\text{ბ}} \cdot \beta R_{\text{ე}} = -I_{\text{ბ}}[R_{\text{გ}}(\beta + 1) + \beta R_{\text{ე}}],$$

საიდანაც ვპოულობთ გაჯერების ბაზის დენს

$$I_{\text{ბგ}} = \frac{-E_{\kappa}}{R_{\text{გ}}(\beta + 1) + \beta R_{\text{ე}}} = \frac{30}{(20 + 19 \cdot 2)10^3} = 0,52 \text{ მა}$$

შესავალი ძაბვის მინიმალური მნიშვნელობა, რომლის დროსაც ტრანზისტორი იქნება გაჯერებული ეტოლება

$$U_{\text{ბ.გ. min}} = -I_{\text{ბგ}}[R_{\text{გ}}(\beta + 1) + R_{\text{ბ}}] = -0,52(1 \cdot 20 + 20) = -20,8 \text{ ვ.}$$

ტრანზისტორი იქნება გაჯერებული, თუ კმაყოფილდება პირობა $|U_{\text{ბ.გ.}}| \geq |U_{\text{ბ.გ. min}}|$. წინამდებარე შემთხვევაში ტრანზისტორი აღმოჩნდება აქტიურ რეჟიმში. ჩვენ შემთხვევაში $U_{\text{ბ.გ.}} = -15 \text{ ვ.}$ ე.ი. ადგილი აქვს უტოლობას $|U_{\text{ბ.გ.}}| < |U_{\text{ბ.გ. min}}|$ და ამიტომ ტრანზისტორი იმყოფება აქტიურ რეჟიმში.

2.9. მმართველი $p-n$ გადასასვლელიანი ტრანზისტორის $I_{\text{ნ.ს. max}} = 1 \text{ მა}$ და $U_{\text{წ.ა.}} = 4 \text{ ვ.}$ განსაზღვრეთ: ა) როგორი სიდიდის დენი გაივლის ტრანზისტორში, როდესაც საკეტსა და სათავეს შორის მოქმედებს 2ვ-ის ტოლი უკუძაბვა; ბ) როგორი

იქნება ამ შემთხვევაში გადაცემის მახასიათებლის დახრილობა და მაქსიმალური დახრილობა.

ამოხსნა

ა) ჩასადინარის დენს ვიპოვიტ გამოსახულებიდან

$$I_{\text{ჩსს}} = I_{\text{ჩსს max}} \left(1 - \frac{U_{\text{ს.სთ}}}{U_{\text{წაკ}}} \right)^2 = 1 \times 10^{-3} \left(1 - \frac{2}{4} \right) = 0.25 \text{ ა.}$$

ბ) მახასიათებლის დახრილობა

$$S = \frac{\Delta I_{\text{ჩსს}}}{\Delta U_{\text{ს.სთ}}} = \frac{2I_{\text{ჩსს max}}}{U_{\text{წაკ}}} \left(1 - \frac{U_{\text{ს.სთ}}}{U_{\text{წაკ}}} \right) = \frac{2 \times 10^{-3}}{4} \left(1 - \frac{2}{4} \right) = 0.25 \text{ მს/ვ.}$$

$$S_{\text{max}} = \frac{2I_{\text{ჩსს max}}}{U_{\text{წაკ}}} = \frac{2 \times 10^{-3}}{4} = 0.5 \text{ მს/ვ.}$$

2.10. მმართველი $p-n$ გადასასვლელიანი კელით მართული ტრანზისტორის მონაცემები: $I_{\text{ჩსს max}} = 2 \text{ მა}$; $S_{\text{max}} = 2 \text{ მს/ვ.}$ ტრანზისტორი ჩართულია საერთო სათავით მაძლიერებელი კასკადის სქემაში. დატვირთვის რეზისტორის წინაღობა $R_{\text{ჩსს}} = 10 \text{ კომ.}$ განსაზღვრეთ ძაბვის გაძლიერების კოეფიციენტი, თუ: ა) $U_{\text{ს.სთ}} = -1 \text{ ვ}$; ბ) $U_{\text{ს.სთ}} = -0.5 \text{ ვ}$; გ) $U_{\text{ს.სთ}} = 0$.

ამოხსნა

ძაბვის გაძლიერების კოეფიციენტი იანგარიშება ფორმულით

$$K_u = SR_{\text{ჩსს}},$$

სადაც - $S = S_{\text{max}} \left(1 - \frac{U_{\text{ს.სთ}}}{U_{\text{წაკ}}} \right)$ - გადაცემის მახასიათებლის დახრილობა;

$$U_{\text{წაკ}} = \frac{2I_{\text{ჩსს max}}}{S_{\text{max}}} = \frac{2 \times 2 \times 10^{-3}}{2 \times 10^{-3}} = 2 \text{ ვ.}$$

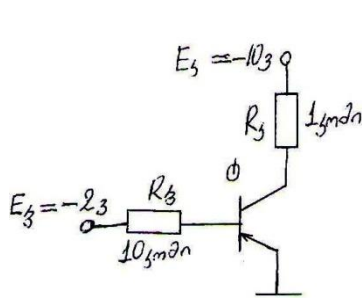
$$\text{ა) } S = 2 \left(1 - \frac{1}{2} \right) = 1 \text{ მს/ვ; } \text{ბ) } S = 2 \left(1 - \frac{0.5}{2} \right) = 1.5 \text{ მს/ვ; } \text{გ) } S = 2 \left(1 - \frac{0}{2} \right) = 2 \text{ მს/ვ.}$$

$$\text{ა) } K_u = 1 \times 10^{-3} \times 10 \times 10^3 = 10; \text{ ბ) } K_u = 1.5 \times 10^{-3} \times 10 \times 10^3 = 15;$$

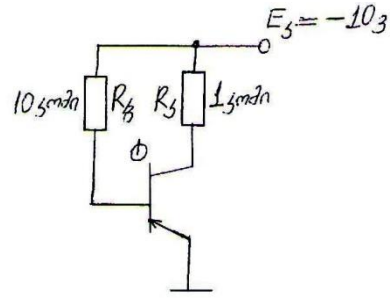
ვ) $K_u = 2 \times 10^{-3} \times 10 \times 10^3 = 20.$

2.11. 2.9–სა და სურ. 2.10–ზე ნაჩვენებ სქემებში გამოყენებულია ერთნაირი ტრანზისტორები პარამეტრებით: $\beta = 20$ და $I_{\text{პო}} = 5 \text{ მკა.}$ სქემის დანარჩენი მონაცემები მითითებულია უშუალოდ სურათებზე.

განვსაზღვროთ თითოეული სქემისათვის ტრანზისტორის მდგომარეობა (ჩაკეტილია, გაჯერებულია თუ იმყოფება აქტიურ რეჟიმში).



სურ.2.9



სურ.2.10

ამოხსნა

სურ. 2.9–ზე წარმოდგენილ სქემაში ბაზის დენი

$$I_b \approx \frac{E_b}{R_b} = \frac{2}{10 \cdot 10^3} = 0,2 \text{ მა.}$$

გაჯერების კოლექტორული დენი

$$I_{\text{კო}} \approx \frac{E_c}{R_c} = \frac{10}{1 \cdot 10^3} = 10 \text{ მა.}$$

გაჯერების ბაზური დენი

$$I_{\text{ბო}} = \frac{I_{\text{კო}} - (\beta + 1)I_{\text{პო}}}{\beta} = \frac{10 \cdot 10^{-3} - 21 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{20} = \frac{10 - 105 \cdot 10^{-3}}{20} = \frac{0,9}{20} \approx 0,5 \text{ მა.}$$

ვინაიდან $I_b < I_{\text{ბო}}$ ($0,2 \text{ მა} < 0,5 \text{ მა}$), ტრანზისტორი აქტიურ რეჟიმშია.

სურ. 2.10–ზე წარმოდგენილ სქემაში

$$I_b \cong E_b / R_b = 10 / (10 \cdot 10^3) = 1 \text{ მა.}$$

გაჯერების ბაზის დენი

$$I_{\text{ბგ}} \approx \frac{I_{\text{აბ}}}{\beta} = \frac{E_{\text{კ}} / R_{\text{კ}}}{\beta} = \frac{10/10^3}{20} = 0,5 \text{ მა}$$

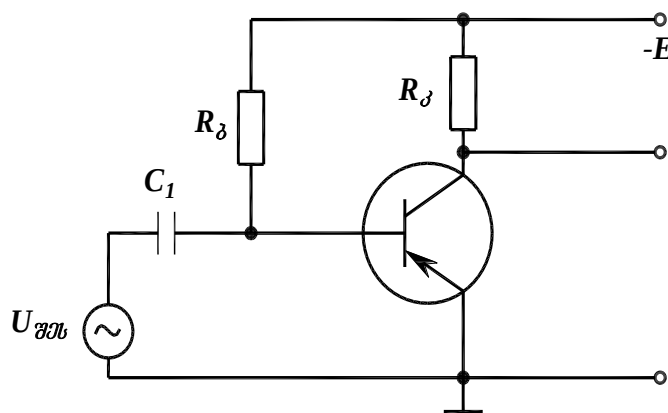
როგორც ვხედავთ, ადგილი აქვს უტოლობას

$$I_{\text{ბგ}} = 0,5 \text{ მა} < I_{\text{ბ}} = 1 \text{ მა}.$$

ამიტომ, ამ შემთხვევაში, ტრანზისტორი გაჯერებულია.

2.12. *MP42* ტიპის ტრანზისტორი ჩართულია მაძლიერებელ კასკადში საერთო ემიტერით. კასკადი იკვებება $E=10$ ვ ძაბვის კვების წყაროდან. წანაცვლება ბაზას მიეწოდება $R_{\text{ბ}}$ რეზისტორით (იხ. ნახ. 2.11). მოახდინეთ კასკადის გრაფო-ანალიზური გაანგარიშება, თუ მოცემულია: შესავალი სიგნალის ამპლიტუდა $U_{\text{შეს}}_{\text{max}}=45 \text{ მლვ}$; ბაზის დენი სიმშვიდის რეჟიმში $I_{\text{ბ A}}=0,3 \text{ მა}$; დატვირთვის რეზისტორის წინაღობა $R_{\text{კ}}=500 \text{ ომი}$; გასაძლიერებელი სიგნალის სიხშირული დიაპაზონი $f_{\text{min}}=80 \text{ კც}$, $f_{\text{max}}=5 \text{ კკც}$.

ამოხსნა



ნახ. 2.11

გაანგარიშებას ვიწევთ ტრანზისტორის გამოსავალის მახასიათებელთა ოჯახში მაქსიმალურად დასაშვები სიმძლავრის $P_{\text{კ}}$ წირის აგებით. ამ წირს ავაგებთ შემდეგი გამოსახულების მიხედვით:

$$I_{\text{სmax}} = \frac{P_{\text{კmax}}}{U_{\text{კ}}},$$

სადაც $P_{j\max}$ – მოცემული ტიპის ტრანზისტორის კოლექტორზე გამოყოფილი სიმძლავრის მაქსიმალურად დასაშვები სიდიდეა. $P_{j\max}$ -ს ავიღებთ ცნობარიდან. *MP42* ტიპის ტრანზისტორისთვის $P_{j\max}=150\text{მვტ-ს}$.

$U_{\text{კე}}$ – კოლექტორული ძაბვის აბსოლუტური მნიშვნელობაა. მისი მაქსიმალურად დასაშვები სიდიდე მითითებულია ცნობარში. *MP42* ტიპის ტრანზისტორისთვის იგი 20ვ-ის ტოლია.

შეგადგინოთ ცხრილი

$ U_{\text{კე}} $ (ვ)	7.5	10	15	20
$I_{s\max} = 150/ U_{\text{კე}} $	20	15	10	7.5

ტრანზისტორის გამოსავალის (კოლექტორის) მახასიათებელთა ოჯახში $U_{\text{კე}}$, $I_{j\max}$ მნიშვნელობების მიხედვით ვიპოვით რა შესაბამის წერტილებს, მათი უწყვეტი წილით შეერთების შედეგად მივიღებთ P_j სიმძლავრის წირს (ნახ.12,ბ). იგი წარმოადგენს ტრანზისტორის ნორმალური და გადატვირთვების რეჟიმების საზღვარს. იმისათვის, რომ მუშაობის პროცესში ტრანზისტორი არ გადაიტვირთოს და არ გადახურდეს, საჭიროა კოლექტორული დატვირთვის წრფემ არ გადაკვეთოს P_j წირი. იგი უნდა მოთავსდეს ამ წირის ქვევით.

ამის შემდეგ ვიყენებთ რა კოლექტორული დატვირთვის წრფის განტოლებას

$$U_{\text{კე}} = E_{\text{კ}} - I_{\text{კ}} R_{\text{გ}}$$

ვიპოვით ძაბვისა და დენის ღერძებთან დატვირთვის წრფის გადაკვეთის წერტილებს. ამ წერტილების კოორდინატებია:

$$I_{\text{კ}} = 0; U_{\text{კე}} = E_{\text{კ}} = -10\text{v da } U_{\text{კე}} = 0, I_{\text{კ}} = \frac{E_{\text{კ}}}{R_{\text{გ}}} = \frac{10}{0,5 \cdot 10^3} = 2 \text{ ma.}$$

ამ წერტილების წრფის მონაკვეთით შეერთების შედეგად მივიღებთ კოლექტორული დატვირთვის წრფეს.

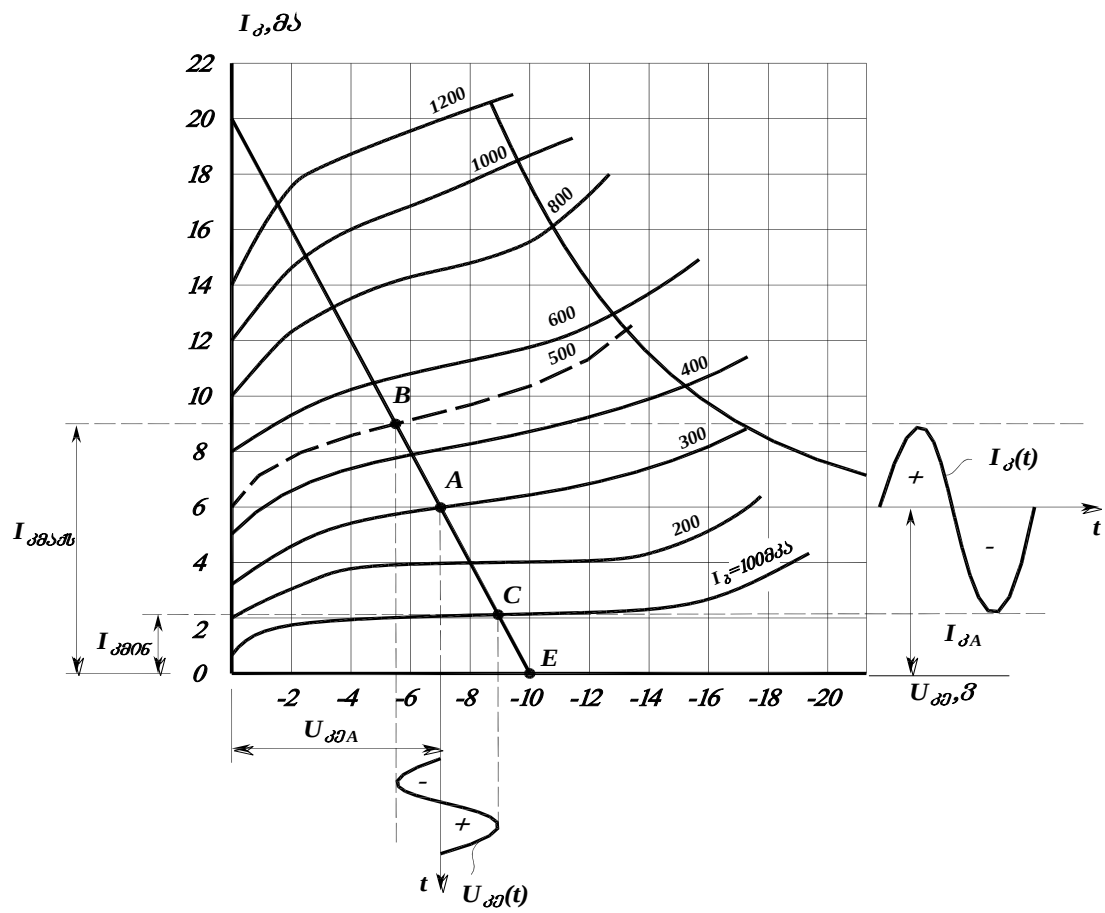
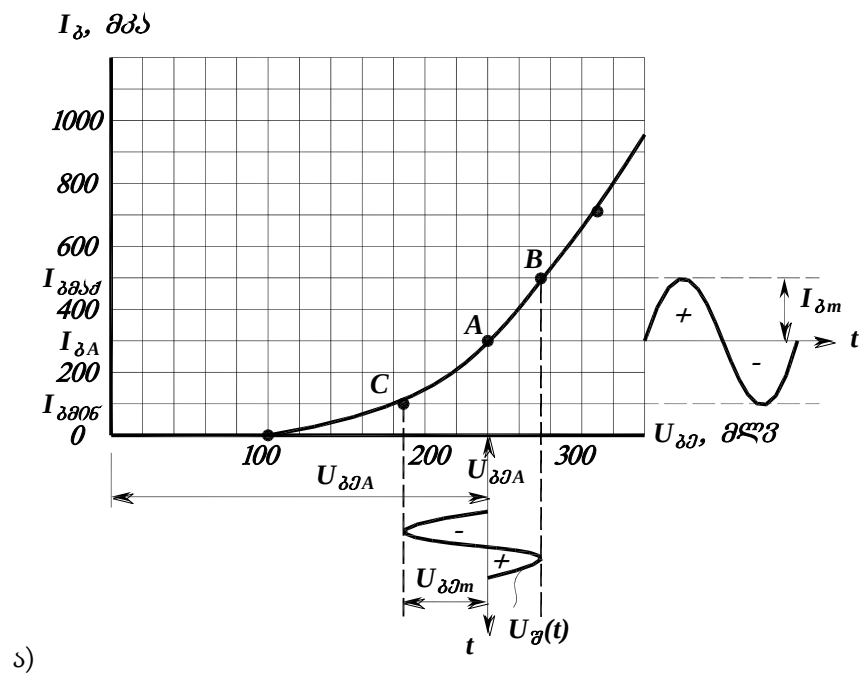


рис. 2.12

მოვინიშნოთ დატვირთვის წრფის გადაკვეთის წერტილები $I_{\delta A}=0,3\text{მა}$ ბაზის დენის შესაბამის კოლექტორული მახასიათებელთან (A წერტილი). ამ წერტილის შესაბამისი დენი და ძაბვა წარმოადგენს სიმშვიდის რეჟიმში კოლექტორის დენს და კოლექტორ-ემიტერს შორის ძაბვას, კერძოდ $I_{\delta A} = 6 \text{ მა}$, $U_{\delta A} = -7\text{ვ}$

სიმშვიდის რეჟიმში დენისა და ძაბვის სიდიდეების განსაზღვრის შემდეგ ვპოულობთ კოლექტორული დენის ცვლადი შემდგენის ამპლიტუდას. იგი განისაზღვრება შემდეგი გამოსახულებიდან:

$$I_{\delta m} = \frac{I_{\delta \max} - I_{\delta \min}}{2}.$$

$I_{\delta \max}$ და $I_{\delta \min}$ დენების სიდიდეებს ვიპოვით შემდეგნაირად: წინასწარ შესავალი მახასიათებლის $I_{\delta} = f(U_{\delta})$ გამოყენებით (ნახ.2.12,ა), სიმშვიდის რეჟიმში ბაზის დენის- $I_{\delta A} = 0,3\text{მა}$ მიხედვით, დავადგენთ, რომ $U_{\delta A} = 240 \text{ მვ}$. ვინაიდან გასაძლიერებელი სიგნალის ამპლიტუდა $U_{\delta m} = 45 \text{ მვ}$, მივიღებთ:

$$U_{\delta \max} = U_{\delta A} + U_{\delta m} = 240 + 45 = 285\text{მვ და}$$

$$U_{\delta \min} = U_{\delta A} - U_{\delta m} = 240 - 45 = 195\text{მვ}$$

შესავლის მახასიათებელზე $U_{\delta \max} = 285\text{მვ}$ -ის მიხედვით ვიპოვით $I_{\delta \max} = 500\text{მა}$ და $U_{\delta \min} = 195\text{მვ}$ -ის მიხედვით - $I_{\delta \min} = 0.1\text{მა} = 100\text{მა}$.

