

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

ტექნიკური ელექტრონიკის კათედრა

ვ.მელიქიშვილი, გ.დგებუაძე

**ანალოგური და დისკრეტული ელექტრონული
მოწყობილობების გაანგარიშების საფუძვლები**

დამხმარე სახელმძღვანელო

თბილისი 2005

ს ა რ ჩ ე ვ ი

შესავალი	2
თავი 1. დიფერენციალურ კასკადებზე აგებული ჰარმონიული რხევების გენერატორები	4
1.1. LC – გენერატორი ტრანსფორმატორული უკუკავშირით	4
1.2. კვარცული გენერატორი	8
1.3. ჰარმონიული რხევების RC – ავტოგენერატორი	11
თავი 2. ტაიმერებზე აგებული ზოგიერთი ელექტრონული მოწყობილობა . . .	14
2.1. მოკლე ცნობები ტაიმერების შესახებ	14
2.2. სხვადასხვა იმპულსური მოწყობილობის აგება ტაიმერების გამოყენებით	21
2.2.1. ავტორხევითი მულტივიბრატორები	21
2.2.2. მომლოდინე მულტივიბრატორი	23
2.2.3. მულტივიბრატორთა პრაქტიკული სქემები ტაიმერებზე	25
2.2.4. იმპულსთა ხანგრძლივობის გაზრდის ხერხები	28
2.2.5. წრფივად ცვალებადი ძაბვის გენერატორები და მაფორმირებლები	32
2.3. ტაიმერთა გამოყენება ავტომატიკის მოწყობილობებში	35
2.4. ელექტრული და ფიზიკური სიდიდეების გარდამქმნელები	37
2.5. ტაიმერები დროის დამკვეთი კონდენსატორის სტაბილური დენით	42
2.6. მთვლელი ტაიმერები	49
2.6.1. მთვლელი ტაიმერის მოქმედების პრინციპი	51
2.6.2. მთვლელი ტაიმერის პრაქტიკული სქემები	53
ლიტერატურა	61

შესავალი

ელექტრონიკის განვითარების თანამედროვე ეტაპისათვის ნიშანდობლივია მრავალფუნქციური მიკროელექტრონული მოწყობილობების გამოყენება და მათი სქემატექნიკური უნიფიკაცია. მრეწველობა უშვებს თითქმის ყველა ელექტრონულ ფუნქციურ კვანძს, რომელთა საფუძველზე შესაძლებელია სხვადასხვა ტექნიკური ამოცანის გადაწყვეტა. ესენია ინტეგრალური მაძლიერებლები, კომუტატორები, ლოგიკური ელემენტები, ძაბვების გადამამრავლებლები, ტრიგერები, იმპულსთა მთელელები, რეგისტრები, ამჯამავეები და სხვა. დიდი და ზედიდი ინტეგრალური სქემების ბაზაზე შექმნილია მიკროპროცესორები და მიკროპროცესორული კომპლექტები, რომლებიც ფაქტობრივად წარმოადგენენ გამომთვლელ მანქანებს ან მათ ძირითად კვანძებს. ისინი მოთავსებულნი არიან ერთ ან რამოდენიმე მცირეგაბარიტიან კორპუსში. ფუნქციები, რომელთა რეალიზება შეუძლია მიკროპროცესორულ ინტეგრალურ სქემებს, განისაზღვრება პროგრამით, რომლითაც მიეწოდება მათ შესასვლელებს გარედან ელექტრული სიგნალები. ასეთი გზით უამრავი ტექნიკური ოპერაციის განხორციელებაა შესაძლებელი.

ციფრული მიკროსქემატექნიკის განვითარებასთან ერთად სახეზეა არსებითი პროგრესი ანალოგური მიკროსქემების შემუშავებაში. უპირველეს ყოვლისა, ეს ეხება ტაიმერებსა და დიდ ინტეგრალურ სქემებს, მათ შორის ოპერაციულ მაძლიერებლებს. ამის გამო ამჟამად გაზრდილია მოთხოვნილება კერძო გამოყენების მიკროსქემებზე – მიკრონაკრებებზე, რომლებიც მრავალ შემთხვევაში უზრუნველყოფენ აპარატურის ოპტიმალურ სტრუქტურასა და მისი ფუნქციონირების მაქსიმალურ ავტომატიზაციას. მიკრონაკრებებში გამოყენებული ანალოგური ინტეგრალური სქემების ძირითად კლასებს განეკუთვნება ოპერაციული მაძლიერებლები, ანალოგური გადამამრავლებლები, კომპარატორები და ტაიმერები, რომლებიც შესრულებულნი არიან დიფერენციალური კასკადების ბაზაზე სხვა ანალოგურ და ციფრულ მიკროსქემებთან კომბინაციაში.

ახალმა ელემენტურმა ბაზამ განაპირობა თანამედროვე ელექტრონული აპარატურის შემუშავებისას წამოჭრილი ამოცანების ახლებურად გადაწყვეტა. კერძოდ, წინათ დროის დიდი ნაწილი იხარჯებოდა ცალკეული ელექტრონული კვანძების რეჟიმების ანგარიშზე, მათი პარამეტრების განსაზღვრაზე, თერმოსტაბილიზაციის საკითხების გადაწყვეტაზე და ა.შ. ახლა კი მთავარი

ყურადღება ეთმობა მიკროსქემების ურთიერთშეთანხმებისა და მათი შეერთების სქემების შერჩევის საკითხებს. ამჟამად ტიპური მიკროკვანძების ბაზაზე შეიძლება აიწყოს სასურველი ელექტრონული ბლოკი მასში შემავალი ცალკეული კასკადების დეტალური გაანგარიშებების გარეშე. ამისათვის საჭიროა:

1. განისაზღვროს, თუ რა გარდაქმნებს ექვემდებარება ელექტრონული სიგნალები;
2. შეირჩეს შესაფერისი მიკროსქემები;
3. შემუშავდეს მიკროსქემების შეერთებების სქემა;
4. საჭიროების შემთხვევაში გათვალისწინებული იქნეს უკუკავშირები.