მას შემდეგ, რაც დავადგენთ $I_{\delta \max}$ და $I_{\delta \min}$ მოვძებნით ამ დენების შესაბამის კოლექტორის მახასიათებლებთან დატვირთვის წრფის გადაკვეთის B და C წერტილებს და კოლექტორის დენების მაქსიმალურ და მინიმალურ მნიშვნელობებს.

$$I_{\delta \max} = 9 \text{ მა}; I_{\delta \min} = 2 \text{ მა},$$

მაშინ

$$I_{\delta m} = \frac{9 - 2}{2} = 3.5 \text{ მა}.$$

განვსაზღვროთ R_{δ} დატვირთვის წინაღობაზე ცვლადი ძაბვის ვარდნის ამპლიტუდა:

$$U_{mR_{\delta}} = U_{m\delta} = I_{\delta m} \times R_{\delta} = 3.5 \times 10^{-3} \times 0.5 \times 10^3 = 1.75 \text{ ვ}.$$

ვპოულობთ დენის გაძლიერების კოეფიციენტს: $K_I = \frac{I_{\text{მ}}}{I_{\text{ბმ}}}$,

$$\text{სადაც } I_{\text{ბმ}} = \frac{I_{\text{ბ max}} - I_{\text{ბ min}}}{2} = \frac{500 - 100}{2} = 0.2 \text{ მა}$$

$$K_I = \frac{3.5}{0.2} = 17.5.$$

ძაბვის გაძლიერების კოეფიციენტი იქნება

$$K_u = \frac{U_{mR\text{ვ}}}{U_{\text{მ}}} = \frac{17.5}{45 \times 10^{-3}} = 3.9.$$

$$\text{სიმძლავრის გაძლიერების კოეფიციენტი } K_p = K_u \times K_I = \frac{1.75}{4.5 \times 10^{-3}} = 690.$$

განვსაზღვროთ მაძლიერებელი კასკადის გამოსავალზე მიღებული ცვლადი სიგნალის სიმძლავრე

$$P_{\text{ბაზ}} = \frac{I_{\text{მ}}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{mR\text{ვ}}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} I_{\text{მ}} U_{mR\text{ვ}} = \frac{1}{2} \cdot 3.5 \cdot 10^{-3} \cdot 1.75 = 3.10^{-3} \text{ ვტ} = 3 \text{ მვტ.}$$

მაძლიერებელი კასკადის კოლექტორული წრედის მიერ კვების წყაროდან მოთხოვნილი სრული სიმძლავრე ეტოლება

$$P_0 = E_{\text{კ}} \cdot I_{\text{კა}} = 10.6 \cdot 10^{-3} = 60.10^{-3} \text{ ვტ} = 60 \text{ მვტ.}$$

მაშინ მაძლიერებელი კასკადის კოლექტორული წრედის მარგი ქმედების კოეფიციენტი ტოლი იქნება $\eta = \frac{P_{\text{ბაზ}}}{P_0} = \frac{3.10^{-3}}{60.10^{-3}} = 0.05$, ანუ $\eta = 0.05 \cdot 100 = 5\%$

დენის მუდმივი შემდგენის მიერ კოლექტორზე გამოყოფილი სიმძლავრე $P_{\text{კა}} = I_{\text{კა}} \cdot U_{\text{კა}} = 6 \cdot 10^{-3} \cdot 7 = 42 \cdot 10^{-3} \text{ ვტ} = 42 \text{ მვტ.}$

რადგან $P_{\text{კა}} = 42 \text{ მვტ} < P_{\text{კ max}} = 150 \text{ მვტ}$ ტრანზისტორი იმუშავებს ნორმალურად, გადახურების გარეშე.

განვსაზღვროთ მაძლიერებელი კასკადის შესავალი წრედის პარამეტრები:

მაძლიერებელის შესავალი სიმძლავრე:

$$P_{\text{ა}} = \frac{I_{\text{აm}}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{\text{აm}}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} I_{\text{აm}} \cdot U_{\text{აm}} = \frac{1}{2} \cdot 0,02 \cdot 10^{-3} \cdot 45 \cdot 10^{-3} = 4,5 \cdot 10^{-6} \text{ ვტ} = 4,5 \text{ მკვტ}$$

თუ წანაცვლება განხორციელებულია დაფიქსირებული ბაზის დენით, მაშინ მაძლიერებელი კასკადის შესავლის წინააღობა

$$R_{\text{ა}} = \frac{U_{\text{აm}}}{I_{\text{აm}}} = \frac{45 \times 10^{-3}}{0,2 \times 10^{-3}} = 225 \text{ ომ.}$$

ასეთი წანაცვლების დროს ბაზის დენის სიდიდის განმსაზღვრელი $R_{\text{ბ}}$ წინააღობა

$$R_{\text{ბ}} = \frac{E_{\text{ბ}} - U_{\text{აA}}}{I_{\text{აA}}} = \frac{10 - 0,24}{0,3 \cdot 10^{-3}} = 32,5 \text{ კომ.}$$

თუ წანაცვლებას ვახორციელებთ დაფიქსირებული ბაზის პოტენციალით, მაშინ R_1, R_2 ძაბვის გამყოფი რეზისტორების წინააღობების სიდიდეებს შევარჩევთ შემდეგი გამოსახულების მიხედვით.

$$R_1 = \frac{E_{\text{ბ}} - U_{\text{აA}}}{I_{\text{აამ}} + I_{\text{აA}}}, \quad R_2 = \frac{U_{\text{აA}}}{I_{\text{აამ}}},$$

სადაც $I_{\text{აამ}}$ — ძაბვის გამყოფის მიერ კვების წყაროდან მოთხოვნილი დენია. ჩვეულებრივ აიღება $I_{\text{აამ}} = (0,5 \div 2) I_{\text{ბლას}}$,

$I_{\text{ბლას}}$ — აიღება ცნობარიდან კონკრეტული ტიპის ტრანზისტორისათვის. **MP42** ტიპის ტრანზისტორის $I_{\text{ბლას}} = 0,8 \text{ მა.}$

ავიღოთ $I_{\text{აამ}} \approx I_{\text{ბლას}} \approx 0,8$. მაშინ

$$R_1 = \frac{10 - 0,24}{0,3 \cdot 10^{-3} + 0,8 \cdot 10^{-3}} = \frac{9,76}{1,1 \cdot 10^{-3}} = 8,8 \cdot 10^3 \text{ ომ} = 8,8 \text{ კომ},$$

$$R_2 = \frac{0,24}{0,8 \cdot 10^{-3}} = 0,3 \cdot 10^3 \text{ ომ} = 0,3 \text{ კომ}$$

ასეთი სახის წანაცვლების შემთხვევაში მაძლიერებელი კასკადის შესავლის წინააღობა

$$R^I_{\text{ა}} \approx R_{\text{ა}} // R_2 = \frac{R_{\text{ა}} \cdot R_2}{R_{\text{ა}} + R_2} = \frac{225 \cdot 300}{225 + 300} \approx 130 \text{ ომ}$$

მაძლიერებელი ელემენტის სიგნალის წყაროსთან მაკავშირებელი C_1 გამყოფი კონდენსატორის ტევადობა განისაზღვრება შემდეგი პირობის გათვალისწინებით

$$\frac{1}{\omega_{\min} \cdot C_1} \approx \frac{R_{\text{ჰს}}}{10}.$$

აქედან

$$C_1 = \frac{10}{\omega_{\min} \cdot R_{\text{ჰს}}} \approx \frac{1}{2\pi f_{\min} R_{\text{ჰს}}}.$$

თუ წანაცვლება განხორციელებულია დაფიქსირებული ბაზის დენით, მაშინ

$$C_1 = \frac{10}{6,28 \times 80 \times 225} = 90 \cdot 10^{-6} \text{ ფ} = 90 \text{ მკფ}$$

როდესაც წანაცვლება განხორციელებულია დაფიქსირებული ბაზის პოტენციალით, მივიღებთ

$$C_1 = \frac{10}{6,28 \times 80 \times 130} = 150 \cdot 10^{-6} \text{ ფ} \approx 150 \text{ მკფ}$$

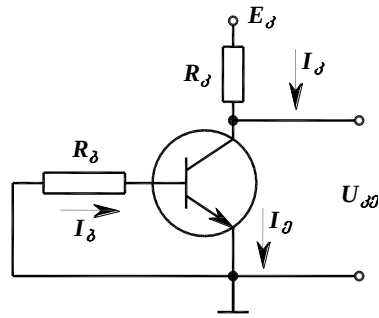
ამოცანები საშინაო დაფალებისათვის:

2.1 შეადგინეთ $p-n-p$ და $n-p-n$ ტიპის ტრანზისტორების საერთო ბაზით ჩართვის სქემები. აჩვენეთ მიერთებული ძაბვების პოლარობები ტრანზისტორის მუშაობის შემდეგი რეჟიმების უზრუნველსაყოფად: ა) აქტიური რეჟიმი ; ბ) გაჯერების რეჟიმი; გ) მოკვეთის რეჟიმი. აჩვენეთ თითოეული რეჟიმისთვის ემიტერის, კოლექტორის და ბაზის დენების მიმართულებები.

2.2 $n-p-n$ ტიპის ტრანზისტორი ჩართულია საერთო ბაზით. ძაბვა ემიტერსა და ბაზას შორის $U_{\text{გბ}} = -0,5_{\text{ვ}}$, ძაბვა კოლექტორსა და ბაზას შორის $U_{\text{კგ}} = 12_{\text{ვ}}$, განსაზღვრეთ ძაბვა კოლექტორსა და ემიტერს შორის.

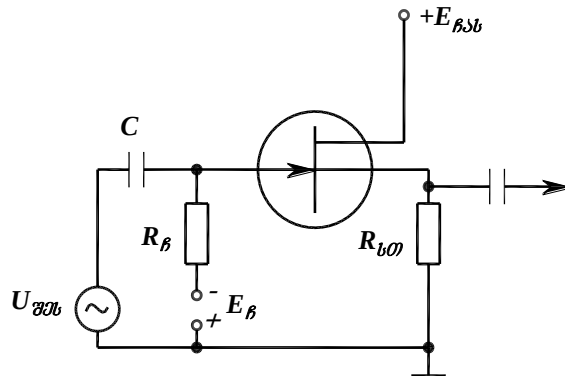
2.3 $p-n-p$ ტიპის ტრანზისტორი ჩართულია საერთო ემიტერით. ძაბვა ბაზასა და ემიტერს შორის $U_{\text{ბე}} = -0,8_{\text{ვ}}$, ძაბვა კოლექტორსა და ემიტერს შორის $U_{\text{კე}} = -10_{\text{ვ}}$. განსაზღვრეთ ძაბვა კოლექტორსა და ბაზას შორის.

2.4 წარმოდგენილ სქემაში გამოყენებულია ტრანზისტორი დენის გადაცემის კოეფიციენტით $\beta = 19$. სქემის ელემენტების მონაცემებია: $R_{\text{გ}} = 50 \text{ კომ}$; $R_{\text{კ}} = 10 \text{ კომ}$;

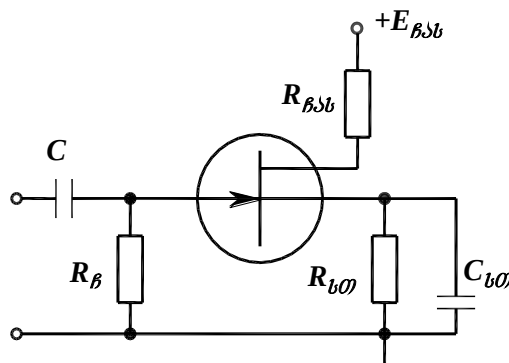


$E_б = 24\text{ В}$. განსაზღვრეთ ძაბვა კოლექტორსა და ემიტერს შორის.

2.5 საერთო სათავიანი მამოვრებელის ჩასადინარის დენი $I_б = 5\text{ მა}$, გადაცემის მახასიათებლის დახრილობა $S = 2\text{ მა/ვ}$; $R_{სთ} = 500\text{ ომ}$; $U_{R_{სთ}} = U_{სთ\text{ჩას}}$, განსაზღვრეთ შემდეგი სიდიდეები: $K_u, R_{ბაზ}, E_{ბას}$.

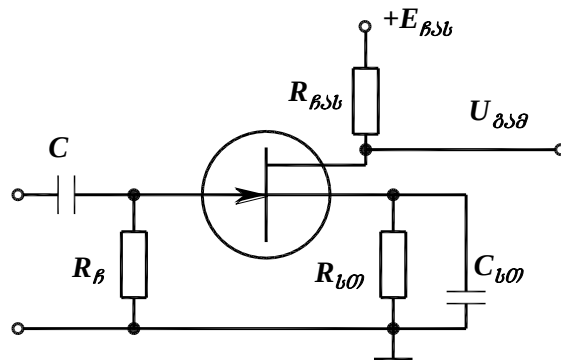


2.6 მაძლიერებელში, რომლის სქემაც ნახაზზეა ნაჩვენები $|U_{სთ}| = 2\text{ ვ}$ დროს ჩასადინარის დენი $I_{ბას} = 1\text{ მა}$, განსაზღვრეთ: ა) $R_{ბას}$ რეზისტორის წინაღობა, თუ ძაბვის ვარდნას $I_ბ R_б$ უგულებელვყოფთ; ბ) $E_б$ ძაბვა, თუ $R_{სთ} = 10\text{ კომ}$ და $U_{ბას\text{ სთ}} = 4\text{ ვ}$



2.7 n -არხიანი და მმართველი $p-n$ გადასასვლელიანი ველით მართული ტრანზისტორი ჩართულია მაძლიერებელ კასკადში. ტრანზისტორის მოკვეთის ძაბვა

$U_{\text{გოვ}} = -2\text{ვ}$, ჩასადინარის დენის მაქსიმალური მნიშვნელობა $I_{\text{ჩას}} \text{ max} = 1,8\text{მა}$. ცნობილია, რომ $E_{\text{ჩას}} = 20\text{ვ}$, $I_{\text{ჩას}} = 1\text{მა}$. ძაბვის გაძლიერების კოეფიციენტის მოდული $Ku = 10$. უნდა განისაზღვროს: ა) საკეტი – სათავის წანაცვლების ძაბვა $U_{\text{ჩსთ}}$; ბ) გადაცემის მახასიათებლის S დახრილობა მუშა წერტილში; გ) დატვირთვის წინაღობა ჩასადინარის წრედში $R_{\text{ჩას}}$; იგულისხმეთ რომ ტრანზისტორის შიგა წინაღობა $R_i \gg R_{\text{ჩას}}$ და C კონდენსატორის წინაღობა მუშა სიხშირეზე სიმცირის გამო შეიძლება უგულებელვყოთ.



2.8. მოახდინეთ საერთო ემიტერით ჩართული ტრანზისტორული მაძლიერებელი კასკადის გრაფო-ანალიზური გაანგარიშება №1 ცხრილის მონაცემების მიხედვით.

ტრანზისტორის ტიპი	გადაც. სტატ. კოეფიცი. β	კოლექტ. დასაშ. დენი I_c	დასაშვები ძაბვა $U_{კლ}$	ბაზის მაქს. დენი $I_{ბmax}$	კოლექტ. დას. სიმძლავრე $P_{კmax}$
1	2	3	4	5	6
КТ301 В, Д	20-60	10მს	20ვ	0,5მს	150მვტ
КТ301 А, Е	40-120	10მს	20ვ	0,25მს	150მვტ
КТ301 Б, Г	10-32	10მს	20ვ	1მს	150მვტ
КТ301 Ж	80-300	10მს	20ვ	0,125მს	150მვტ
КТ312 А	10-100	30მს	20ვ	3მს	225მვტ
КТ312 Б	25-100	30მს	35ვ	1მს	225მვტ
КТ312 В	50-280	30მს	20ვ	1,2მს	225მვტ
ГТ308 А	20-75	50მს	15ვ	2,5მს	150მვტ
ГТ308 Б	50-120	50მს	15ვ	1,0მს	150მვტ
ГТ308 В	80-200	50მს	15ვ	0,6მს	150მვტ
ГТ309 А, В, Д	20-70	10მს	10ვ	0,5მს	50მვტ
ГТ309 Б, Г, Е	60-180	10მს	10ვ	0,16მს	50მვტ
ГТ310 А, В, Д	20-70	10მს	6ვ	0,5მს	20მვტ
ГТ310 Б, Г, Е	60-180	10მს	6ვ	0,16მს	20მვტ
ГТ320 А	20-80	150მს	15ვ	7,5მს	200მვტ
ГТ320 Б	50-160	150მს	15ვ	3მს	200მვტ
КТ601 А	16	30მს	100ვ	2მს	500მვტ
КТ802 А	15-35	5 ამპერი	60ვ	0,35 ამპერი	50ვტ
КТ805 А	15	5 ამპერი	100ვ	0,35ამპ	30ვტ
КТ902 А	15	5 ამპერი	100ვ	0,35ამპ	30ვტ
КТ807 А	15-45	0,5 ამპერი	100ვ	35მს	10ვტ
П16	20	50მს	12ვ	2,5მს	200მვტ
П16 А	35	50მს	12ვ	1,5მს	200მვტ
П27	20	6მს	5ვ	0,3მს	30მვტ
П210	10	12 ამპერი	50ვ	1,2 ამპერი	45ვტ
П104	9	10მს	50ვ	1,1მს	150მვტ
П105	9	10მს	30ვ	1,1მს	150მვტ
ГТ322 А	30-100	10მს	10ვ	0,35მს	50მვტ
ГТ322 Б	50-120	10მს	10ვ	0,16მს	50მვტ

3. მართვის (საინფორმაციო) ელექტრონიკის ფუნქციური კვანძები ინტეგრალურ მიკროსქემებზე

შესავალი

ყოველი ავტომატური მართვის მოწყობილობა შედგება ურთიერთზემომქმედი ნაწილებისაგან, რომლებიც ანხორციელებენ ინფორმაციის მოპოვებას, გარდაქმნას, გადაცემას, ლოგიკურ დამუშავებასა და გამოყენებას სამართავ ობიექტებზე სათანადო რეაგირების მოსახდენად. ავტომატური მართვის მოწყობილობის შემადგენელ ნაწილებს, რომლებიც ასრულებენ ზემოთ აღნიშნულ ფუნქციებს, ხშირად მოიხსენიებენ ფუნქციური კვანძების სახელწოდებით.