იმ შემთხვევაში თუკი არსებული ინტეგრალური მიკროსქემები არ იძლევიან დასმული ტექნიკური ამოცანის გადაწყვეტის საშუალებას, მაშინ ხსენებული მიკროსქემები უნდა შეივსოს დისკრეტულ ელემენტებზე აგებული სათანადო კვანძებით ან სულაც სპეციალურად უნდა შემუშავდეს კერძო გამოყენების მიკროსქემები.

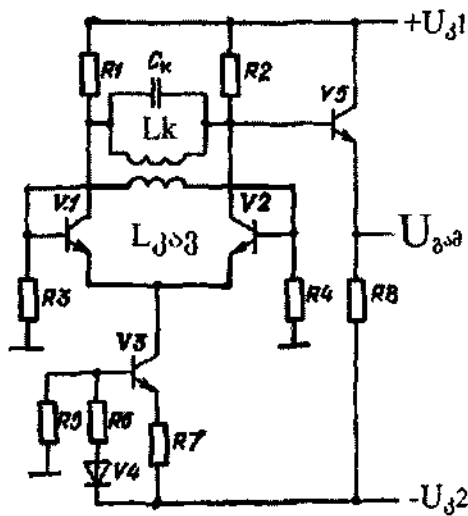
სახელმძღვანელოში განხილულია ტაიმერების ბაზაზე აგებული სხვადასხვა ფორმის იმპულსების გენერატორები და მაფორმირებლები, დაყოვნების სქემები, კოდების გენერატორები, სხვადასხვა ფიზიკურ სიდიდეთა იმპულსთა სიხშირედ ან დროის ინტერვალად წრფივი გარდაქმნის სქემები, აგრეთვე დიფერენციალურ კასკადზე აგებული LC – და RC – ავტოგენერატორები. მოყვანილი ფორმულებისა და მითითებების საფუძველზე შესაძლებელია ჩატარდეს საინჟინრო გაანგარიშებები, შეირჩეს მოწყობილობათა მუშაობის რეჟიმები და განხორციელდეს სხვადასხვა სერიის ინტეგრალური სქემებით მიკრონაკრებების აწყობა.

თავი 1. დიფერენციალურ კასკადებზე აგებული პარმონიული რხევების გენერატორები

ანალოგური მიკრონაკრებების შექმნისას რიგ შემთხვევებში მიზანშეწონილია ცალკეული დიფერენციალური კასკადების გამოყენება ისეთი ფუნქციონალური მოწყობილობების ასაგებად, როგორცაა მაძლიერებლები, პარმონიული და იმპულსური სიგნალების გენერატორები, სიხშირეთა შემრევები, გარდამქმნელები, სიხშირის გამამრავლებლები და დამყოფები, მოდულატორები და დეტექტორები და სხვა. ეს საშუალებას გვაძლევს შემცირებულ იქნეს გამოყენებული მიკროსქემების ტიპების რაოდენობა და უზრუნველყოთ მიკრონაკრებების სტრუქტურის ერთგვაროვნება. ოპერაციულ მაძლიერებლებთან შედარებით დიფკასკადები უფრო მაღალსიხშირელები არიან. მათი საუკეთესო ნიმუშები ხასიათდებიან ზღვრული სიხშირით, რომელიც ერთეული გიგაჰერცების ტოლია, ეს კი საშუალებას იძლევა ასეთ კასკადებზე აგებულმა მოწყობილობამ 500 მგჰც სიხშირეებამდე იმუშაოს.

ქვემოთ განხილულია LC - და RC - გენერატორთა ზოგიერთი სქემა დიფკასკადებზე და მათი გამოყენების სპეციფიკა.

1.1. LC - გენერატორი ტრანსფორმატორული უკუკავშირით



ნახ. 1.1. LC - ავტოგენერატორის პრინციპული სქემა.

ასეთი გენერატორის სქემა წარმოდგენილია ნახ. 1.1-ზე. რხევითი კონტური ჩართულია V1 და V2 ტრანზისტორების კოლექტორებს შორის. დადებით უკუკავშირს ახორციელებს უკუკავშირის გრაგნილი $L_{კავ}$, რომლისაგანაც უკუკავშირის ძაბვა მიეწოდება დიფკასკადის შესასვლელს.

იმის მიხედვით, თუ როგორია დადებითი უკუკავშირის სიღრმე, V1 და V2 ტრანზისტორები შეიძლება მუშაობდნენ კოლექტორული დენების წაკვეთით ან წაკვეთის გარეშე.