შესავალი და გამოსავალი სიგნალების ხასიათიდან გამომდინარე ავტომატური მართვის მოწყობილობის ფუნქციური კვანძები იყოფა ორ ჯგუფად: ანალოგურ და დისკრეტულ კვანძებად. ეს ფუნქციური კვანძები შეიცავენ რამდენიმე ტიპურ ელექტრონულ ელემენტს. კერძოდ, ანალოგური ფუნქციური კვანძების აწეობა ძირითადად ხორციელდება ინტეგრალური მიკროსქემური შესრულების ოპერაციულ მაძლიერებლის გამოყენებით, ხოლო ლოგიკური ალგორითმის მიხედვით ინფორმაციის დამუშავების დისკრეტული ფუნქციური ელემენტები შესრულებულია ინტეგრალურ ლოგიკურ მიკროსქემებზე.

საკურსო სამუშაო ითვალისწინებს ოპერაციული მაძლიერებლისა და ლოგიკური მიკროსქემების გამოყენებით ზოგიერთი ფუნქციური ელემენტის აგებისა და გაანგარიშების ჩვენების დაუფლებას.

3.1. ოპერაციული მაძლიერებლები და მათი გამოყენების მაგალითები

ოპერაციულ მაძლიერებლებს (ომ) უწოდებენ ელექტრული სიგნალების ისეთ მაძლიერებლებს, რომელთა დანიშნულებაა ანალოგურ ელექტრულ სიდიდეებზე სხვადასხვა ოპერაციების შესრულება. თავდაპირველად ოპერაციულ მაძლიერებლებს იყენებდნენ ანალოგურ გამომთვლელ მანქანებში მათემატიკური ოპერაციების შესასრულებლად (შეკრება, გამოკლება, ინტეგრება, დიფერენცირება და სხვა). ისე როგორც ჩვეულებრივი მაძლიერებლები, ოპერაციული მაძლიერებლებიც ახდენდნენ შესავალი სიგნალის ძაბვის, დენის ან სიმძლავრის გაძლიერებას. განსხვავება კი იმაშია, რომ თუ ჩვეულებრივი მაძლიერებლების თვისებები და მაჩვენებლები მთლიანად

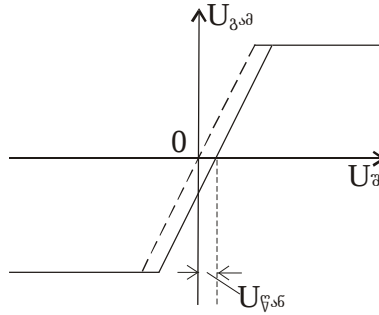
მათ სქემურ შესრულებაზე დამოკიდებული, ოპერაციულ მაძლიერებლების თვისებები დამოკიდებულია იმ უკუკავშირის წრედის მახასიათებელზე, რომლითაც ოპერაციული მაძლიერებელია აღჭურვილი ყოველ კონკრეტულ შემთხვევაში. ამიტომ ტრადიციული მათემატიკური ოპერაციების შესრულების გარდა, ოპერაციული მაძლიერებლების გამოყენებით შესაძლებელია მუდმივი და ცვლადი დენის მაძლიერებლების, აქტიური ფილტრების, პარმონიული და მართკუთხა რხევების გენერატორების, კომპარატორების და მრავალი სხვა ელექტრონული მოწყობილობის რეალიზაცია.

თანამედროვე ოპერაციული მაძლიერებლები შესრულებულნი არიან ინტეგრალური მიკროსქემის (**იმს**) სახით. მათი ხარისხობრივი მაჩვენებლები მნიშვნელოვნად ჯობნის დისკრეტული ტექნოლოგიის მიხედვით შესრულებული ანალოგის მაჩვენებლებს. ინტეგრალური შესრულების ოპერაციულ მაძლიერებლებს ხშირად განიხილავენ, როგორც მოწყობილობას, რომელიც თავისი თვისებებით უახლოვდება წარმოსახვით იდეალურ მაძლიერებელს.

ინტეგრალური მიკროსქემური შესრულების ოპერაციული მაძლიერებლის მიერ ამა თუ იმ ფუნქციის შესრულების სიზუსტე (ან ცდომილება) დამოკიდებულია გამოყენებული ოპერაციული მაძლიერებლების პარამეტრებზე.

ოპერაციული მაძლიერებლების **იმს** გააჩნია პარამეტრთა დიდი რაოდენობა, რომელთა დაჯგუფება შესაძლებელია მოვახდინოთ შემდეგნაირად: შესავალის პარამეტრები, გამოსავალის პარამეტრები, გადაცემის პარამეტრები, გარდამავალი პარამეტრები და კვების წრედის პარამეტრები.

შესავალის პარამეტრები. ამ ჯგუფის პარამეტრები დამოკიდებულია **იმს**-ის შესავალი დიფერენციალური კასკადის თვისებებზე. იმის გამო, რომ იდეალურად დაბალანსებული (სიმეტრიული) დიფერენციალური კასკადის მიღება შეუძლებელია, კასკადის ტრანზისტორების ბაზა-ემიტერის გადასასვლელთა საწყისი სიმშვიდის რეჟიმის ძაბვები ერთნაირი სიდიდის არ არის. ამიტომ, შესავალი სიგნალის ნულთან ტოლობის მიუხედავად, ძაბვა კასკადის გამოსავალზე ნულისაგან განსხვავებულია. ეს იმას ნიშნავს, რომ **იმს**-ის ამპლიტუდური (გადაცემის) მახასიათებელი წანაცვლებულია კოორდინატთა სათავის მიმართ (იხ. სურ). აქედან გამომდინარე, **იმს**-ის ერთ-ერთ მნიშვნელოვან პარამეტრს წარმოადგენს ნულის წანაცვლების ძაბვა $U_{\text{წან.}}$. ეს არის ძაბვის ის მნიშვნელობა, რომელიც უნდა მიეწოდოს **იმს**-ის შესავალს (ნიშნის გათვალისწინებით), რათა გამოსავალზე ძაბვა გახდეს ნულის ტოლი, როდესაც $U_{\text{წან.}} = 0$. ცხადია, იდეალურ ვარიანტში $U_{\text{წან.}} = 0$. რეალურ **იმს**-ში $U_{\text{წან.}}$ სიდიდე შეიძლება შეადგენდეს რამდენიმე ათეულ მილივოლტს.



$U_{წან}$. ძაბვა დამოკიდებულია ტემპერატურაზე. ამიტომ შესავალის შემდეგ პარამეტრად მიჩნეულია წანცვლების ძაბვის ტემპერატურული დრეიფი $\frac{\Delta U_{წ}}{\Delta T}$ ვ/°C. იდეალურ **ომ**-ში $\frac{\Delta U_{წ}}{\Delta T} = 0$, ხოლო რეალური **ომ**-ების $\frac{\Delta U_{წ}}{\Delta T}$ შეიძლება შეადგენდეს (1÷60) მკვ/კელ.

$U_{წან}$ ძაბვა შესავალ წრედში წარმოშობს დენს $I_{შ} = \frac{|I_{შ1}| + |I_{შ2}|}{2}$, რომელსაც შესავალის დენი ეწოდება.

$I_{შ}$ დენთან ერთად პარამეტრად გამოიყენება $\Delta I_{შ} = I_{შ1} - I_{შ2}$ დენი, რომელსაც სხვაობის შესავალი დენი ეწოდება. იდეალურ **ომ**-ში $I_{შ} = 0$ და $\Delta I_{შ} = 0$, ხოლო რეალური **ომ**-ების $I_{შ}$ და $\Delta I_{შ}$ დენები შეიძლება აღწევდეს რამდენიმე ასეულ ნანოამპერს (ნა).

$\Delta I_{შ}$ დენი ტემპერატურაზეა დამოკიდებული, ამიტომ **ომ**-ის შესავალი წრედის პარამეტრად გამოიყენება სხვაობის შესავალი დენის ტემპერატურული დრეიფი $\frac{\Delta I_{შ}}{\Delta T}$ ნა/°C.

ომ-ის შესავალი წრედის მნიშვნელოვანი პარამეტრებია შესავალის წინაღობა დიფერენციალური სიგნალის მიმართ $R_{შ} = \left| \frac{\Delta U_{შდ}}{\Delta I_{შ}} \right|$ (წინაღობა შესასვლელებს შორის მოდებული სიგნალის მიმართ) და შესავლის წინაღობა სინფაზური სიგნალის მიმართ $R_{შს}$ იდეალური **ომ**-ის $R_{შ} = \infty$. რეალური **ომ**-ის $R_{შ}$ შეიძლება შეადგენდეს (0.01 . . . 1000) მგომ.

ომ-ის შესავალის პარამეტრთა ჯგუფს მიეკუთვნება აგრეთვე დიფერენციალური და სინფაზური შესავალი ძაბვები.

ბამოსავალის პარამეტრები. ამ ჯგუფის პარამეტრები დამოკიდებულია **ომ**-ის ბამოსავალი კასკადის თვისებებზე.

გამოსავალის ერთ-ერთ ძირითად პარამეტრს წარმოადგენს გამოსავალი დენის მაქსიმალური მნიშვნელობა. ეს არის გამოსავალი დენის დასაშვები სიდიდე, ძაბვის მაქსიმალური მნიშვნელობისთვის ან დატვირთვის წინააღობის მინიმალური მნიშვნელობის დროს. გამოსავალის პარამეტრთა ჯგუფიდან მეორე მნიშვნელოვან პარამეტრს წარმოადგენს გამოსავალის წინააღობა R_g . იდეალური ომ-ის გამოსავალის წინააღობა $R_g=0$. თანამედროვე ომ-ების გამოსავალის წინააღობა არ აღემატება რამდენიმე ასეულ ომ-ს.

ომ-ის გამოსავალი წრედის მესამე მნიშვნელოვანი პარამეტრია გამოსავალი ძაბვის მაქსიმალური მნიშვნელობა წრფივი გაძლიერების დიაპაზონში – $U_{გამ. max}$. თანამედროვე ომ-თა უმრავლესობის $U_{გამ. max} = (10 \div 11)$ ვ.

ბაღაცემის პარამეტრები. ამ ჯგუფში შედის: ა) ძაბვის გაძლიერების კოეფიციენტი $K_{ომ} = \Delta U_{გამ} / \Delta U_{შდ}$ იდეალური ომ-ის გაძლიერების კოეფიციენტი უსასრულოდ დიდი სიდიდისაა. თანამედროვე ომ-ების გაძლიერების კოეფიციენტი მოთავსებულია ფარგლებში $10^3 \div 10^7$.

ბ) სინფაზური შესავალი ძაბვის შესუსტების კოეფიციენტი, რომელიც ეტოლება დიფერენციალური შესავალი სიგნალის გაძლიერების კოეფიციენტის შეფარდებას სინფაზური სიგნალის გაძლიერების კოეფიციენტთან: $K_{შსინ} = K_{დიფ} / K_{სინ}$ იდეალური ომ-ის $K_{შსინ} = \infty$, ხოლო რეალური ომ-ების $K_{შსინ} = (60 \div 120)$ დბ (დბ–დებიზები).

გ) ერთეული გაძლიერების შესაბამისი სიხშირე. ეს არის გასაძლიერებელი სიგნალის სიხშირის ის კრიტიკული მნიშვნელობა, რომლის დროსაც ომ-ის გაძლიერების კოეფიციენტი მცირდება ერთადე.

ბარდამავალი პარამეტრები. ამ ჯგუფის პარამეტრები ახასიათებენ ომ-ის დინამიკურ თვისებებს. ეს პარამეტრებია: ა) გამოსავალი ძაბვის ზრდის მაქსიმალური სიჩქარე V_{max} . ეს არის ომ-ის გამოსავალი ძაბვის ცვლილების უდიდესი სიჩქარე შესავალზე მართკუთხა ფორმის სიგნალის მოქმედების დროს. სხვადასხვა ტიპის თანამედროვე ომ-ების V_{max} შეადგენს $(0.1 \div 100)$ ვ/მკწმ.

ბ) გამოსავალი ძაბვის დამყარების დრო – $t_{დამყ}$. იგი განისაზღვრება დროის იმ ინტერვალს, რომელიც ესაჭიროება გამოსავალი ძაბვის დამყარებას $0.1 U_{გამ. max}$ –დან $0.9 U_{გამ. max}$ – მდე, შესასვლელზე ძაბვის ნახტომის დროს.

კვების წრედის პარამეტრები. ა) კვების წყაროს ძაბვა $\pm E$. ბ) კვების წყაროდან მოთხოვნილი დენი I_0 .

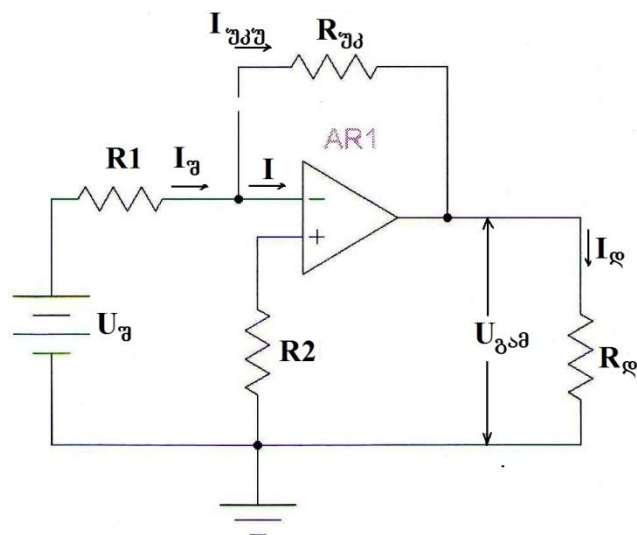
ფუნქციური შესაძლებლობების უნივერსალობის გამო, ინტეგრალურ ომ-ებს აქვთ უაღრესად ფართო გამოყენება თანამედროვე ელექტრონიკის მოწყობილობებში. განსაკუთრებით ფართოა ომ-ების გამოყენება მაინვერსირებელ, არამაინვერსირებელ მაძლიერებელ და მართკუთხა იმპულსთა მიმდევრობის მაფორმირებელ რგოლებად სხვადასხვა დანიშნულების მოწყობილობებში. ქვემოთ მოცემულია ასეთი ფუნქციური დანიშნულებების მქონე ოპერაციულ- მაძლიერებლიანი რგოლების გაანგარიშების მეთოდოლოგია.

3.1.1. მაინვერსირებელი მაძლიერებელი

მაინვერსირებელი მაძლიერებელი, რომლის სქემაც 3.1 ნახაზზე ნაჩვენებია, წარმოადგენს უარყოფითი უკუკავშირით აღჭურვილ ოპერაციულ მაძლიერებელს.

უარყოფითი უკუკავშირი განხორციელებულია $R_{უკ}$, $R1$ ძაბვის დამყოფით, რომელიც გამოსავალი ძაბვის ნაწილს აწვდის მაინვერსირებელ შესასვლელს. ნულის დაყენებისა და სიხშირული კორექციის წრედები ნახაზზე ნაჩვენებია არ არის. $U_{ფ}$ სიგნალი მიერთებულია საერთო საღტესა (ნული) და მაინვერსირებელ შესავალს შორის. არამაინვერსირებელი შესავალი $R2$ რეზისტორის საშუალებით მიერთებულია საერთო საღტესთან. დენის დრეიფის შემცირების მიზნით $R2$ რეზისტორის წინააღობა უნდა

შეირჩეს შემდეგი პირობის გათვალისწინებით: $R2=R1 \parallel R_{უკ} = \frac{R1 \cdot R_{უკ}}{R1 + R_{უკ}}$.



ნახ.3.1

მაინვერსირებელი მაძლიერებელის გაძლიერების კოეფიციენტი

$$K_{u.o} \approx -\frac{R_{\text{უკ}}}{R_{\text{გ}} + R_1}, \quad (3.1)$$

სადაც $R_{\text{გ}}$ – სიგნალის წყაროს შიგა წინაღობაა.

დატვირთვა $R_{\text{დ}}$ ჩაირთვება **ომ**-ის გამოსავლის გამომყვანსა და საერთო საღტეს შორის. **ომ**-ის გამოსავალ წრედში გამავალი დენი

$$I_{\text{გამ}} = I_{\text{დ}} + I_{\text{უკ}} = \frac{U_{\text{გამ}}}{R_{\text{დ}}} + \frac{U_{\text{გამ}}}{R_{\text{უკ}}}. \quad (3.2)$$

გამოსავალი დენის დასაშვები მნიშვნელობა (მითითებულია ყველა ტიპი **ომ**-ის ცნობარში) არ აღემატება რამდენიმე ათეულ მილიამპერს.

იდეალური **ომ**-ის გაძლიერების კოეფიციენტი $K_{\text{ომ}} = \infty$, შესავალის წინაღობა $R_{\text{შომ}} = \infty$, გამოსავლის წინაღობა $R_{\text{გამ.ომ}} = 0$. ამიტომ, თუ ვიგულისხმებთ, რომ გამოყენებული **ომ**-ი იდეალურია, მაშინ მაინვერსირებელი მაძლიერებლის შესავალი წინაღობა იქნება $R_{\text{შო}} = R_1$, ხოლო გამოსავლის წინაღობა $R_{\text{გამ.ო}} = 0$.

რეალური **ომ**-ის პარამეტრების გათვალისწინებით მაინვერსირებელი მაძლიერებლის შესავლის წინაღობა

$$R_{\text{შო}} = R_1 + \frac{R_{\text{შომ}} R_{\text{უკ}}}{R_{\text{შომ}} (1 + K_{\text{ომ}}) + R_{\text{უკ}}}, \quad (3.3)$$

სადაც $R_{\text{შომ}}$ – **ომ**-ის შესავალის რეალური წინაღობაა;

$K_{\text{ომ}}$ – **ომ**-ის გაძლიერების კოეფიციენტის რეალური მნიშვნელობაა.

მაინვერსირებელი მაძლიერებლის გამოსავლის წინაღობა

$$R_{\text{გამო}} = \frac{K_{\text{უო}}}{K_{\text{უომ}}} R_{\text{გამომ}}. \quad (3.4)$$

მაინვერსირებელი მაძლიერებლის გაძლიერების კოეფიციენტის დაზუსტებული სიდიდე

$$K_{\text{უო}} = \frac{-\frac{R_{\text{უკ}}}{R_1 + R_{\text{გ}}}}{1 + \frac{1}{K_{\text{უომ}}} \left(1 + \frac{R_{\text{უკ}}}{R_1 + R_{\text{გ}}} + \frac{R_{\text{უკ}}}{R_{\text{შომ}}} \right)}. \quad (3.5)$$

(3.5) გამოსახულება საშუალებას იძლევა დავადგინოთ ერთიდაიგივე ტიპის **ომ**-ის სხვადასხვა ეგზემპლარის $K_{\text{ომ}}$ და $R_{\text{შომ}}$ პარამეტრების გაბნევადობით გამოწვეული $K_{\text{უო}}$ სიდიდის ცდომილება, რომელიც აისახება გამოსავალი ძაბვის სიდიდეზე.