კოლექტორებსა და საერთო წერტილს შორის მოხსნილი ანუ არასიმეტრიული გამოსასვლელიდან მოხსნილი გამოსასვლელი ძაბვები ერთმანეთის საპირისპირო ფაზებშია. ეს საშუალებას იძლევა საჭიროების შემთხვევაში მოვხსნათ ორი ერთმანეთის მიმართ 180° -ით დაძრული პარმონიული სიგნალი. თუ გარე დატვირთვას ჩავრთავთ V1 და V2 ტრანზისტორების კოლექტორებს შორის (სიმეტრიული გამოსასვლელი) გამოსასვლელი ძაბვის ამპლიტუდა ორჯერ გაიზრდება არასიმეტრიული გამოსასვლელიდან მიღებულ ძაბვასთან შედარებით. გენერირებული რხევების სტაბილობაზე გარე დატვირთვის გავლენის შემცირებისა და დატვირთვისუნარიანობის გაუმჯობესების მიზნით შეიძლება გამოსასვლელი ძაბვის მოხსნა ემიტერული მამეორებლის საშუალებით, როგორც ეს ნაჩვენებია ნახ. I.I-ზე.

აღსანიშნავია, რომ კოლექტორული დენების სპექტრი არ შეიცავს ლუწი რიგის პარმონიკებს, რაც აადვილებს V1 და V2 ტრანზისტორების კოლექტორებიდან მოხსნილი გამოსასვლელი სიგნალის ფილტრაციას (უმალლესი რიგის პარმონიკებისაგან გამოსასვლელი ძაბვის „გაწმენდას“) და გენერირებული სიგნალის სინუსოიდურ ფორმასთან მაქსიმალურ მიახლოებას.

უმეტეს შემთხვევებში სქემას ამუშავებენ კოლექტორული დენების წაკვეთის რეჟიმში, რომელიც მეტი ეკონომიურობით გამოირჩევა. ქვემოთ მოგვყავს სათანადო ფორმულები ასეთი რეჟიმისათვის.

ძირითადი საწყისი მონაცემებია: 1) გამოსასვლელი სიმძლავრე $P_{გაგ}$; 2) სამუშაო სიხშირე $f_{გ}$; 3) სიხშირის დასაშვები არასტაბილურობა $\frac{\Delta f}{f_{გ}}$.

უპირველეს ყოვლისა, ვირჩევთ დიფკასკადის ტიპს ცნობარიდან.

რხევითი კონტურის ვარგისობა Q შეგვიძლია ავიღოთ შემდეგი საორიენტაციო მონაცემების მიხედვით:

თუ $f_{გ}=(3მგჰც - 300კჰც)$, მაშინ $Q=(200 - 80)$,

თუ $f_{გ}=(6მგჰც - 3მგჰც)$, მაშინ $Q=(250 - 200)$,

თუ $f_{გ}=(15მგჰც - 6მგჰც)$, მაშინ $Q=(300 - 200)$.

ავტოგენერატორის მუშაობის სიხშირის სტაბილურობისადმი გაზრდილი მოთხოვნების შემთხვევაში კონტურის მ.კ.კ.-ს ζ -ს ვირჩევთ საზღვრებში $(0,1 - 0,2)$, დანარჩენ შემთხვევებში ის შეიძლება გაზრდილი იქნას $(0,5 - 0,8)$ -მდე.

ერთ-ერთი (V1 ან V2) ტრანზისტორის ძალურ კონტურში გადაცემული სიმძლავრე

$$P = P_{\text{გამ}} / (2\eta_{\text{კ}})$$

შერჩეული დიფკასკადისათვის ცნობარიდან ამოვიწერთ შემდეგ მონაცემებს: $h_{21\alpha}$ -ს კვების ძაბვების მნიშვნელობებს $U_{\text{კვ1}}$ და $U_{\text{კვ2}}$; ზღვრულ სიხშირეს f_{c} -ს. აქვე ვაღგენთ, V1, V2 ტრანზისტორთა კოლექტორული მახასიათებლის დახრილობას

$$S_0 = \frac{\Delta I_{\text{კ}}}{\Delta U_{\text{კვ}}}, \text{ როცა } U_{\text{კვ}} = \text{Const.}$$

ვირჩევთ კოლექტორული დენის წაკვეთის კუთხეს $\theta = 90^\circ$. ტრანზისტორის p-n გადასასვლელებს შორის მუხტის გადამტანების მოძრაობის საშუალო დრო ანუ გარბენის დრო

$$\tau_{\text{გარ}} \approx 1 / (2\pi f_{\text{c}}),$$

ხოლო გარბენის კუთხე

$$\varphi_{\text{გარ}} = 2\pi \cdot f_{\text{c}} \cdot \tau_{\text{გარ}}.$$

ეს კუთხე უნდა გამოვსახოთ გრადუსებში.

ემიტერის დენის წაკვეთის კუთხე

$$\theta_{\text{ე}} = \theta - \varphi_{\text{გარ}}.$$

კონტურზე მოქმედი ძაბვის ამპლიტუდა

$$U_{\text{მკ}} \approx 2(0,95 - 0,98) U_{\text{კვ1}}.$$

კოლექტორული დენის პირველი ჰარმონიკის ამპლიტუდა

$$I_{\text{მკ1}} = \frac{2P}{U_{\text{მკ}}}.$$

ბაზებზე მოქმედი აგზნების ძაბვის ამპლიტუდა

$$U_{\text{მბ}} \approx 2,33 \frac{I_{\text{მკ1}}}{h_{21\alpha} \cdot S_0 (1 - \cos \theta_{\text{ე}})}.$$