ცდომილებას, გამოსავალი ძაბვის სიდიდის დაფიქსირებისას, იწვევს აგრეთვე ნულის წანაცვლების ძაბვა – $U_{\text{წ}}$. მაინვერსირებელი მაძლიერებლის სტატიკური ცდომილების ძაბვა გაინისაზღვრება გამოსახულებიდან

$$U_{\text{გამ ცვ}} = U_{\text{წ}} \left(1 + \frac{R_{\text{შ}}}{R_1} \right) + I_{\text{ბო1}} \left(1 + \frac{R_{\text{შ}}}{R_1} \right) R_2 - I_{\text{ბო2}} R_{\text{შ}}, \quad (3.6)$$

სადაც $I_{\text{ბო1}}$, $I_{\text{ბო2}}$ – ინტეგრალური მიკროსქემის შესავალი დიფერენციალური კასკადის ტრანზისტორების ბაზის დენებია სიმჭიდვის რეჟიმში.

$$\text{თუ შესრულებული იქნება პირობა } R_2 \left(1 + \frac{R_{\text{შ}}}{R_1} \right) = R_{\text{შ}}, \text{ ე.ი. } R_2 = R_1 \parallel R_{\text{შ}}, \text{ მაშინ}$$

$$U_{\text{გამ ცვ}} = U_{\text{წ}} (1 + |K_{\text{uo}}|) + \Delta I_{\text{შ}} R_{\text{შ}}.$$

მაინვერსირებელი მაძლიერებლის სტატიკური ცდომილების ძაბვა დამოკიდებულია ტემპერატურაზე, რის გამოც ადგილი აქვს მაძლიერებლის გამოსავალი ძაბვის დრეიფს. გამოსავალი ძაბვის დრეიფი, ტემპერატურის 1°C -ით შეცვლის დროს, შეიძლება განისაზღვროს გამოსახულებიდან

$$\frac{\Delta U_{\text{გამ ცვ}}}{\Delta T} = \frac{\Delta U_{\text{წ}}}{\Delta T} (1 + |K_{\text{uo}}|) + \frac{\Delta I_{\text{შ}}}{\Delta T} R_{\text{შ}}, \quad (3.7)$$

სადაც $\frac{\Delta U_{\text{წ}}}{\Delta T}$ – წანაცვლების ძაბვის დრეიფია;

$$\frac{\Delta I_{\text{შ}}}{\Delta T} \text{ – სხვაობითი დენის დრეიფი.}$$

ეს სიდიდეები **ოზ**-ის პარამეტრებია და მოცემულია ცნობარებში

მაინვერსირებელი მაძლიერებლის დამატებითი ცდომილება წარმოიქმნება სქემის კვების წყაროს ძაბვის ცვლილების გამო. კვების წყაროს გავლენის შესაფასებლად შემოაქვთ კვების ძაბვის გავლენის შესუსტების კოეფიციენტი $K_{\text{კშ}}$, რომელიც **ოზ**-ის პარამეტრია და მოცემულია ცნობარებში. $K_{\text{კშ}}$ კოეფიციენტი წარმოადგენს კვების ძაბვის ნაზრდის შეფარდებას მის მიერ გამოწვეულ წანაცვლების ძაბვის ნაზრდთან, ე.ი.

$$K_{\text{კშ}} = 20 \lg \frac{\Delta E_{\text{ძ}}}{\Delta U_{\text{წ}}}.$$

მაბალითი

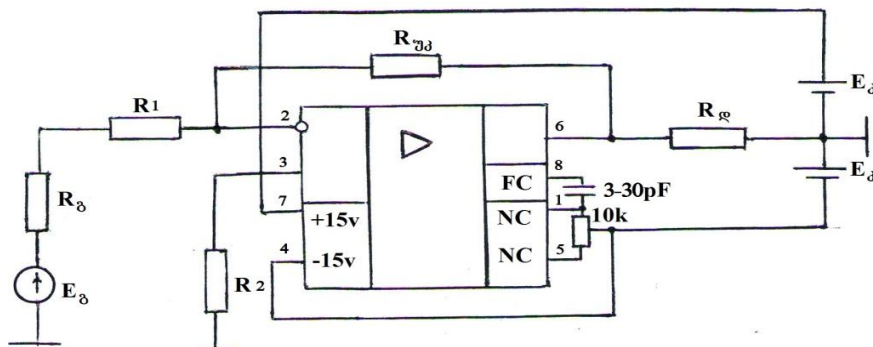
გავიანგარიშოთ მაინვერსირებელი მაძლიერებელი KP140UD7 ტიპის ოპერაციული მაძლიერებლის გამოყენებით. გადაცემის კოეფიციენტი $K_{\text{uo}}=10$.

დატვირთვის წინაღობა $R_{\text{დ}}=5$ კომ. შესავალის წინაღობა არაა ნაკლები 10კომ. – ზე. მაძლიერებელი მუშაობს სიგნალის წყაროზე, რომლის ემპ $E_{\text{გ}}=0,2$ ვ და შიგაწინაღობა $R_{\text{გ}}=1$ კომ.

განვსაზღვროთ მაძლიერებლის შესავალზე დაყვანილი ფარდობითი სტატიკური ცდომილება და დრეიფი, თუ $\Delta T = 20^{\circ}\text{C}$ და კვების წყაროს არასტაბილობა არის $\pm 10\%$.

ამოხსნა

პირველ რიგში შევადგინოთ მაინვერსირებელი მაძლიერებლის პრინციპული სქემა KP140UD7 ტიპის ინტეგრალური მიკროსქემის ბაზაზე.



გავიანგარიშოთ მიკროსქემაზე დამატებული გარეშე ელემენტების (კიდული ელემენტების) პარამეტრები. ეს ელემენტებია: R_1 , R_2 და R_0 რეზისტორები. როგორც ცნობილია მაინვერსირებელი ოპერაციული მაძლიერებლის ძაბვის გაძლიერების კოეფიციენტი $K_{uo} = -\frac{R_0}{R_1 + R_0}$. მოცემულობის თანახმად $R_0 = R_1 = 10$

კომ. მაშინ $R_0 = |K_{uo}| (R_1 + R_0) = 10(10 + 1) = 110$ კომ.

გამოსავალი ძაბვის დრეიფის შემცირების მიზნით R_2 რეზისტორის წინააღობის სიდიდეს შევირჩევთ შემდეგი გამოსახულების გამოყენებით

$$R_2 = (R_1 + R_0) \parallel R_0 = \frac{(R_1 + R_0)R_0}{R_1 + R_0 + R_0} = \frac{(10 + 1)110}{10 + 1 + 110} = 10 \text{ კომ.}$$

კიდული ელემენტების მოცემული პარამეტრების დროს ომ-ის გამოსავალი დენის სიდიდე იქნება

$$I_{0\text{ამ}} = \frac{U_{0\text{ამ}}}{R_0} + \frac{U_{0\text{ამ}}}{R_0} = |K_{uo}| \cdot E_0 \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_0} \right) = 10 \cdot 0,2 \left(\frac{1}{5 \cdot 10^3} + \frac{1}{110 \cdot 10^3} \right) = 0,42 \cdot 10^{-3} \text{ ა} = 0,42 \text{ მა}$$

ვინაიდან მოცემული ოპერაციული მაძლიერებლის გამოსავალი დენის მაქსიმალური მნიშვნელობა 20 მა-ის ტოლია, იგი იმუშავებს ნორმალურ თერმულ რეჟიმში.

შევაფასოთ მაძლიერებლის შესავალზე დაყვანილი გამოსავალი ძაბვის დრეიფი. ვიყენებთ გამოსახულებას

$$e_{\text{დრ}}^{\text{შ}} = \frac{\Delta U_{\text{გამცვლ}}}{\Delta T K_{uo}} = \frac{\Delta U_{\text{წ}}}{\Delta T} + \frac{\Delta \Delta I_{\text{შ}}}{\Delta T} (R1 + R_{\text{გ}}),$$

სადაც $\frac{\Delta U_{\text{წ}}}{\Delta T}$ – წანაცვლების ძაბვის ტემპერატურული დრეიფისა და $\frac{\Delta I_{\text{შ}}}{\Delta T}$ – შესავალი დენების სხაობის დენის ტემპერატურული დრეიფის მნიშვნელობებს ავიღებთ ცნობარიდან (ცხრილი 2, დანართი 3).

$$\frac{\Delta U_{\text{წ}}}{\Delta T} = 6 \text{ მკვ/}^{\circ} \text{C}, \quad \frac{\Delta \Delta I_{\text{შ}}}{\Delta T} = 0,46 \text{ ა/}^{\circ} \text{C} = 0,4 \cdot 10^{-3} \text{ მკა/}^{\circ} \text{C}.$$

$$\text{მაშინ } e_{\text{დრ}}^{\text{შ}} = 6 + 0,4 \cdot 10^{-3} \cdot (1 + 10) \cdot 10^3 = 10,4 \text{ მკვ/}^{\circ} \text{C}.$$

ვანგარიშობთ მაძლიერებლის ფარდობით სტატიკურ ცდომილებას შემდეგი გამოსახულებიდან

$$\delta_{\text{სტ}} = \frac{\Delta K_{uo}}{K_{uo}} + \frac{\Delta U_{\text{გამცვლ}}}{K_{uo} U_{\text{შეს max}}},$$

სადაც ΔK_{uo} – მაძლიერების კოეფიციენტის (ΔK_{uo}) ცვლილებაა გარემოს ტემპერატურის შეცვლის დროს.

მაძლიერებლის გამოსავალზე მიღებული ცდომილების ძაბვის სიდიდე

$$\Delta U_{\text{გამცვლ}} \approx \Delta U_{\text{გამცვლ}}^{\Delta T} + \Delta U_{\text{გამცვლ}}^{\Delta E_{\text{კ}}},$$

სადაც $\Delta U_{\text{გამცვლ}}^{\Delta T}$ – გამოსავალი ძაბვის ცვლილებაა გარემოს ტემპერატურის ΔT სიდიდით შეცვლის დროს;

$\Delta U_{\text{გამცვლ}}^{\Delta E_{\text{კ}}}$ – გამოსავალი ძაბვის ცვლილებაა კვების წყაროს ძაბვის შეცვლისას.

$$\Delta U_{\text{გამცვლ}}^{\Delta T} = e_{\text{დრ}}^{\text{შ}} \cdot \Delta T = 10,4 \cdot 20 \cdot 10 = 2080 \text{ მკვ/}^{\circ} \text{C} = 2,08 \text{ მვ/}^{\circ} \text{C}.$$

გამოსავალ ძაბვაზე კვების წყაროს ძაბვის ცვლილების გავლენის განსაზღვრას

$$\text{ვახდენთ კვების ძაბვის გავლენის შესუსტების კოეფიციენტის } K_{\text{კშ}} = 20 \ell g \frac{\Delta E_{\text{კ}}}{\Delta U_{\text{წ}}}$$

გამოყენებით, რომელიც მოცემულია **ოშ**-ის ინტეგრალური მიკროსქემის ცნობარებში და მოთავსებულია (60 ÷ 80) დეციბელის ფარგლებში. მოცემული ტიპის მიკროსქემის

$$K_{\text{კშ}} = 60 \text{ დბ, რაც იმას ნიშნავს, რომ } \frac{\Delta E_{\text{კ}}}{\Delta U_{\text{წ}}} = 10^3. \text{ აქედან } \Delta U_{\text{წ}} = \frac{\Delta E_{\text{კ}}}{10^3}.$$

მოცემულობის თანახმად კვების წყაროს ძაბვა იცვლება $\pm 10\%$ –ის ფარგლებში. მაშინ კვების წყაროს ძაბვის ცვლილების სრული დიაპაზონი იქნება

$$\Delta E_{\text{კ}} = \frac{E_{\text{კ}} \cdot 2 \cdot 10}{100} = \frac{15 \cdot 20}{100} = 3 \text{ ვ.}$$

მაშინ

$$\Delta U_{\text{წ}} = \frac{3}{10^3} = 3 \text{ მლვ.}$$

მაშასადამე, კვების წყაროს ძაბვის $\pm 10\%$ –ით ცვლილება გამოიწვევს გამოსავალი ძაბვის

$$\Delta U_{\text{გამცდ}}^{\Delta E_{\text{კ}}} = \Delta U_{\text{წ}} |K_{\text{უო}}| = 3 \cdot 10 = 30 \text{ მლვ}$$

შეცვლას.

ამრიგად, მაძლიერებლის გამოსავალზე მიღებული ცდომილების ძაბვის სიდიდე იქნება

$$\Delta U_{\text{გამცდ}} = 2,08 + 30 = 32,08 \text{ მლვ,}$$

მაძლიერებლის ფარდობითი სტატიკური ცდომილების გამოსახულებში შემავალი პირველი შესაკრები განისაზღვრება ომ-ის გაძლიერების კოეფიციენტის ტემპერატურული გრადიენტით, რომელიც სხვადასხვა ტიპის ომ-ის მიკროსქემებისათვის შეადგენს:

$$\frac{\Delta K_{\text{უომ}}}{K_{\text{უომ}} \Delta T} = (0,2 \div 0,4) \cdot 10^{-2} \text{ } 1/^{\circ} \text{C}.$$

შევირჩიოთ

$$\frac{\Delta K_{\text{უომ}}}{K_{\text{უომ}} \cdot \Delta T} = 0,4 \cdot 10^{-2} \text{ } 1/^{\circ} \text{C}.$$

ომ-ის უკუკავშირის წრედით აღჭურვისას, მაინვერსირებელი მაძლიერებლის სქემაში $\Delta T = 20^{\circ} \text{C}$ დროს გვექნება

$$\frac{\Delta K_{\text{უო}}}{K_{\text{უო}}} = \frac{\Delta K_{\text{უომ}}}{K_{\text{უომ}} \cdot \Delta T} \cdot \frac{\Delta T}{K_{\text{უომ}} / K_{\text{უო}}} = \frac{0,4 \cdot 10^2 \cdot 20 \cdot 10}{50 \cdot 10^3} = 0,16 \cdot 10^{-4}$$

მაშასადამე, საერთო სტატიკური ცდომილება ეტოლება

$$\delta_{\text{სტ}} = 0,16 \cdot 10^{-4} + \frac{32,08 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 0,2} = 0,16 \cdot 10^{-4} + 16,04 \cdot 10^{-3} = 16,056 \cdot 10^{-3}.$$

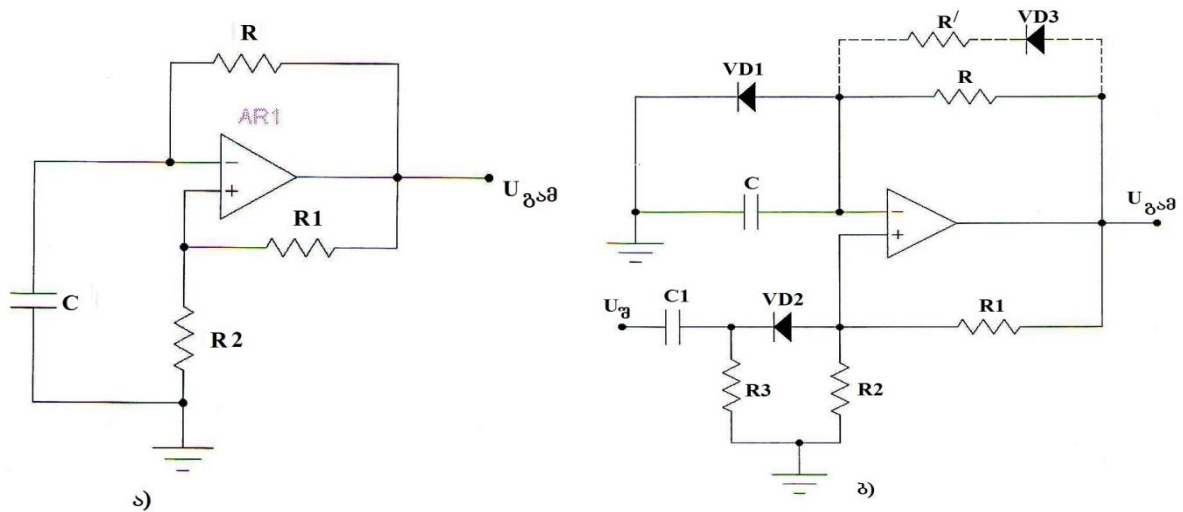
$$\delta\% = 1,6.$$

3.1.2. მართკუთხა იმპულსთა მიმღებრობის მაწოდმირბეპელი რბოლი (მულტივიბრატორი)

მულტივიბრატორი არის ელექტრონული გენერატორი, რომელიც მუდმივი ძაბვის მკევებავი წყაროს ენერგიის ხარჯზე გამომუშავებს მართკუთხა ფორმასთან მიახლოვებულ რხევებს. არსებობს თვითაღგზნებადი და მომლოდინე რეჟიმში მომუშავე მულტივიბრატორები.

პირველი სახის მულტივიბრატორი მუდმივი ძაბვის წყაროსთან მიერთებისთანავე გამომუშავებს რხევებს მართკუთხა ფორმის იმპულსთა მიმღევრობის სახით. მეორე სახის მულტივიბრატორში გამოსავალზე მართკუთხა იმპულსური ხასიათის სიგნალი გამომუშავედება სხვა წყაროდან მოსული იმპულსური სიგნალის ზემოქმედების შედეგად. ამ სახის მულტივიბრატორი ელოდება გარეშე სიგნალს და ყოველი ასეთი სიგნალის მოსვლის შედეგად მის გამოსავალზე წარმოიქმნება ერთი, მართკუთხა ფორმის, იმპულსური სიგნალი. ამიტომ ამ სახის მულტივიბრატორს ერთვიბრატორსაც უწოდებენ.

მულტივიბრატორები ადვილად რეალიზებადია ოპერაციული მაძლიერებლის ბაზაზე. ამისათვის საკმარისია ომ-ის მიკროსქემაზე რამდენიმე გარეშე კომპონენტის დამატება. 3.2 ნახაზზე ნაჩვენებია თვითაღგზნებადი და მომლოდინე რეჟიმში მომუშავე



ნახ.3.2

მულტივიბრატორების სქემური აგების პრინციპი ოპერაციული მაძლიერებლის გამოყენებით.

მაინვერსირებელი მაძლიერებლისგან განსხვავებით, სადაც **ომ**-ს მუშაობა უხდება წრფივი გაძლიერების რეჟიმში, მულტივიბრატორებში **ომ** მუშაობს გადართვების, კერძოდ, კომპარატორის რეჟიმში. **ომ**-ის მაინვერსირებელ და არამაინვერსირებელ შესასვლელზე პოტენციალთა გატოლების მომენტში იგი გადართვება დადებითი ან უარყოფითი გაჯერების მდგომარეობაში და გამოსასვლელზე აღმოჩნდება ან $+U_{\text{გამmax}}$, ანდა $-U_{\text{გამmax}}$.