დადებითი უკუკავშირის კოეფიციენტი

$$K_{\text{უკ}} = U_{\text{მბ}} / U_{\text{მკ}}.$$

ამპლიტუდათა ბალანსის პირობის დასაკმაყოფილებლად საჭიროა, რომ

$$K_{\text{უკ}} \geq K_{\text{უკ min}} = I_{\text{მკ1}} / (S_0 \cdot U_{\text{მკ}}).$$

ვსაზღვრავთ კონტურის პარამეტრებს. ზემოთ მითითებული რეკომენდაციის მიხედვით ვირჩევთ რხევითი კონტურის ვარგისობას Q-ს. ამ მნიშვნელობის დასაზუსტებლად ვსარგებლობთ ფორმულით.

$$Q \geq \frac{\pi \cdot 10^{-3} f_a \cdot U_{m_j}}{I_{m_j} \cdot |(\Delta f/f_a)|}$$

აქ f_a გამოსახულია მგპც-ებში, ხოლო I_{m_j} – მილიამპერებში.

რხევითი კონტურის საერთო ტევადობის საორიენტაციო მნიშვნელობა შეიძლება განისაზღვროს მიახლოებითი ფორმულით:

$$C_j \approx (1-2)\lambda_a = (1-2) \frac{C}{f_a}$$

აქ C – სინათლის სიჩქარე ვაკუუმში (300000 კმ/წმ), ხოლო λ_a – ტალღის სიგრძე. თუ λ_a -ს გამოვსახავთ მეტრებში C_j -ს მნიშვნელობას მივიღებთ პიკოფარადებში. C_j ტევადობის ნაწილს შეადგენს სქემის მიერ შეტანილი ტევადობა C_a , რომელიც მიახლოებით (30÷60) აფ რიგისაა.

კონტურის ინდუქტივობა

$$L_j = 0,282 \frac{\lambda_a^2}{C_j}$$

თუ ტალღის სიგრძე λ_a გამოსახული იქნება მეტრებში, ხოლო C_j პიკოფარადებში, მაშინ L_j გამოისახება მიკროჰენრებში.

კონტურის ტალღური წინაღობა

$$\rho = 10^3 \sqrt{\frac{L_j}{C_j}}$$

თუ L_j გამოსახული იქნება მიკროჰენრებში, C_j – პიკოფარადებში, მაშინ ρ გამოსახული აღმოჩნდება ომებში.

კონტურის დანაკარგების წინაღობა

$$R_j = \rho/Q$$

კონტურში შეტანილი წინაღობა

$$R_{\Sigma} = R_j \frac{\eta_a}{1 - \eta_a}$$

კონტურის წინაღობა R_{Σ} -ის გათვალისწინებით

$$R_j' = R_j + R_{\Sigma}$$

დატვირთულ კონტურში რხევადი დენის ამპლიტუდა

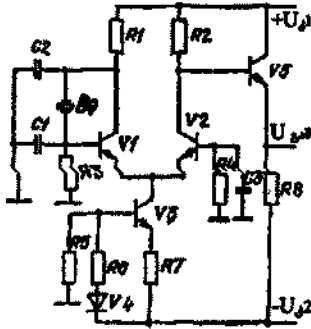
$$I_{ოდ,j} = \sqrt{2P/R_j'}$$

უკუკავშირის გრაგნილის ინდუქტივობა

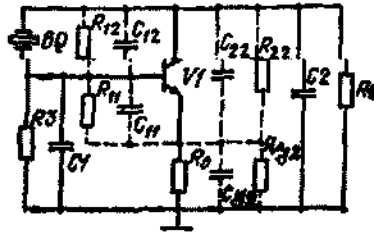
$$L_{\eta_j} = L_j \frac{1}{1 + K_{\eta_j}}$$

1.2. კვარცული გენერატორი

დიფერენციალური კასკადების საფუძველზე კვარცული გენერატორების სქემების სხვადასხვა ვარიანტების შექმნა შესაძლებელია. ნახ. 1.2.-ზე ნაჩვენებ სქემაში საკუთრივ კვარცული გენერატორი აგებულია დიფკასკადის მარცხენა



ნახ. 1.2. კვარცული გენერატორის პრინციპული სქემა



ნახ. 1.3. კვარცული გენერატორის ექვივალენტური სქემა



ნახ. 1.4. კვარცული რეზონატორის ექვივალენტური სქემა

მხრის V1 ტრანზისტორზე. გამოსასვლელი სიგნალი მოიხსნება დიფკასკადის მეორე მხრიდან ემიტერული მამოვრებლის გამოყენებით, რაც აუმჯობესებს კვარცული გენერატორის დატვირთვისუნარიანობას და ამცირებს გენერირებული რხევების სიხშირის სტაბილურობაზე გარეშე დატვირთვის გავლენას.

ნახ. 1.3.-ზე წარმოდგენილია ცვლადი დენის მიხედვით კვარცული გენერატორის ექვივალენტური სქემა, რომელიც წარმოადგენს პრაქტიკაში მეტად გავრცელებული სამწერტილა სქემების ერთ-ერთ ვარიანტს, კერძოდ - ე.წ. ტევადურ სამწერტილას. წყვეტილი ხაზებით ნაჩვენებია V1 ტრანზისტორის შესასვლელი (C_{11} , R_{11}), გამოსასვლელი (C_{22} , R_{22}) და გამაუალი (C_{12} , R_{12}) ტევადობები და წინაღობები. $R_{ჰეს2}$ და $C_{ჰეს2}$ წარმოადგენენ V2 ტრანზისტორზე აგებული კასკადის შესასვლელ წინააღობასა და შესასვლელ ტევადობას შესაბამისად. R_0 არის V1 ტრანზისტორის ემიტერული დატვირთვა, რომელიც მცირეა.

როგორც ცნობილია, ძირითადი მოთხოვნა, რომელიც წაყენება კვარცულ გენერატორებს, ეს არის გენერირებული რხევების სიხშირის მაღალი სტაბილურობის უზრუნველყოფა. სიხშირის სტაბილურობა, თავის მხრივ, დამოკიდებულია კვარცული რეზონატორის ვარჯისობაზე, მის ექვივალენტურ სქემაში (იხ. ნახ. 1.4.) შემავალი პარამეტრების სტაბილურობაზე და გენერატორის სქემაში შემავალი სხვა ელემენტების პარამეტრების სტაბილურობაზე. პირველ

რიგში ეს ეხება V1 და V2 ტრანზისტორების პარაზიტულ ელექტროდთაშორის ტევადობებს.

კვარცული გენერატორის რხევების სიხშირე (ავტორხევების სიხშირე) მიახლოებით შემდეგი ფორმულით განისაზღვრება:

$$f \approx f_{კვ} \sqrt{1 + C_{კვ} / C_{მბმ}} \quad (1-1)$$

თუ გავითვალისწინებთ ძლიერ უტოლობას $C_{კვ} \ll C_{მბმ}$, მაშინ (1-1) ტოლობა ასეთ სახეს მიიღებს:

$$f \approx f_{კვ} (1 + C_{კვ} / 2C_{მბმ}) \quad (1-2)$$

ამ გამოსახულებებში შემავალი $f_{კვ} = 1/2\pi \sqrt{L_{კვ} C_{კვ}}$ სიდიდე წარმოადგენს კვარცული რეზონატორის მიმდევრობითი რეზონანსის (ძაბვების რეზონანსის) სიხშირეს, $C_{მბმ}$ კი - რხევითი კონტურის განზოგადებულ ექვივალენტურ ტევადობას. $C_{მბმ}$ სიდიდის საშუალებით შეიძლება გათვალისწინებული იქნეს ავტორხევების სიხშირეზე რეაქტიულობების გავლენა.

$C_{მბმ}$ ტევადობის გარკვეული მნიშვნელობის დროს შესაძლებელია ჩავთვალოთ, რომ V1 ტრანზისტორის ემიტერი ცვლადი დენის მიხედვით შეერთებულია სქემის საერთო წერტილთან. მართლაც, საერთო ბაზიანი (V2 ტრანზისტორზე აგებული) კასკადის შესასვლელი წინააღობის მოდული $Z_{შესვ} = |(1/R_{შესვ} + i\omega C_{შესვ})^{-1}|$ მცირეა და ამიტომ ხსენებულის დაშვება არ იწვევს $C_{მბმ}$ -ის განსაზღვრისას მნიშვნელოვან ცდომილებას. ამავე დროს $R_{შესვ}$, $C_{შესვ}$ სიდიდეების გათვალისწინება არსებითად ართულებს საანგარიშო თანაფარდობებს. ნახ. 13-ზე წარმოდგენილი სქემიდან R_0 , $C_{შესვ}$ და $R_{შესვ}$ ელემენტების გამორიცხვის შემდეგ მივიღებთ $C_{მბმ} = C_0' + C_{სქემ}$, სადაც $C_0' = C_0 + C_{12}$ კვარცული გენერატორის ჯამური სტატიკური ტევადობაა ტრანზისტორის გამავალი ტევადობის გათვალისწინებით;

$$C_{სქემ} = \frac{(C_1' + C_2')(R_{შესვ}^2 + R_{გამ}^2 + \omega^2 C_1' C_2' R_{შესვ}^2 R_{გამ}^2)}{(R_{შესვ} + R_{გამ})^2 + \omega^2 (C_1' + C_2')^2 R_{შესვ}^2 R_{გამ}^2} \quad (1-3)$$

არის სქემის ექვივალენტური ტევადობა; $C_1' = C_1 + C_{11}$ სქემის უკუკავშირის ტევადობა; $C_2' = C_2 + C_{22}$ - სქემის გამოსასვლელი ტევადობა; $R_{შესვ} = R_{11}' R_3 / (R_{11}' + R_3)$ - სქემის შესასვლელი წინააღობა; $R_{11}' = R_{11} / \alpha_1 (1 - \cos \theta_k)$ - ტრანზისტორის გასაშუალებული შესასვლელი წინააღობა; α_1 - პირველი პარამონიკისათვის დენის იმპულსის გაშლის კოეფიციენტი, რომელიც θ_k წაკვეთის კუთხეზეა დამოკიდებული; $R_{გამ} \approx R_1$ - სქემის გამოსასვლელი წინააღობა.