თვითაღზნებად მულტივიბრატორში (ნახ3.2,ა) **ომ**-ის არამაინვერსირებელ შესასვლელზე **R1**, **R2** ძაბვის დამყოფით მიეწოდება უკუკავშირის ძაბვა

$$U_{\text{უკ}} = \pm \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{გამ.max}},$$

და განხორციელებულია დადებითი უკუკავშირი. მაინვერსირებელ შესასვლელზე კი მოქმედებს **C** კონდენსატორის დამუხტვა – განმუხტვის პროცესში არსებული ძაბვა. **C** კონდენსატორის ძაბვის **U_{უკ}**-ის ძაბვასთან ყოველი გატოლების დროს მულტივიბრატორი გადართვება ერთი კვაზიწონასწორული მდგომარეობიდან მეორე კვაზიწონასწორული მდგომარეობაში და გამოსავალზე ჩამოყალიბდება მართკუთხა ფორმის რხევითი ძაბვა. ამ ძაბვის სიხშირე პირველ რიგში განისაზღვრება $\tau = RC$ დროის მუდმივით. სიმეტრიული მულტივიბრატორის გამოსავალი ძაბვის სიხშირე

$$f = \frac{1}{2RC \ln(1 + 2R_2 / R_1)}. \quad (3.8)$$

თვითაღზნებად მულტივიბრატორისაგან განსხვავებით, მომლოდინე მულტივიბრატორის (ნახ3.2,ბ) გამოსავალზე მართკუთხა ფორმის იმპულსი ჩამოყალიბდება მხოლოდ იმ შემთხვევაში, თუ შესავალზე მოქმედებს ე.წ. გამშვები იმპულსი. ამ იმპულსის მოქმედებამდე სქემა იმყოფება მდგრადი წონასწორობის მდგომარეობაში და გამოსავალზე არსებობს $+U_{\text{გამmax}}$ ძაბვა. **VD1** დიოდი ღია მდგომარეობაშია და მაინვერსირებელ შესასვლელზე მოქმედებს რამდენიმე მეათედი ვოლტის ტოლი ძაბვა (ღია დიოდზე პირდაპირი ძაბვის ვარდნა). უარყოფითი გამშვები იმპულსის ზემოქმედების შემდეგ გაიღება **VD2** დიოდი და **ომ**-ის გამოსავალზე აღმოჩნდება $-U_{\text{გამmax}}$ ძაბვა. ამის გამო, ჩაიკეტება **VD1** დიოდი, ხოლო **C** კონდენსატორი იწყებს დამუხტვას ექსპონენციალური კანონით $\tau = RC$ დროის მუდმივას შესაბამისი სიხარით. როდესაც კონდენსატორის ძაბვა (ე.ი. ძაბვა მაინვერსირებელ შესავალზე) აბსოლიტური სიდიდით გადააჭარბებს არამაინვერსირებელ შესავალზე მოქმედი უკუკავშირის ძაბვის აბსოლუტურ სიდიდეს, სქემა უბრუნდება საწყის მდგომარეობას (ე.ი. **ომ**-ის გამოსავალზე კვლავ აღმოჩნდება $+U_{\text{გამmax}}$ ძაბვა). მაშასადამე, გამშვები იმპულსის ზემოქმედებისას სქემა ახალ მდგომარეობას ინარჩუნებს მხოლოდ გარკვეული დროის მანძილზე, რის შემდეგაც იგი

უბრუნდება საწყის მდგომარეობას. ამიტომ გამშვები იმპულსის ზემოქმედებისას წარმოქმნილ ახალ მდგომარეობას კვაზი მდგრადი მდგომარეობა ეწოდება. კვაზიმდგრადი მდგომარეობის დროს სქემის გამოსავალზე ჩამოყალიბდება მართკუთხა ფორმის იმპულსი, რომლის ხანგრძლიობა $\tau=RC$ დროის მუდმივას პროპორციულია. გამოსავალი იმპულსის ხანგრძლივობა

$$t_{\text{off}} \approx RC \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (3.9)$$

კვაზიმდგრადი მდგომარეობის შემდეგ სქემა ბრუნდება საწყის მდგრად მდგომარეობაში (აღიდგენს საწყის მდგომარეობას). საწყისი მდგომარეობის აღდგენის დრო

$$t_{\text{on}} \approx RC \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right). \quad (3.10)$$

ნახაზზე ნაჩვენები **VD1** დიოდის ჩართვის მიმართულების შემთხვევაში სქემის გაშვება ხდება უარყოფითი პოლარულობის შესავალი იმპულსით. თუ **VD1** დიოდი საწინააღმდეგო მიმართულებით ჩაერთვება, მაშინ საჭირო იქნება დადებითი პოლარულობის გამშვები იმპულსის მიწოდება, რასაც შეესაბამება გამოსავალზე მიღებული იმპულსის პოლარულობის შეცვლა.

სქემის ნორმალური ფუნქციონირებისათვის აუცილებელია t აღდ ნაკლები იყოს $\left(\frac{1}{f_{\text{max}}} - t_{\text{off}} \right)$ სიდიდეზე, სადაც f_{max} გამშვები იმპულსების მაქსიმალური სიხშირეა. იმ შემთხვევაში როდესაც t_{off} ტოლია ან აღემატება გამშვები იმპულსების პერიოდს, აუცილებელია (3.10) გამოსახულებაში $\tau=RC$ დროის მუდმივას შემცირება. ამ მიზნით R რეზისტორის პარალელურად რთავენ R' რეზისტორსა და **VD3** დიოდს, რომელიც ღიაა მხოლოდ აღდგენის ეტაპზე. ამ შემთხვევაში $\tau = C(R \parallel R')$. რაც შეეხება t_{off} -ს ის უცვლელი რჩება.

მაბალთი 1

გავიანგარიშოთ თვითაღზნებადი მულტივიბრატორი ოპერაციულ მაძლიერებელზე, რომელიც გამოიმუშავეს ნიშანცვლად მართკუთხა იმპულსურ ძაბვას: ამპლიტუდით $U_{\text{გამ}} \geq 8\text{ვ}$ და სიხშირით $f = 10\text{კჰც}$. დატვირთვის წინაღობა $R_{\text{დ}} = 10\text{კომ}$.

ამოხსნა

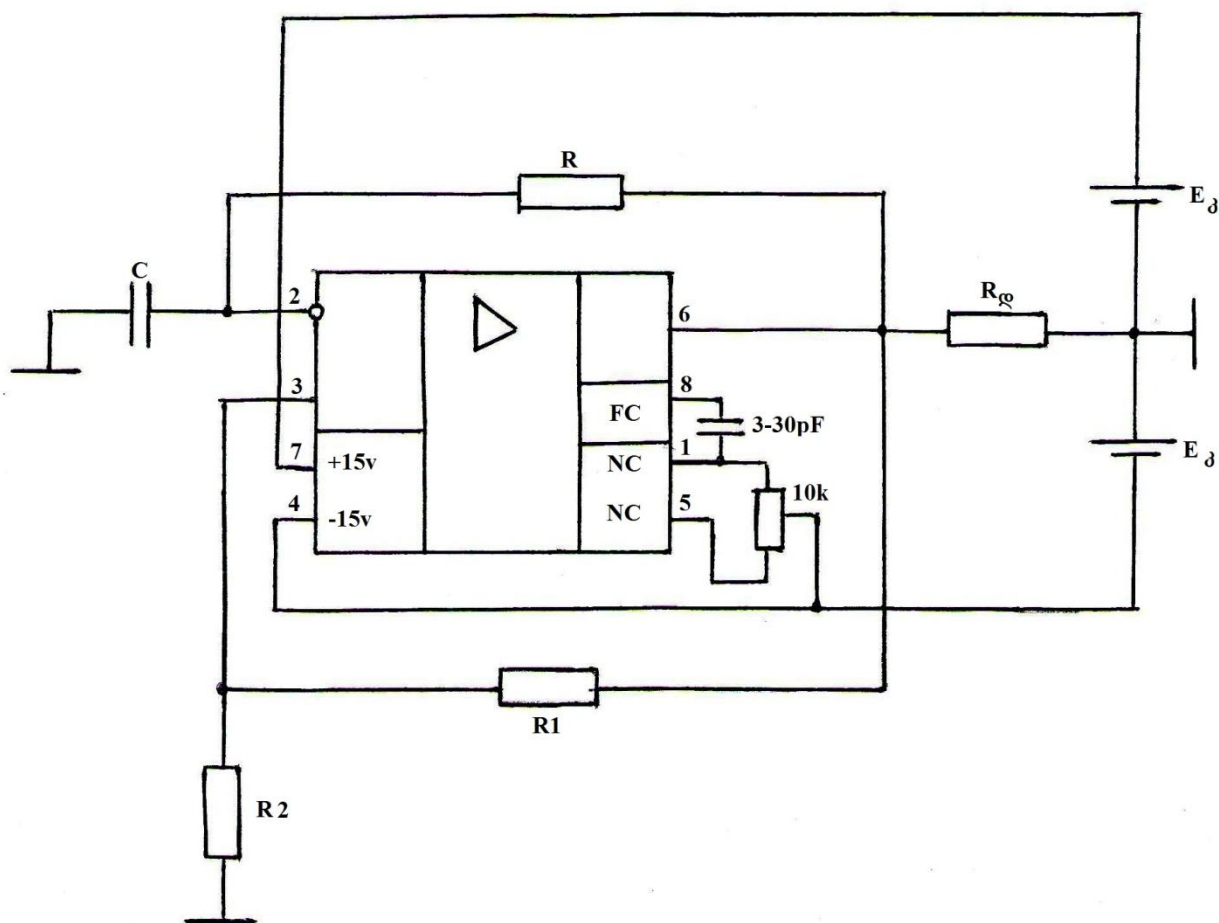
პირველ რიგში უნდა შევარჩიოთ ოპერაციული მაძლიერებლის ტიპი. ოპერაციული მაძლიერებლის ტიპის შერჩევისას უნდა ვიხელმძღვანელოთ შემდეგი ორი პირობით:

$$1) U_{\text{გამmax}} > U_{\text{გამ}}; \quad 2) 2U_{\text{გამmax}} / 0.1 \frac{T}{2} < V_{u \text{ max}}$$

მოცემულობის თანახმად: $U_{\text{გამ}} = 8\text{ვ}$; $T = 1/f = 1/10^4 = 0.0001\text{წმ} = 100\text{მკწმ}$.

მაშინ, თუ შევირჩევთ K140YД7 ტიპის ოპერაციულ მაძლიერებელს, რომლის გამოსავალი ძაბვის მაქსიმალური მნიშვნელობა $U_{\text{გამmax}} = 11.5\text{ვ}$, ხოლო $V_{u \text{ max}} = 10\text{ვ/მკწმ}$, ორივე პირობა შესრულდება, რადგან $2U_{\text{გამmax}} / 0.1 \cdot (T/2) = (2 \cdot 11) / (0.1 \cdot 50) = 4.4\text{ ვ/მკწმ} < V_{u \text{ max}} = 10\text{ვ/მკწმ}$.

ოპერაციული მაძლიერებლის ტიპის შერჩევის შემდეგ საჭიროა მულტივიბრატორის სქემის შედგენა და ომ-ის მიკროსქემაზე დამატებული სქემური კომპონენტების პარამეტრების განსაზღვრა.



R, R1,R2 კიდული რეზისტორების წინააღობებს ვირჩევთ შემდეგი პირობის გათვალისწინებით: $R_{\text{აომ}} \gg R$; $\frac{R_2}{R_2 + R_1} \ll 1$ და $R_2 \gg R_{\text{გამ.ომ}}$. რადგან $R_{\text{აომ}}=400$ კომ,

ავიღოთ $R=10$ კომ. რადგან $R_{\text{გამ.ომ}}=700$ ომ, ავიღოთ $R_2=10$ კომ, ხოლო $\frac{R_2}{R_2 + R_1} \ll 1$

პირობიდან გამომდინარე, ავიღოთ $R1=10$ $R2=100$ კომ.

ვიპოვოთ ოპერაციული მაძლიერებლის გამოსავალის დენი $I_{\text{გამომ}} = I_{\text{cmax}} + I_{\text{წან}} + I_{\text{დ}}$. კონდენსატორის გადამუხტვის დენის მაქსიმალური მნიშვნელობა

$$I_{\text{cmax}} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) U_{\text{გამ. max}}}{R} = \frac{\left(1 + \frac{10}{110}\right) 11,5}{10} = 1.25 \text{ მა}$$

$R1, R2$ რეზისტორებში გამავალი წანაცვლების დენი

$$I_{\text{წან}} = \frac{U_{\text{გამ max}}}{R_1 + R_2} = \frac{11,5}{100 + 10} = 0.104 \text{ მა}.$$

დატვირთვაში გამავალი დენი

$$I_{\text{დ}} = \frac{U_{\text{გამ. max}}}{R_{\text{დ}}} = \frac{11,5}{10} = 1.15 \text{ მა}.$$

მაშასადამე, $I_{\text{გამ.ომ}} = 1,25 + 0,104 + 1,15 = 2,504 \text{ მა}$

რადგან შერჩეული ომ-ის გამოსავალის დენის დასაშვები სიდიდე 20 მა-ის ტოლია, კიდული ელემენტების პარამეტრები სწორადაა შერჩეული. იმ შემთხვევაში, თუ $I_{\text{გამ.ომ}}$ -ის ნაანგარიშები სიდიდე ომ -ის დასაშვებ დენზე მეტი აღმოჩნდება, მაშინ უნდა გაიზარდოს R, R1, R2 რეზისტორების წინააღობები ან შეირჩეს სხვა ომ-ი.

ახლა ვიპოვოთ გამოსავალი ძაბვის სიხშირის განმსაზღვრელი C კონდენსატორის ტევადობა

$$C = \frac{1}{2 f R \ln(1 + 2 R_2 / R_1)} = \frac{1}{2 \bullet 10 \bullet 10^3 \bullet 10 \bullet 10^3 \ln(1 + \frac{2 \bullet 10}{100})} = 27 \text{ pF}.$$

მაბალითი 2

გავიანგარიშოთ მომლოდინე მულტივიბრატორი ოპერაციული მაძლიერებლის გამოყენებით, რომელიც გამოსავალზე იძლევა 20 ვ ამპლიტუდის და $t_{\text{იმ}} = 25$ მკწ ხანგძლივობის უარყოფითი ნიშნის იმპულსურ ძაბვას, თუ შესავალზე მოქმედებს $f_{\text{max}} = 33$ კჰც სიხშირის ხანმოკლე გამშვები იმპულსური სიგნალი. დროის დამკვეთი C

$$R=R_2=10\text{კომ}; R_1=100\text{კომ}.$$

ვიპოვოთ რეზისტორების შერჩეული პარამეტრების მიხედვით **ომ**-ის გამოსავალი დენი. იგი ნაკლები უნდა იყოს **ომ**-ის გამოსავალი დენის მაქსიმალურად დასაშვებ მნიშვნელობაზე, რომელიც ცნობარის მიხედვით 20 მა-ის ტოლია.

თუ ვიგულისხმებთ, რომ დატვირთვის წრედი გაწვევტილია ($R_d=\infty$), მაშინ $I_{\text{გამ}}=I_{\text{cmax}}+I_{\text{წან}}$.

გადამუხტვის პროცესში კონდენსატორის დენი იცვლება. მას მაქსიმალური მნიშვნელობა აქვს მულტივიბრატორის გადართვის მომენტში, როდესაც მაინვერსირებელ შესასვლელზე ძაბვა გაუტოლდება $\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{გამ max}}$ სიდიდეს. ამიტომ კონდენსატორის დენის მაქსიმალური მნიშვნელობა

$$I_{\text{c max}} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) |U_{\text{გამ max}}|}{R} = \left(1 + \frac{11,5}{10 + 100}\right) \bullet 11,5/10 = 1,1 \text{ მა}.$$

წანაცვლების დენი ეტოლება

$$I_{\text{წან}} = \frac{|U_{\text{გამ max}}|}{R_1 + R_2} = \frac{11,5}{110} = 0,01 \text{ მა}.$$

მაშინ $I_{\text{გამ}}=1,1+0,01=1,2\text{მა}$. როგორც ვხედავთ, შესრულდა პირობა $I_{\text{გამ}} < I_{\text{გამ.max}}$ ომ.

გამოსავალი იმპულსის ხანგძლივობის დამკვეთი კონდენსატორის ტევადობა

$$C = \frac{t_{\text{ომ}}}{R \ln\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} = \frac{25 \bullet 10^{-6}}{10 \bullet 10^3 \ln\left(1 + \frac{10}{100}\right)} = 27,5 \text{ ნფ}.$$

ვპოულობთ საწყისი მდგომარეობის აღდგენის დროს, რომელიც აუცილებელია $t_{\text{ომ}}=25\text{მკწმ}$ ხანგძლივობის გამოსავალი იმპულსების მისაღებად

$$t_{\text{აღ}} = \frac{1}{f_{\text{max}}} - t_{\text{ო}} = \frac{1}{33 \bullet 10^3} - 25 \bullet 10^{-6} = 30 \bullet 10^{-6} - 25 \bullet 10^{-6} = 5 \bullet 10^{-6} \text{წმ} = 5 \text{ მკწმ}$$

უარყოფითი უკუკავშირის წრედში ჩართული R წინაღობის სიდიდე, რომელიც უზრუნველყოფს $t_{\text{აღ}}=5 \text{ მკწმ}$ სიდიდეს, იანგარიშება გამოსახულებიდან

$$R = \frac{t_{\text{აღ}}}{C \ln\left(1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)} = \frac{5 \bullet 10^{-6}}{27,5 \bullet 10^{-9} \ln\left(1 + \frac{10}{110}\right)} = \frac{5 \bullet 10^3}{27,5 \bullet 0,086} = 2,1 \text{ კომ}.$$

ე.ი. აღდგენის სტადიაზე $R=10\text{კომ}$ -ის ნაცვლად აღნიშნული უკუკავშირის წრედში უნდა დარჩეს 2,1 კომის ტოლი წინაღობა. ამისათვის VD3 დიოდის დახმარებით, რომელიც

დია იქნება მხოლოდ აღდგენის სტადიაზე, R-ის პარალელურად უნდა მიერთდეს 2,7 კომ წინაღობა, რათა აღდგენის სტადიაზე უკუკავშირის წრედში აღმოჩნდეს 2,1 კომ-ის ტოლი წინაღობა.

3.2. ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემები და მათი გამოყენების მახასიათებლები

თანამედროვე ლოგიკური ელემენტები შესრულებულია სხვადასხვა სირთულის ინტეგრალური მიკროსქემების სახით, რომელთა შესაფასებლად გამოყენებულია პარამეტრთა საკმაოდ დიდი ჯგუფი. ეს პარამეტრებია:

- ლოგიკური ერთის შესაბამისი შესავალი ($U_{\text{შეს}}^I$) და გამოსავალი ($U_{\text{გამ}}^I$) ძაბვები – მიკროსქემის შესავალზე და გამოსავალზე ძაბვის მაღალი დონე;
- ლოგიკური ნულის შესაბამისი შესავალი ($U_{\text{შეს}}^0$) და გამოსავალი ($U_{\text{გამ}}^0$) ძაბვები – მიკროსქემის შესავალზე და გამოსავალზე ძაბვის დაბალი დონე;
- ლოგიკური ერთის შესაბამისი შესავალი ($I_{\text{შეს}}^I$) და გამოსავალი ($I_{\text{გამ}}^I$) დენები, აგრეთვე ლოგიკური ნულის შესაბამისი შესავალი ($I_{\text{შეს}}^0$) და გამოსავალი ($I_{\text{გამ}}^0$) დენები;
- ზღურბლური ძაბვა $U_{\text{ზღ}}$ – ძაბვა შესავალზე, რომლის დროსაც მიკროსქემის მდგომარეობა იცვლება საწინააღმდეგოთ;
- ინტეგრალური მიკროსქემის შესავალის წინაღობა – შესავალი ძაბვის ნაზრდის ფარდობა შესავალი დენის ნაზრდთან (განასხვავებენ $R_{\text{შეს}}^0$ და $R_{\text{შეს}}^1$) და გამოსავალი წინაღობა – გამოსავალი ძაბვის ნაზრდის შეფარდება გამოსავალი დენის ნაზრდთან (განასხვავებენ $R_{\text{გამ}}^0$ და $R_{\text{გამ}}^1$);
- სტატიკური ხელშეშლებისადმი მდგრადობა – სტატიკური ხელშეშლების მაქსიმალურად დასაშვები ძაბვა შესავალი ძაბვის მაღალი $U_{\text{ზღ}}^I$ და დაბალი $U_{\text{ზღ}}^0$ დონეების მიხედვით, რომლის დროსაც ჯერ კიდევ არ ხდება მიკროსქემის გამოსავალი ძაბვის დონის შეცვლა;
- საშუალო მოხმარებული სიმძლავრე $P_{\text{ოსაშ}} = (P_0^0 + P_0^1)/2$, სადაც P_0^0 , P_0^1 – მიკროსქემის მიერ მოხმარებული სიმძლავრეებია შესაბამისად ლოგიკური „0“ და ლოგიკური „1“ მდგომარეობის დროს გამოსავალზე;
- შესასვლელის მიხედვით გაერთიანების კოეფიციენტი $K_{\text{გაშ}}$, რომელიც გვიჩვენებს რამდენი ანალოგიური მიკროსქემის მიერთებაა შესაძლებელი

მოცემული მიკროსქემის შესასვლელზე და განსაზღვრავს ლოგიკური მიკროსქემის შესასვლელების რიცხვს;

- გამოსასვლელის მიხედვით განშტოების კოეფიციენტი $K_{\text{გ}}$, რომელიც გვიჩვენებს რამდენი ანალოგიური მიკროსქემის მიერთებაა შესაძლებელი მოცემული მიკროსქემის გამოსასვლელთან და განსაზღვრავს ლოგიკური ინტეგრალური მიკროსქემის დატვირთვის უნარიანობას;
- ინტეგრალური მიკროსქემის ლოგიკური „0“-დან ლოგიკურ „1“-ში გადართვის დაყოვნების დრო $t_{\text{გ}}^{0,1}$ და ლოგიკური „1“-დან ლოგიკურ „0“-ში გადართვის დაყოვნების დრო $t_{\text{გ}}^{1,0}$;
- გადართვის სიხშირე f ;
- კვების ძაბვის მაქსიმალური მნიშვნელობა $E_{\text{კ}}$.

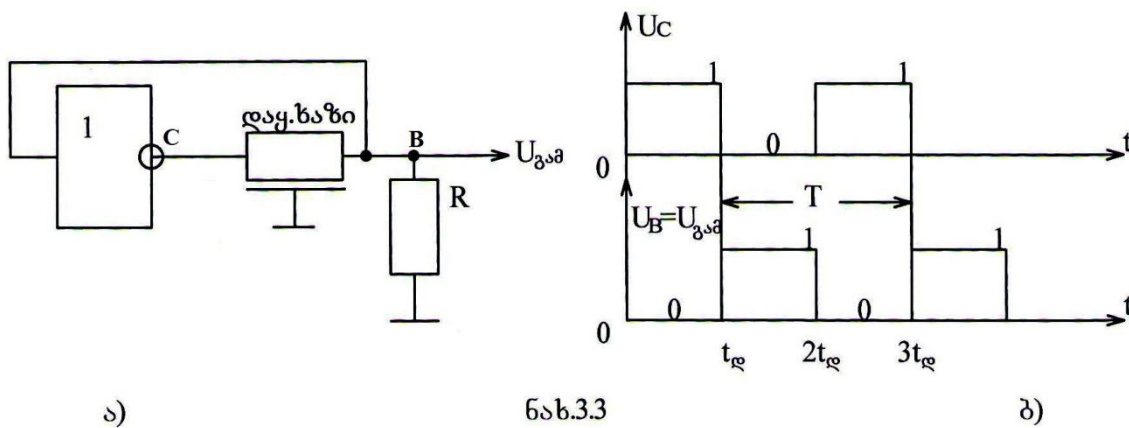
პრაქტიკაში ყველაზე ფართოდაა გავრცელებული ტრანზისტორულ-ტრანზისტორული ლოგიკიანი **(ტტლ)** ინტეგრალური მიკროსქემები. გამოშვებულია რამდენიმე ერთმანეთთან სრულად თავსებადი **(ტტლ)** მიკროსქემის სერია: უნივერსალური (133,155), მაღალი სწრაფქმედების (130,131), მცირე სიმძლავრის (134), შოტკის დიოდებით (530, KP531) და სხვა.

დანართში მოცემულია ზოგიერთი **ტტლ** ინტეგრალური მიკროსქემის სტრუქტურული აღნაგობა და მათი გრაფიკული წარმოდგენა. აქვე მოცემულია ამ ინტეგრალური მიკროსქემების პარამეტრების ცხრილი.

3.2.1. მულტივიბრატორები ციფრულ ინტეგრალურ მიკროსქემაზე

ანალოგური ინტეგრალური მიკროსქემის გარდა მულტივიბრატორებს აგებენ ლოგიკურ (ციფრულ) ინტეგრალურ მიკროსქემებზეც. ინფორმაციის გარდაქმნისა და დამუშავების ციფრული აპარატურის მულტივიბრატორის სქემებში გამოიყენება ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემები, ერთის მხრივ, ელემენტური ბაზის უნიფიკაციის მიზნით, მეორეს მხრივ, იმის გამო, რომ აღარ არის საჭირო ასეთი გენერატორის სიგნალის დონის შეთანხმება აპარატურის სხვა მოწყობილობების პოტენციალურ დონეებთან.

უმარტივეს შემთხვევაში მართკუთხა ფორმის ავტორხვევების მიღება შეიძლება, თუ **არა** – ლოგიკური ელემენტის (ე.ი. ინვერტორის) გამოსასვლელს მისივე შესასვლელთან შევაერთებთ დაყოვნების დამატებითი წრედის გავლით (ნახ.3.3,ა)

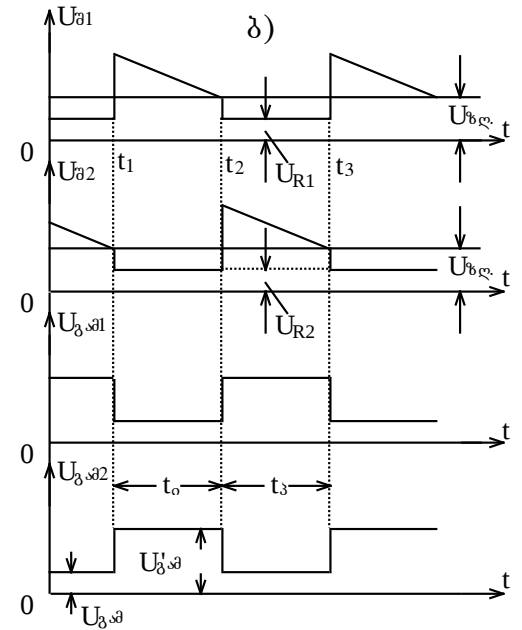
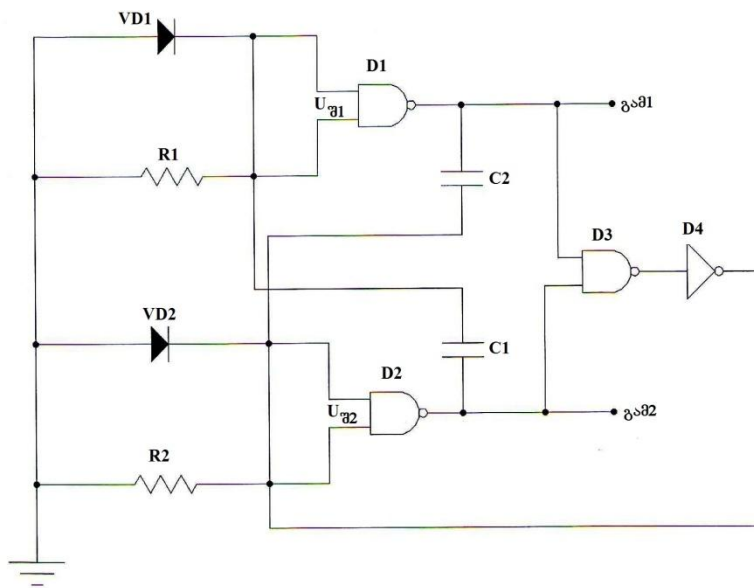


საწყის მომენტში ინვერტორის გამოსავალზე არის ლოგიკური “1” ($U_C=1$). C წერტილის მაღალი პოტენციალი, t_d დაყოვნების დროის შემდეგ, მიეწოდება სქემის გამოსავალს, რომელიც ინვერტორის გამოსავალს ჩააყენებს ლოგიკურ ნულში ($U_C=0$). t_d დაყოვნების დროის შემდეგ ნული გადის სქემის გამოსავალზე და ამის გამო, ინვერტორის გამოსავალზე კვლავ აღმოჩნდება ლოგიკური “1” და ა.შ. სქემის გამოსავალზე ჩამოყალიბდება მართკუთხა იმპულსთა მიმდევრობა, რომლის განმეორებადობის პერიოდი $T=2t_d$.

ავტორხევით რეჟიმში მომუშავე მულტივიბრატორის რეალურ სქემაში გამოყენებულია ორი, ჯვარედინ უკუკავშირებში ჩართული, ინვერტორი. დაყოვნების ხაზის ფუნქციას კი ასრულებს უკუკავშირის წრედში ჩართული კონდენსატორი (ნახ.3.4,ა).

სქემაში გამოყენებულია $D1$ და $D2$ და-არა ლოგიკური ელემენტები. მათი ინვერტორული ჩართვა მიღწეულია შესასვლელების გაერთიანებით. $R1$, $R2$ და $C1$, $C2$ სქემური კომპონენტები წარმოადგენენ ლოგიკური ელემენტების გადართვების დროის დამკვეთ და, მაშასადამე, გამოსავალზე მიღებული მართკუთხა იმპულსების სიხშირის განმსაზღვრელ ელემენტებს. $D3$ და $D4$ ლოგიკური ელემენტები ასრულებენ დამხმარე ფუნქციას. მათი დანიშნულებაა სქემის რბილი თვითაღზნების რეჟიმის შექმნა. სქემას შეუძლია ფუნქციონირება ამ ელემენტების გარეშეც.

ა)



ნახ.3.4

იმის გამო, რომ D1 და D2 ლოგიკური ელემენტები დადებით უკუკავშირიან ჩაკეტილ მარყუჟს წარმოქმნიან, სქემას არ შეიძლება გააჩნდეს მდგრადი მდგომარეობა. ჩაკეტილ მარყუჟში ერთ-ერთ მთავარ ფუნქციას ასრულებს კონდენსატორი. კერძოდ, კონდენსატორის დამუხტვა-განმუხტვის პროცესის ხანგრძლივობა განაპირობებს ცალკეული ლოგიკური ელემენტის “1” და “0”-ში ყოფნის ხანგრძლივობას. ძაბვა კონდენსატორზე, რომელიც ჩართულია ლოგიკურ “0”-ში მყოფი ელემენტის გამოსავალსა და ლოგიკურ “1”-ში მყოფი ელემენტის შესავალს შორის ($U_c = U_{გაგ} - U_{შეს}$), ახლოსაა ნულთან. ამ ელემენტის გადართვის შემდეგ, იგივე კონდენსატორი იწყებს დამუხტვას მეორე ლოგიკური ელემენტის შესავალის მიმდევრობით ჩართული რეზისტორის გავლით, რის გამოც ეს ლოგიკური ელემენტი გადაირთვება “0”-ში. ასე, მაგალითად, თუ t_1 მომენტამდე (ნახ 3.4,ბ) D2 ლოგიკური ელემენტი იმყოფება “0” მდგომარეობაში, მაშინ D1 ელემენტი იქნება “1” მდგომარეობაში, რადგან მის შესასვლელზე ძაბვა “0”-თანაა ახლოს. t_1 მომენტში კი მოხდება D2-ის “1” მდგომარეობაში გადართვა, რადგან C2 კონდენსატორის განმუხტვის შედეგად D2 ელემენტის შესავალის ძაბვა ($U_{ა2}$) გაუტოლდება ამ ელემენტის ამოქმედების ძაბვის ზღურბლურ მნიშვნელობას. ამის გამო, იწყება C1 კონდენსატორის დამუხტვა R1 რეზისტორის გავლით. დამუხტვის საწყის პერიოდში დენი მაქსიმალური მნიშვნელობისაა, ამიტომ D1-ის შესავალზე იმოქმედებს მაღალი დონის ძაბვა და გამოსავალზე იარსებებს ლოგიკური “0”. t_1 მომენტიდან დაწყებული $U_{ა1}$ იწყებს კლებას $\tau_1 = R1C1$ დროის მუდმივის მიხედვით. t_2 მომენტში $U_{ა1}$ გაუტოლდება D1 ინვერტორის ამოქმედების ძაბვის ზღურბლურ მნიშვნელობას და გადაირთვება “1” მდგომარეობაში.

ამჯერად $C2$ კონდენსატორი იწვებს დამუხტვას. $C2$ -ის დამუხტვის პროცესში U ახლა იწვებს კლებას $\tau_2=R2C2$ დროის მუდმივის მიხედვით. t_3 მომენტში მულტივიბრატორი კვლავ გადაირთვება ახალ მდგომარეობაში, რომლის დროსაც კვლავ იწვებს დამუხტვას $C1$ კონდენსატორი, ე.ი. ციკლი იწვებს განმეორებას.

გამოსავალზე მიღებული იმპულსის ხანგრძლივობა

$$t_{\text{ოგ}} \approx R_1 C_1 \ln \frac{U_{\text{გამ}}^1 - U_{\text{გამ}}^0 + U_{R1}}{U_{\text{ზღ}}} . \quad (3.11)$$

იმპულსთა შორის პაუზის ხანგრძლივობა

$$t_3 \approx R_2 C_2 \ln \frac{U_{\text{გამ}}^1 - U_{\text{გამ}}^0 + U_{R2}}{U_{\text{ზღ}}} , \quad (3.12)$$

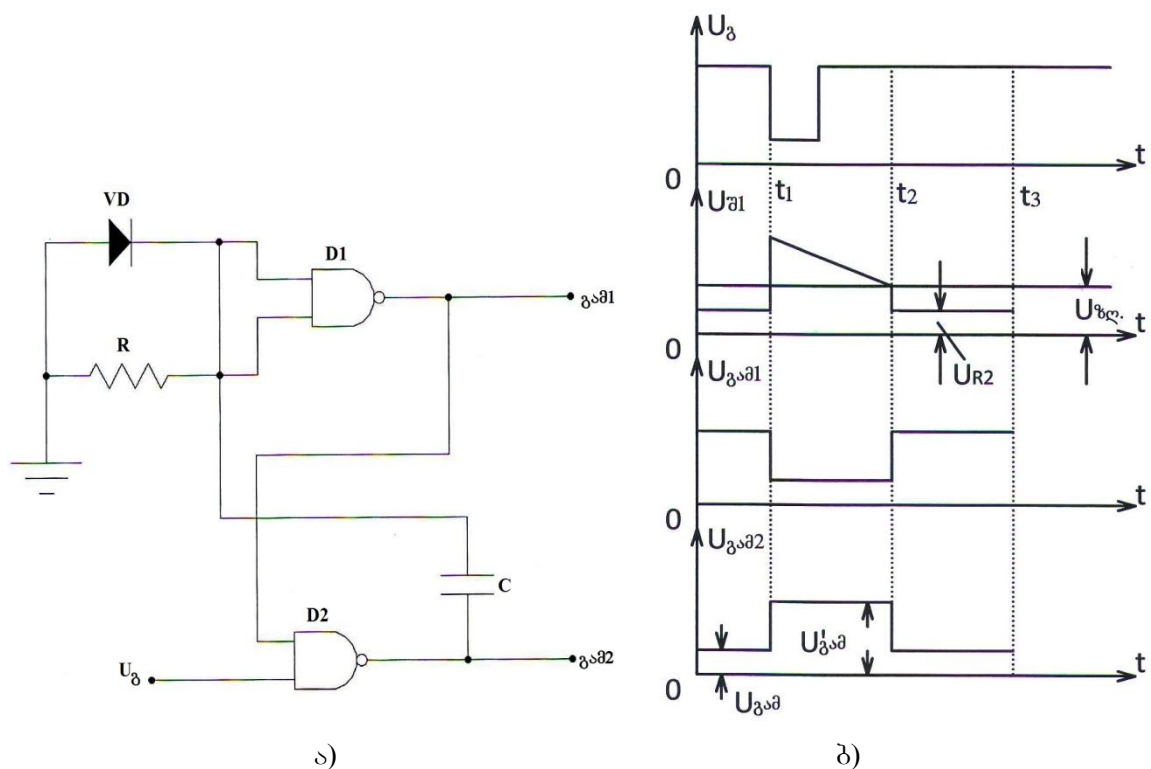
სადაც U_{R1} , U_{R2} – R_1 და R_2 რეზისტორებზე ძაბვის ვარდნებია: $U_{R1} = I_{\text{ოგ}} \cdot R_1$,

$U_{R2} = I_{\text{ოგ}} \cdot R_2$. $I_{\text{ოგ}}$ – მიკროსქემის შესავალი დენია შესავალი ძაბვის დაბალი დონის დროს.

გამოსავალი იმპულსური ძაბვის განმეორებადობის პერიოდი

$$T = t_{\text{ოგ}} + t_3 = \frac{1}{f} = (C_1 R_1 + C_2 R_2) \left[\ln \frac{U_{\text{გამ}}^1 - U_{\text{გამ}}^0 + U_{R1}}{U_{\text{ზღ}}} + \ln \frac{U_{\text{გამ}}^1 - U_{\text{გამ}}^0 + U_{R2}}{U_{\text{ზღ}}} \right] . \quad (3.13)$$

3.5,ა ნახაზზე ნაჩვენებია ლოგიკურ ელემენტებზე აგებული მომლოდინე რეჟიმში მომუშავე მულტივიბრატორის სქემა.