რხევების სიხშირის არასტაბილობა ძირითადად განპირობებულია $C_{კჰჰ}$ ტევადობის არასტაბილობით. ასე მაგალითად, კონტურის განზოგადებული ექვივალენტური ტევადობის $\Delta C_{კჰჰ}$ სიდიდით შეცვლისას გენერირებული რხევების სიხშირის ფარდობითი არასტაბილობა (1-2)-ის თანახმად

$$\Delta f/f = -C_{კჰ} \Delta C_{კჰჰ} / 2C_{კჰჰ}^2 \quad (1.4)$$

(1.4) გამოსახულებიდან ჩანს, რომ სიხშირის სტაბილურობის გაზრდისათვის საჭიროა $C_{კჰჰ}$ -ის გაზრდა. მაგრამ $C_{კჰჰ}$ -ის გაზრდა იწვევს კვარცული რეზონატორის გენერატორის წრედებთან კავშირის $\rho = C_{კჰ} / C_{კჰჰ}$ კოეფიციენტის შემცირებას, რამაც შეიძლება მიგვიყვანოს ავტოგენერაციის ერთ-ერთი პირობის - ამპლიტუდათა ბალანსის პირობის დარღვევამდე. განზოგადებული ექვივალენტური ტევადობის დასაშვები ზღვრული მნიშვნელობა (ამპლიტუდათა ბალანსის პირობიდან გამომდინარე) განისაზღვრება ტოლობით:

$$C'_{კჰჰ} = C_{სჰ} \cdot \sqrt{\frac{S_{საშ}}{(1+\gamma^2)\omega_{კჰ}^2 r_{კჰ}^2 C_1' C_2' \delta_{ღ}}}, \quad (1.5)$$

სადაც $S_{საშ} = \alpha_1 S_0 (1 - \cos \theta_k)$ არის ტრანზისტორის პირდაპირი გადაცემის დახრილობის გასაშუალებული მნიშვნელობა; S_0 - დახრილობის დაბალსიხშირული მნიშვნელობა; $\gamma = f/f_s$; f_s არის სიხშირე, რომელზედაც დახრილობის მოდული $\sqrt{2}$ -ჯერ მცირდება; $\delta_{ღ}$ - დანაკარგების კოეფიციენტი (კვარცული გენერატორებისთვის $\delta_{ღ} = 1, 1+1, 2$).

(1.5) ტოლობით განსაზღვრული $C'_{კჰჰ}$ მნიშვნელობის (1.4)-ში ჩასმა საშუალებას გვაძლევს გაეიგოთ სიხშირის მინიმალური არასტაბილობა:

$$\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{\min} = -\frac{(1+\gamma^2)C_1' C_2' \omega_{კჰ} \delta_{ღ}}{2Q_{კჰ} S_{საშ} C_{სჰ}^2} \cdot \Delta C_{კჰჰ}, \quad (1.6)$$

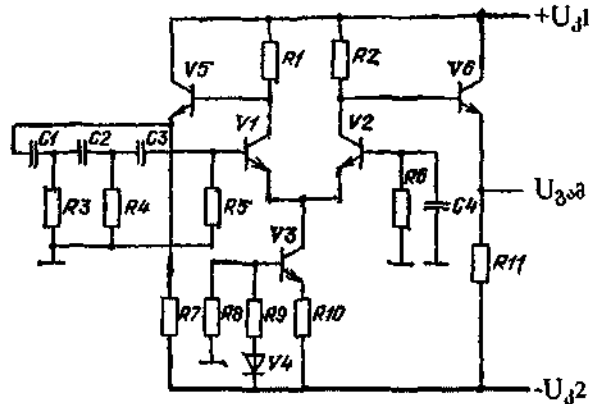
სადაც, $Q_{კჰ} = 1/\omega_{კჰ} C_{კჰ} r_{კჰ}$ არის კვარცის რეზონატორის ვარგისობა. (1.6) გამოსახულებიდან ჩანს, რომ კვარცული გენერატორის სიხშირის ფარდობითი არასტაბილობა იქნება მით უფრო მცირე, რაც მეტი იქნება $Q_{კჰ}$, $S_{საშ}$ დახრილობა და ტრანზისტორის ზღვრული f_s სიხშირე.

სიხშირის არასტაბილობაზე ტრანზისტორის ელექტროდთა შორისი ტევადობების მავნე გავლენის შესამცირებლად C_1 და C_2 კონდენსატორების ტევადობები ისე უნდა შეირჩეს, რომ დაკმაყოფილდეს უტოლობები $C_1 \gg C_{11}$ და $C_2 \gg C_{22}$. მაგრამ ამ დროს $C_{კჰჰ}$ არ უნდა აღემატებოდეს $C'_{კჰჰ}$ ტევადობას. იმ სქემებში, სადაც გამოყენებულია მაღალსიხშირული ტრანზისტორები, როცა

გენერაციის სიხშირე რამოდენიმე მეგაჰერცის ტოლია C_1 და C_2 კონდენსატორების ტევადობები ჩვეულებრივ რამოდენიმე ასეულ და ათას პიკოფარადს შეადგენს. ავტოგენერატორის სიხშირის შესაზუსტებლად კვარცულ რეზონატორთან მიმდევრობით შეიძლება ჩავერთოთ მარეგულირებელი ცვალებადი ტევადობის კონდენსატორი.

1.3. პარმონიული რხევების RC - ავტოგენერატორი

დიფერენციალური კასკადის საფუძველზე შესაძლებელია მივიღოთ RC - ავტოგენერატორთა სხვადასხვა ვარიანტი. ნახ. 1.5-ზე ნაჩვენებია RC - ავტოგენერატორის პრინციპული სქემა ემიტერული მამეორებლით.