ნახ.3.5

სქემაში გამოყენებულია ორი და – არა ლოგიკური ელემენტი, რომელთაგან D1 – ის შესასვლელები გაერთიანებულია და მუშაობს ინვერტორად. მეორე ლოგიკური ელემენტის ერთი შესასვლელი მიერთებულია D1 –ის გამოსავალთან, ხოლო მეორე შესავალზე მოქმედებს გამშვები იმპულსური სიგნალი $U_{გ}$. საწყისი t_0 მდგომარეობის დროს D1 ლოგიკური ელემენტის შესავალზე მოქმედებს $U_{გ1}=U_R=I^0_{გ}$. R ძაბვა, რომელიც ამოქმედების ზღურბლურ მნიშვნელობაზე ნაკლებია (ნულთან ახლოსაა). ამიტომ, D1–ის გამოსავალი ძაბვა $U_{გამ1}=U_{გამ}$ (ე.ი. გამოსავალზე არის მაღალი დონე). მაშასადამე, t_0-t_1 შუალედში D2 ლოგიკური ელემენტის ორივე შესასვლელზე მოქმედებს პოტენციალის მაღალი დონე (ლოგიკური “1”). და–არა ლოგიკური ელემენტის მუშაობის ჭეშმარიტების ცხრილის თანახმად $U_{გამ2}=U^0_{გამ}$ (ამ გამოსავალზე არის ლოგიკური “0”)

t_1 მომენტში D2 ლოგიკური ელემენტის ერთ შესასვლელს მიეწოდება გამშვები იმპულსი (ლოგიკური “0”), რის გამოც იგი გადაირთვება ლოგიკურ “1”-ში. ძაბვის ნახტომი $\Delta U_{ლოგ}=U^1_{გამ}-U^0_{გამ}$ C კონდენსატორით მიეწოდება D1 ინვერტორის შესავალს და გადართავს მას ლოგიკურ “0”-ში.

t_1 მომენტიდან დაწყებული C კონდენსატორი იმუხტება. მისი დამუხტვის დროის მუდმივა $\tau=RC$. ასეთივე კანონით იწყებს $U_{გ1}$ ძაბვა კლებას. t_2 მომენტამდე სქემა იმყოფება ე.წ. კვაზიმდგრად მდგომარეობაში. t_2 მომენტში ადგილი აქვს სქემის გადართვას საწყის მდგრად მდგომარეობაში, რადგან ამ დროს $U_{გ1}$ შემცირდება $U_{ზღ}$ ძაბვამდე, რის გამოც D1 გადაირთვება ლოგიკურ “1”-ში. ეს კი, თავის მხრივ, გამოიწვევს D2–ის დაბრუნებას ლოგიკურ “0”-ში. მდგრად მდგომარეობაში დაბრუნების შემდეგ, სქემა ელოდება ახალი გამშვები იმპულსის მოსვლას, ამიტომ ასეთი სახის გენერატორს მომლოდინე რეჟიმში მომუშავე მულტივიბრატორი ეწოდება. ასეთი მულტივიბრატორი ყოველი გამშვები იმპულსის საპასუხოდ გამოიმუშავებს ერთ იმპულსს. ამის გამო, მას ხშირად ერთვიბრატორსაც უწოდებენ. ერთვიბრატორის მიერ გამოიმუშავებული იმპულსის ხანგძლივობა განისაზღვრება შემდეგი გამოსახულების მიხედვით

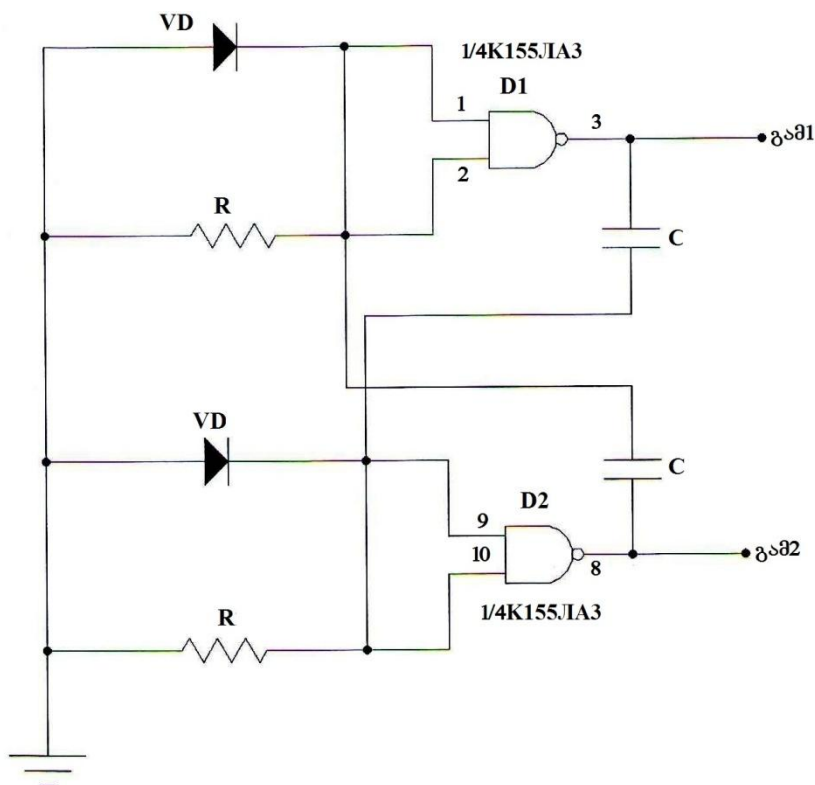
$$t_{0გ} \approx RC \ln \frac{U^1_{გამ} - U^0_{გამ} + U_R}{U_{ზღ}} \quad (3.14)$$

მაბალითი 1

დავაპროექტოთ ავტორხევითი მულტივიბრატორი 155 სერიის ინტეგრალურ მიკროსქემაზე, რომლის მუშა სიხშირე $f=5$ კჰც. გამოსავალი იმპულსების სიძენხრე $Q=2$.

ამოხსნა

პირველ რიგში შევადგინოთ ავტორხვევითი მულტივიბრატორის სქემა. ვიყენებთ K155IA3 ტიპის მიკროსქემას, რომელიც შეიცავს ოთხ 2-შესასვლელიან და-არა ლოგიკურ ელემენტს.



განვსაზღვროთ გამოსავალი ძაბვის იმპულსის ხანგრძლივობა. ამისათვის გამოვიყენოთ გამოსავალი ძაბვის იმპულსების სიმეჩხრის ფორმულა $Q=T/t_{0\Phi}$. აქედან $t_{0\Phi}=T/Q$, სადაც T იმპულსთა განმეორებადობის პერიოდია.

$$T=1/f=1/5\cdot 10^3=0.2 \cdot 10^{-3}\text{წმ}=0.2\text{მწმ}.$$

$$\text{მაშასადამე, } t_{0\Phi}=0.2/2=0.1\text{მწმ}.$$

იმის გამო, რომ $Q=2$, იმპულსებს შორის პაუზის ხანგრძლივობა იმპულსის ხანგრძლივობის ტოლია ($t_z = t_{0\Phi} = 0.1\text{მწმ}$), მულტივიბრატორის სქემაში $R_1=R_2=R$.

R რეზისტორის წინააღობის სიდიდის შერჩევა უნდა მოვახდინოთ შემდეგი ორი პირობის გათვალისწინებით: $R \gg R_{\text{გამ}}$ და $R < R_{\text{max}}$.

$R_{\text{გამ}}$ – მიკროსქემის გამოსავლის წინააღობაა გამოსავალი ძაბვის მაღალი დონის დროს. $R_{\text{გამ}}=0.2$ კომ (აიღება ცნობარიდან).

R_{max} – რეზისტორის მაქსიმალური წინააღობაა, რომლის დროსაც მულტივიბრატორი კარგავს ფუნქციონირების უნარს. ამ წინააღობას ვანგარიშობთ შემდეგი გამოსახულების გამოყენებით:

$$R_{\max} = \frac{U_{\text{ზლ}} R_{\text{მ}}}{E_{\text{კვ}} - U_{\text{ბე}} - U_{\text{ზლ}}},$$

სადაც $U_{\text{ზლ}}$ – ზღურბული ძაბვაა. $U_{\text{ზლ}} = 1,4$ ვ;

$R_{\text{მ}}$ – მიკროქემის შესავალის წინაღობაა, $R_{\text{მ}} = 4$ კომ (ცნობარიდან);

$E_{\text{კვ}} = 5$ ვ – მიკროსქემის კვების წყაროს ძაბვაა;

$U_{\text{ბე}} = 0,7$ ვ – მიკროსქემის შესავალ ტრანზისტორზე ძაბვის ვარდნაა (ცნობარიდან);

$$R_{\max} = \frac{1,4 \bullet 4}{5 - 0,7 - 1,4} = \frac{1,4 \bullet 4}{2,9} \approx 2 \text{ კომ}$$

ზემოთ დასახელებული პირობების გათვალისწინების შედეგად შევირჩიეთ $R = 1,5$ კომ.

ვიპოვოთ $C_1 = C_2 = C$ კონდენსატორის საჭირო ტევადობა

$$C = \frac{t_{\text{იმ}}}{R \ln \frac{U_{\text{ბამ}}^1 - U_{\text{ბამ}}^0 + U_R}{U_{\text{ზლ}}}},$$

სადაც U_R - R წინაღობაზე ძაბვის ვარდნაა. $U_R = I_{\text{მ}} R$.

$$I_{\text{მ}} = \frac{E_{\text{კვ}} - U_{\text{ბე}}}{R_{\text{მ}} + R} = \frac{5 - 0,7}{4 + 1,5} = \frac{4,3}{5,5} \approx 0,8 \text{ მა}.$$

$$U_R = 0,8 \bullet 1,5 = 1,2 \text{ ვ},$$

მაშინ

$$C = \frac{0,1 \bullet 10^{-3}}{1,5 \bullet 10^3 \ln \frac{2,4 - 0,4 + 1,2}{1,4}} \approx 0,1 \text{ მკფ}.$$

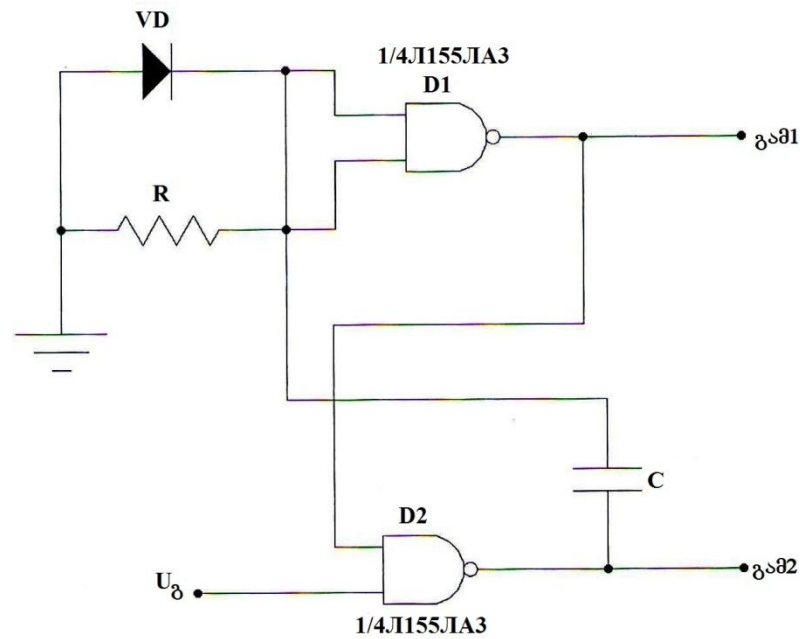
მაბალითი 2

დავაპროექტოთ მონოვიბრატორი 155 სერიის ციფრულ ინტეგრალურ მიკროსქემაზე. მონოვიბრატორმა უნდა გამოიმუშაოს 70 მკწმ ხანგრძლივობის გამოსავალი იმპულსების თანამიმდევრობა.

ამოხსნა

შევადგინოთ მონოვიბრატორის სქემა 1551A3 მიკროსქემის ბაზაზე. მონოვიბრატორის სქემაში ვიყენებთ მიკროსქემის ორ 2-შესასვლელიან და-არა ლოგიკურ ელემენტს.

დავადგინოთ სქემის კიდული ელემენტების პარამეტრები.



კონდენსატორის ტევადობას ვსაზღვრავთ გამოსახულებიდან

$$t_o = RC \ln \frac{U_{\text{გამ}}^1 - U_{\text{გამ}}^0 + U_R}{U_{\text{ზღ}}}$$

აქედან

$$C = \frac{t_o}{R \ln \frac{U_{\text{გამ}}^1 - U_{\text{გამ}}^0 + U_R}{U_{\text{ზღ}}}}$$

R წინააღობას შევირჩევთ ორი პირობის გათვალისწინებით: $R \gg R_{\text{გამ}}^1$ და $R < R_{\text{max}}$

$$R_{\text{max}} = \frac{U_{\text{ზღ}} \cdot R_{\text{გ}}}{E_{\text{გ}} - U_{\text{ბე}} - U_{\text{ზღ}}} = \frac{1.3 \cdot 4}{5 - 0.7 - 1.3} = \frac{5.2}{3} = 1.7 \text{ კომ}$$

შევირჩიოთ $R = 1.5 \text{ კომ}$.

$$U_R = I_{\text{გ}} \cdot R.$$

$$I_{\text{გ}} = \frac{E_{\text{გ}} - U_{\text{ბე}}}{R_{\text{გ}} + R} = \frac{5 - 0.7}{4 + 1.5} \approx 0.78 \text{ მა.}$$

მაშინ, $U_R = 0.78 \cdot 1.5 = 1.17 \text{ ვ.}$

$$C = \frac{70 \cdot 10^{-6}}{1.5 \cdot 10^3 \ln \frac{2.3 - 0.45 + 1.17}{1.3}} = \frac{70 \cdot 10^{-6}}{1264} = 0.055 \text{ მკფ.}$$

დანართები

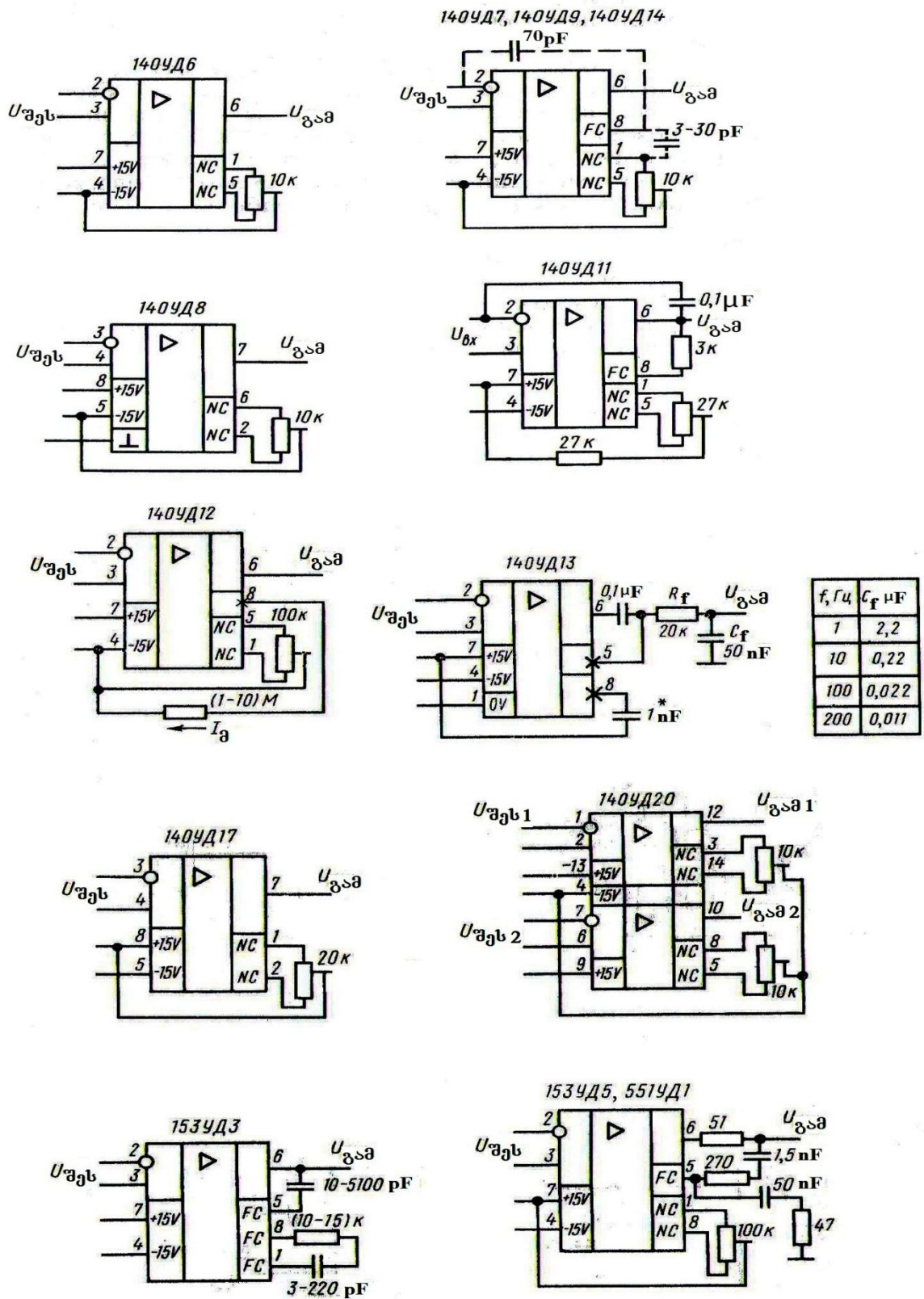
ღანართი 1

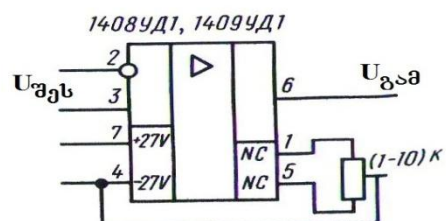
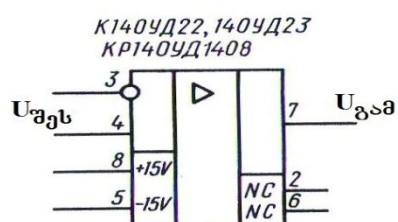
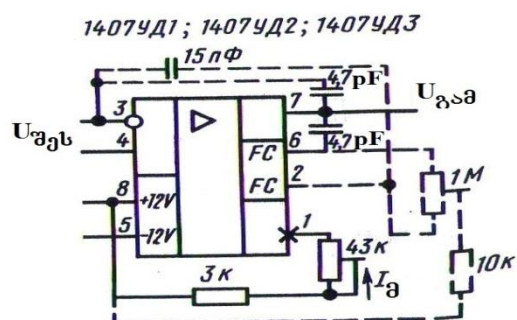
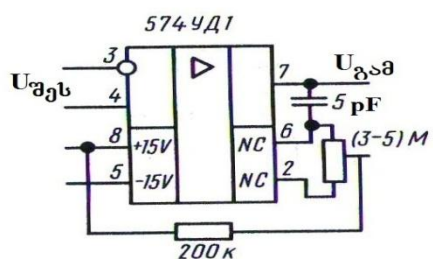
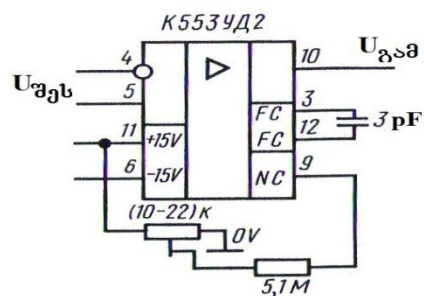
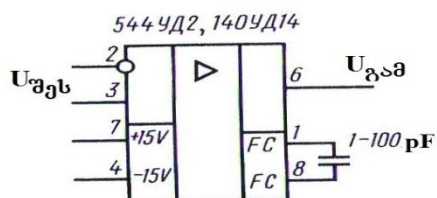
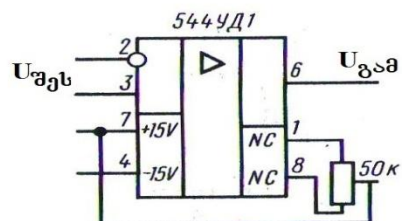
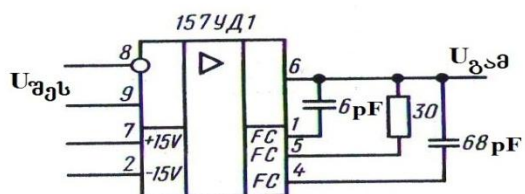
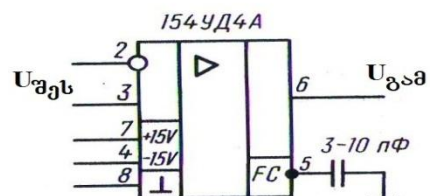
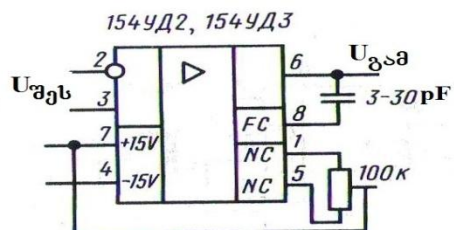
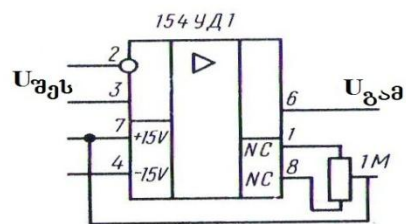
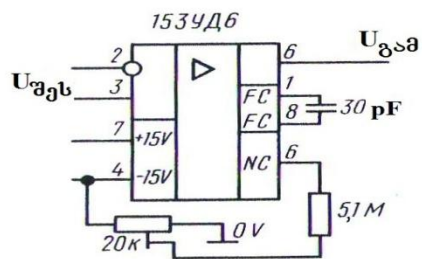
ცხრილი 1