ნახ. 1.5. RC - ავტოგენერატორის ემიტერულმამეორებლიანი პრინციპული სქემა

მოყვანილ სქემაში გამოყენებულია ე.წ. „R - პარალელის“ ტიპის სამრგოლიანი RC - წრედი, რომელიც ჩართულია V1 ტრანზისტორის ბაზასა და V5 ტრანზისტორის ემიტერს შორის. ამრიგად, საკუთრივ გენერატორი აწყობილია V1 და V5 ტრანზისტორებზე. V5 ტრანზისტორზე აწყობილია ემიტერული მამეორებელი, რომლის საშუალებითაც თავიდან არის აცილებული უკუკავშირის რგოლით V1 ტრანზისტორის შესასვლელის დაშენება და ამით გამოწვეული ავტოგენერაციის ჩაშლა (ეს საშიშროება გვექნებოდა, თუ C_1 კონდენსატორის მარცხენა ბოლოს მივაერთებდით V1 ტრანზისტორის კოლექტორთან). გენერატორის დატვირთვისუნარიანობის გაზრდის მიზნით სქემაში გვაქვს მეორე ემიტერული მამეორებელი, რომელიც აწყობილია V6 ტრანზისტორზე. ახლა უკვე დაბალომიანი დატვირთვის ჩართვა გამოსასვლელზე

არ გამოიწვევს გენერატორის მუშაობის გაუარესებას ან შეწყვეტას. მცირე ფარგლებში სიხშირის გადაწყობა შესაძლებელია RC – ფაზის მაბრუნებელი რგოლის ერთი წინაღობის ცვლილებით.

ამ სქემაში შესაძლებელია ურთიერთსაწინააღმდეგო ფაზებში მყოფი ძაბვების მოხსნა ემიტერული მამოვრებლებიდან.

ექსპერიმენტულმა გამოკვლევებმა გვიჩვენეს, რომ, როცა გენერირებული ჰარმონიული რხევების ამპლიტუდა არ აღემატება 1₃-ს, მაშინ ამ ჰარმონიული სიგნალის არაწრფივი დამახინჯების კოეფიციენტი 100 ჰერციდან 1000 ჰერცამდე დიაპაზონში არ აღემატება 1,2%-ს.

ასეთი გენერატორის მთავარი მონაცემია გენერაციის სიხშირე f_g .

უკუკავშირის ოთხპოლუსას ელემენტების გაანგარიშება ისეთივეა, როგორც ჩვეულებრივი ტრანზისტორული RC – გენერატორების შემთხვევაში. კერძოდ, როცა $C_1 = C_2 = C_3 = C$, $R_3 = R_4 = R_5 R_{\text{გეს}} / (R_5 + R_{\text{გეს}}) = R$ და $R \gg R_{\text{გამ.5}}$, მაშინ გენერაციის სიხშირე განისაზღვრება ფორმულით:

$$f_g = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} \cdot RC} \quad (1.7)$$

გენერირებული რხევების მაქსიმალური სიხშირე განისაზღვრება გამოყენებული მიკროსქემის ტიპით.

ფაზის მაბრუნებელი წრედის ჯამური მობრუნების კუთხე გენერაციის f_g სიხშირეზე 180°-ის ტოლი უნდა იყოს. ამ წრედში შემაჯავალი თითოეული წინაღობა, რომელიც R-ით არის აღნიშნული შეირჩევა ტოლობიდან

$$R = (2.5)R_1$$

(R_1 და R_2 , რომლებიც ერთმანეთის ტოლია, განსაზღვრულია მოცემული მიკროსქემისათვის).

დენის მასტაბილებელი კასკადის დენი

$$I_0 \approx h_{21\text{გ}} R_9 U_{\text{კვ}} / [R_{10}(R_8 + R_9)]$$

V1 ტრანზისტორზე აგებული კასკადის გაძლიერების კოეფიციენტი ანუ არასიმეტრიულ შესასვლელ-გამოსასვლელიანი დიფკასკადის გაძლიერების კოეფიციენტი ძაბვის მიხედვით

$$K_u = -S_{11} R_{\text{კდ1}}$$

სადაც დახრილობა

$$S_{11} = \frac{h_{21\text{გ}} I_0}{4f_T + 2I_0 R_{10} + I_0 (1 - h_{21\text{გ}}) R_8}$$

ხოლო კოლექტორული წრედის სრული წინაღობა

$$R_{კლ} \approx \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

ჩვეულებრივ ტემპერატურულ პირობებში ტემპერატურული პოტენციალი

$$\varphi_T \approx 25,3 \text{ მვ.}$$

საერთო გაძლიერების კოეფიციენტი (ემიტერული მამეორებლის ჩათვლით)

$$K_{საერთო} = K_u \cdot K_{ემ} \approx K_u(0,9-0,95)$$

ვამოწმებთ გენერატორის თვითაგზნების პირობას (ამპლიტუდათა ბალანსის პირობას). ასეთი სქემისათვის ცნობილია, რომ ფაზის მბრუნებელი წრედის მიღვევის კოეფიციენტი $N=29$. ეს მიღვევა კომპენსირებული უნდა იქნეს კასკადის გაძლიერებით, ე.ი. უნდა დაკმაყოფილდეს პირობა

$$K_{საერთო} > N=29.$$

ფაზის მბრუნებელ წრედში შემავალი $C_1=C_2=C_3=C$ ტევადობები განისაზღვრება (1.7) ფორმულიდან.

$$C = 1/(2\pi \cdot f_g \cdot R \sqrt{6})$$

თუ ამ ფორმულაში R გამოსახული იქნება ომებში, f_g – კერცებში, მაშინ C -ს მივიღებთ გამოსახულს ფარადებში, რომელიც უნდა გადავიყვანოთ მიკროფარადებში მოხერხებულობისათვის.