მიკროსქემის ტიპი	ფუნქციური ანალოგი
ოპერაციული მაძლიერებლები	
KP140YД1	μA702
KP140YД5	-
KP140YД6	MC1456
KP140YД7	μA741
KP140YД8	μA740
K140YД11	LM318
KP140YД1208	μA776
KP140YД9	-
K140YД13	-
KP140YД14	LM308
K140YД17	OP 07E
KP140YД18	-
KP140YД20	μA747
140YД21	-
K140YД22	-
140YД23	LF157
140YД24	ICL7650
140YД26	OP37
140YД27	OP27v
154YД1	HA2700
154YД2	AD507. HA2530
154YД3	AD509
K157YД3	-
K1401YД1	LM2900
K1401YД2	-
K1401YД3	-
K1401YД4	-
KP1407YД1	-
KP1407YД2	-

დანართი 2

ოპერაციული მაძლიერებლების ჩართვის სქემები





დანართი 3

ზოგადი დანიშნულების ომ-ის პარამეტრები

ცხრილი 2

პარამეტრი	KP140YD1	K140YD5	K140YD6	K140YD7	K140YD8	K140YD9	K544YD1	K553YD1	K553YD2	K140YD14	K1409YD1
გამლიერების კოეფიციენტი $K_u \times 10^3$	2	1	70	50	50	35	50	25	20	50	20
ნულის წანაცვლების ძაბვა $U_{\text{წან}}$, მლვ	7	5	5	4	20	5	15	5	7,5	2	15
წანაცვლების ძაბვის დრეივი $\Delta U_{\text{წან}} / \Delta T, \text{მკვ}/^\circ C$	20	-	20	6	50	35	20	0	1,5	-	-
შესავალი დენები $I_{\text{შეს}}$, ნა	$8 \cdot 10^3$	10^4	30	200	0,2	100	0,15	200	1500	2	2
შესავალი დენების სხვაობა $\Delta I_{\text{შეს}}$, ნა	$1,5 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3$	10	50	0,15	-	0,05	50	500	0,2	1,2
შესავალი დენების სხვაობის დრეივი $\Delta \Delta I_{\text{შეს}} / \Delta T, \text{ნა}/^\circ C$	30	-	0,1	0,4	-	1,5	-	-	-	-	0,02
ერთეულოვანი გამლიერების სიხშირე f_1 , მგჰც	5	14	1	0,8	1	-	1	-	1	0,3	-
გამოსავალი ძაბვის ზრდის სიჩქარე $V_{\text{უგამ}}$, ვ/მვწმ	0,5	6	2,5	10	5	5	2	-	0,5	-	4
სინფაზური სიგნალის შესუსტების კოეფიციენტი $K_{\text{შსინ}}$, დბ	60	60	80	70	64	80	70	80	70	85	-
მაქსიმალური გამოსავალი დენი $I_{\text{გამ max}}$, მა	3	3	25	20	20	22	20	2კ***	2კ***	20	1,8კ***
მაქსიმალური გამოსავალი ძაბვა $U_{\text{გამ max}}$, ვ	6	6,5	11	11,5	10	10	10	10	10	13	18
მაქსიმალური შესავალი ძაბვა $U_{\text{შეს max}}$, ვ	1,5	3	15	12	10	7	10	5	10	10	10
შესავალის წინაღობა, მგომ	-	-	2	0,4	10	0,3	10	0,2	0,3	30	-
გამოსავალის წინაღობა, ომ	700	700	700	700	700	100	100	200	100	200	300

ცხრილი 2-ის დამთავრება

პარამეტრები	KP140YD1	K140YD5	K140YD6	K140YD7	K140YD8	K140YD9	K544YD1	K553YD1	K553YD2	K140YD14	K1409YD1
მაქსიმალური შესავალი სინფაზური ძაბვა $U_{\text{შეს სინmax}}$, ვ	3	6	11	11	12	6	10	8	10	13,5	10
კვების წყაროს ძაბვა $U_{\text{კ}}$, ვ	±12,6	±12,6	±15,0	±15,0	±15,0	±12,6	±15,0	±15,0	±15,0	±15,0	±15,0
მოხმარებული დენი $I_{\text{მოხ}}$, მა	8	12	2,8	2,8	5	-	3,5	6	8,5	0,6	6
დატვირთვის მინიმალური წინაღობა, კომ	1	2	2	2	1	1	2	2	2	10	1,8
შინაგანი კორექციის არსებობა	არა	არა	არის	არის	არის	არის	არის	არა	არა	არა	არის
გამოსავლის დაცვის არსებობა მოკლედ შერთვის რეჟიმში	>>	>>	>>	>>	>>	>>	>>	არის	არის	არის	>>

დანართი 4

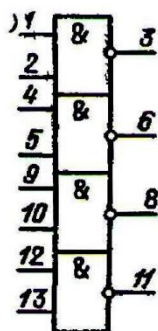
სხვადასხვა სერიის ტელ ინტეგრალური მიკროსკემები და მათი ფუნქციური ანალოგები

სერიიდან SN54/SN74

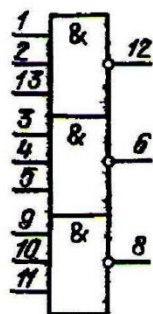
ცხრილი 3

ფუნქციური დანიშნულება	ქვეჯგუფი და დამუშავების რიგითი ნომერი	ფუნქციური ანალოგის აღნიშვნა
ოთხი ლოგიკური ელემენტი 2 და-არა (130, 133, K155, KM155, 530, K531, KM555) ნახ.1	ЛА3	00
სამი ლოგიკური ელემენტი 3 და-არა (130, 133, K155, KM155, 530, K531, KM555) ნახ.2	ЛА4	10
ორი ლოგიკური ელემენტი 4 და-არა (130, 133, K155, KM155, K530, K531, K55) ნახ.3	ЛА1	20
ლოგიკური ელემენტი 8 და-არა (130,133, 134, K155, KM155, KP134, 530, K555, KM555) ნახ.4	ЛА2	30
ორი ლოგიკური ელემენტი 4 და-არა დიდი $K_{\text{д}}$ კოეფიციენტით (130, 133, K155, KM155, K555) ნახ.5	ЛА6	40
ორი ელემენტი 2 და-2 ან-არა, ერთი გაფართოებადი ელემენტი ან (130, 133, 134, K155, KM155) ნახ.6	ЛР1	50
ორი 4-შესასვლელიანი ლოგიკური გამაფართოებელი ან-ის მიხედვით (130, 133, K155, KM155) ნახ.7	ЛД1	60
ოთხი ელემენტი 2 და-არა /2 ან-არა (134) ნახ.8	ЛБ1	-
ორი ლოგიკური ელემენტი 4 და-არა/4 ან-არა და ლოგიკური ელემენტი არა (134) ნახ.9	ЛБ2	-
ლოგიკური ელემენტი 2-2-3-4 და- -4 ან -არა (134) ნახ.10	ЛР2	-
ოთხი 2-შესასვლელიანი და-არა სქემები ღია კოლექტორული გამოსასვლელით (133, 134, KP134, K155, KM155) ნახ.11	ЛА8	01
ოთხი ელემენტი 2 და-არა ღია კოლექტორული გამოსასვლელით (530, K531, K555, KM555) ნახ.12	ЛА9	03
ექვსი ლოგიკური ელემენტი არა (133, K155, KM155, 530, K531, K555, KM555) ნახ.13	ЛН1	04
ოთხი ლოგიკური ელემენტი 2 ან-არა (133, K155, K14155, 530, K531, K555, KM555) ნახ.14	ЛЕ1	02

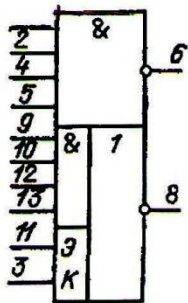
დანართი 5



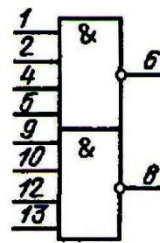
6ab.1



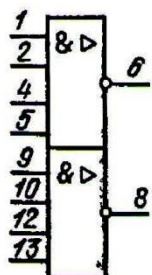
6ab.2



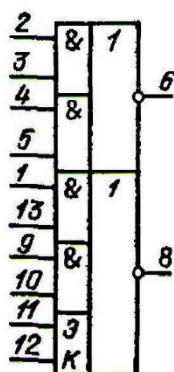
6ab.3



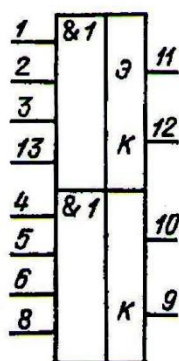
6ab.4



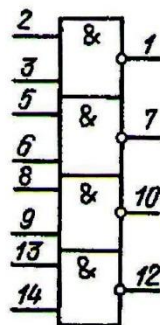
6ab.5



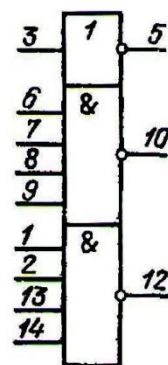
6ab.6



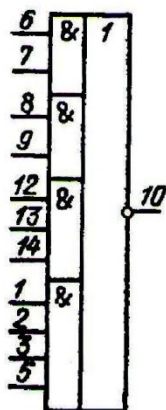
6ab.7



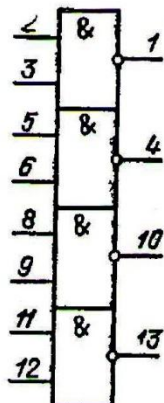
6ab.8



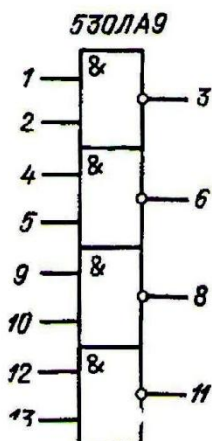
6ab.9



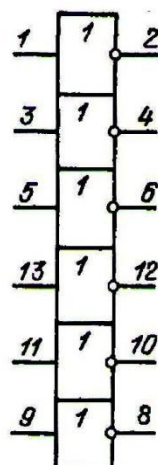
6ab.10



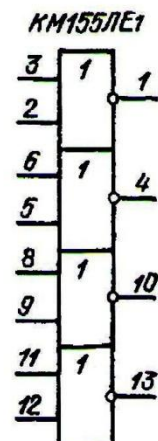
6ab.11



6ab.12



6ab.13



6ab.14

დანართი 6

ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემების პარამეტრები

ცხრილი 4

პარამეტრები	მიკროსქემების სერია			
	სტანდარტული (უნივერსალური) (133, K155)	მაღალი სწრაფქმედების (130, 131)	მცირე სიმძლავრის (134)	შოტკის დიოდებით (530, K555)
$I_{\text{ფეს}}^0$, მა, არა უმეტეს	-1,6	2,3	-0,18	-2
$I_{\text{ფეს}}^1$, მა, არა უმეტეს	0,04	0,07	0,012	0,05
$U_{\text{გამ}}^0$, ვ, არა უმეტეს	0,4	0,35	0,3	0,5
$U_{\text{გამ}}^1$, ვ, არა უმეტეს	2,4	2,4	2,3	2,7
გადართვის (ზღურბლური) ძაბვა, ვ	1,3	1,3	-	-
$K_{\text{გბ}}$	10	10	10	10
$K_{\text{გშ}}$	8	8	2	
$t_{\text{ღ}}^{1,0}$, ნწმ, არა უმეტეს	15 (C=15PF)	10 (C=30PF)	100 (C=40PF)	5 (C=15PF)
$t_{\text{ღ}}^{0,1}$, ნწმ, არა უმეტეს	22 (C=15PF)	10 (C=30PF)	100 (C=40PF)	4,5 (C=15PF)
P_0 , მლვტ, არა უმეტეს	22	44	2	19
$U_{\text{ბ}}$, ვ, არა უმეტეს	0,4	0,4	0,35	0,5
f , მჰც, არა უმეტეს	10	30	3	50
კვების მაქსიმალური ძაბვა, ვ	6	6	6	5,5 (6)
მაქსიმალური ძაბვა შესავალზე, ვ	5,5	5,5	5,5	5,5 (5,25)
მაქსიმალური ძაბვა ჩაკეტილი სქემის გამოსავალზე, ვ	5,5 (5,25)	5,5	5,5	5,5 (5,25)
მინიმალური ძაბვა შესავალზე, ვ	-0,4	-0,4	-1,56	0,4
მაქსიმალური ტევადობითი დატვირთვა, PF	200	200	200	150 (200)
შესავალის წინაღობა, კომ	4	-	-	-
გამოსავალის წინაღობა სიგნალის მაღალი დონის დროს, ომ	200	-	-	-

დანართი 7

გამმართველი დიოდების ძირითადი პარამეტრები

ცხრილი 5

დიოდის ტიპი	პირდაპირი დენის საშ.მნიშვნ I_a (ა)	უკუმაზვის დასაშვები სიდიდე u_bmax (ვ)	პირდაპირი მაზვის ვარდნა Δu_a (ვ)	მაქს. უკუდენი I_bmax (მკა)
1	2	3	4	5
Д206	0,1	100	0,55	2,5
Д207	0,1	200	0,55	2,5
Д208	0,1	300	0,55	2,5
Д209	0,1	400	0,55	2,5
Д210	0,1	500	0,55	2,5
Д211	0,1	600	0,55	2,5
Д226 А	0,3	400	1,0	100
Д226 Б	0,3	400	1,0	100
Д226 В	0,3	300	1,0	100
Д226 Г	0,3	200	1,0	100
Д229 В	0,4	100	0,7	12
Д229 Г	0,4	200	0,7	12
Д229 Д	0,4	300	0,7	12
Д229 Е	0,4	400	0,7	12
Д242	10	100	1,25	$3 \cdot 10^3$
Д243	10	200	1,25	$3 \cdot 10^3$
Д245	10	300	1,25	$3 \cdot 10^3$
Д246	10	400	1,25	$3 \cdot 10^3$
Д247	10	500	1,25	$3 \cdot 10^3$
КД202 А	5	35	0,78	150
КД202 В	5	70	0,78	150
КД202 Д	5	140	0,78	150
КД202 Ж	5	210	0,78	150
КД202 К	5	280	0,78	150
КД202 М	5	350	0,78	150

КД202 Р	3,5	420	0,65	150
КД203 А	2	420	0,8	300
КД203 Б	2	560	0,8	300
КД203 Г	2	700	0,8	300
КД204 А	0,3	400	1,2	20
КД204 Б	0,35	200	1,2	15
КД204 В	0,6	50	1,2	15
КД205 А	0,5	500	0,7	12
КД205 Б	0,5	400	0,7	12
КД205 В	0,5	300	0,7	12
КД205 Г	0,5	200	0,7	12
КД205 Д	0,5	100	0,7	12
КД205 Е	0,3	500	0,7	12
КД205 Ж	0,5	600	0,7	12
КД205 И	0,3	700	0,7	12
КД209 А	0,7	400	0,9	7
КД209 Б	0,7	600	0,9	10
КД209 В	0,5	800	0,9	20
КД210 А	10	800	0,8	450
КД210 В	10	1000	0,8	450

დანართი 8

სტაბილიტრონების ძირითადი პარამეტრები

ცხრილი 6

სტაბილიტრონის ტიპი	სტაბილიზაციის ძაბვა $u_{სტ}$ (ვ)	სტაბილიტრონის მინიმალური მაქსიმალური დენი $u_{სტ} min$ (მა)	სტაბილიტრონის მაქსიმალური დენი $I_{სტ} max$ (მა)	დიფერენციალური წინაღობა $r_{დიფ}$ (ომ)
1	2	3	4	5
KC133A	3,3	3	81	65
KC139A	3,9	3	70	60
KC147A	4,7	3	58	56
KC156A	5,6	3	55	46
KC162A	6,2	3	22	35
KC168B	6,8	3	20	28
KC170A	7,0	3	20	20
KC175A	7,5	3	18	16
KC182A	8,2	3	17	14
KC191A	9,1	3	15	18
KC191M	9,1	5	15	18
KC191C	9,1	3	18	20
KC210B	10	3	14	22
KC211B	11	5	33	15
KC213B	13	3	10	25
KC433A	3,3	3	190	25
KC439A	3,9	3	175	5
KC447A	4,7	3	160	18
KC468A	6,8	3	120	5
KC510A	10	1	79	25
KC512A	12	1	67	25
KC515A	15	1	53	25
KC515Γ	15	1	31	25
KC518A	18	1	45	25

KC520B	20	1	22	120
KC522A	22	1	37	25
KC524Г	24	1	19	40
KC527A	27	1	30	40
KC531B	31	1	15	50
KC533A	33	3	20	40
KC539Г	30	3	17	65
KC547B	47	1	10	280
KC568B	68	3	10	400
KC582Г	82	3	8	480
KC596B	96	3	7	560
KC620A	120	5	42	1000
KC630A	130	5	38	1000
KC650A	150	5	33	2400
KC680A	180	5	28	3000
Д808	7	3	33	6
Д209	8	3	29	10
Д810	9	3	26	12
Д811	10	3	23	15
Д814А	8	3	40	6
Д814Б	9	3	36	10
Д814В	10	3	32	12
Д814Г	11	3	29	15
Д814Д	13	3	24	18
Д815А	5,6	50	1400	40
Д815Б	6,8	50	1150	30
Д815В	8,2	50	950	16
Д815Г	10	25	800	30
Д815Д	12	25	650	40
Д815Ж	18	25	450	60
Д815Е	15	25	550	50
Д815И	4,7	50	1400	40
Д816А	22	10	230	240

Д816Б	27	10	180	300
Д816В	33	10	150	300
Д816Г	39	10	130	300
Д816Д	47	10	110	300
Д817А	56	5	90	400
Д817Б	68	5	75	400
Д817В	82	5	60	600
Д817Г	100	5	50	800
Д818	9	3	33	100

დამატებითი ლიტერატურა

1. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. Под общей редакцией Н.Н.Горюнова.- М.: Энергия, 1976.