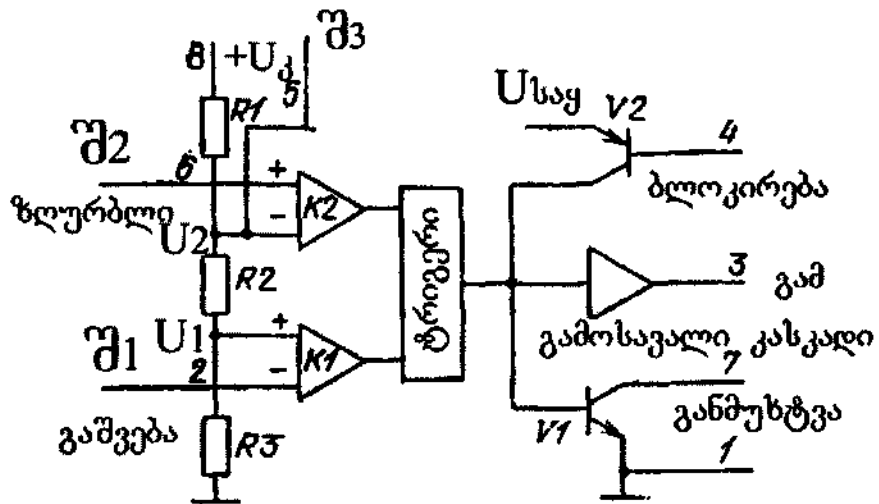
თავი 2. ტაიმერებაზე აგებული ზოგიერთი ელექტრონული მოწყობილობა

2.1. მოკლე ცნობები ტაიმერების შესახებ

სხვადასხვა ფუნქციონალური ელექტრონული მოწყობილობების შესაქმნელად ამჟამად ფართოდ გამოიყენება ე.წ. ინტეგრალური ტაიმერები (იტ), რომლებიც მონოლითურ ინტეგრალურ სქემებს წარმოადგენენ. მათი უშუალო დანიშნულებაა სტაბილური დროითი ინტერვალების ფორმირება, მაგრამ მათ საფუძველზე შესაძლებელია აიწყოს მაღალი ტექნიკურ-ეკონომიკური მაჩვენებლების მქონე მიკროანაკრებები, რომელთა სპეციფიკას განსაზღვრავს იტ-თან მიერთებული ესა თუ ის სქემა ან კიდული ელემენტები.

ინტეგრალური ტაიმერის მუშაობა მოკლედ განვიხილოთ NE555 ტიპის ტაიმერის მაგალითზე. მის ანალოგს წარმოადგენს KP1006BII1 ტაიმერი.

ნახ. 2.1-ზე ნაჩვენებია ასეთი ტაიმერის სტრუქტურული, ხოლო ნახ. 2.2-ზე კი - პრინციპული ელექტრული სქემა.

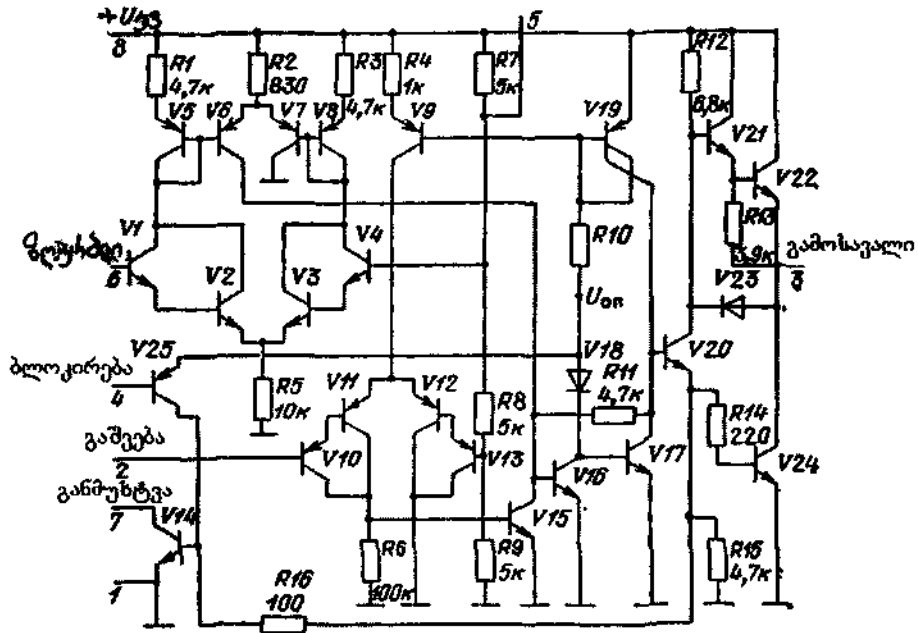


ნახ. 2.1.

ამ ტაიმერის მიკროსქემა (ნახ. 2.1.) შეიცავს ორ K1 და K2 კომპარატორს, ტრიგერს, გამოსასვლელ კასკადს, ორ V1 და V2 ტრანზისტორს და სამელემენტიან ძაბვის დამყოფს R1, R2, R3 წინააღობებზე.

K1 კომპარატორი (იხ. ნახ. 2.2.) აწყობილია V9, V10, V11, V12, V13, V15 ტრანზისტორებზე, ხოლო K2 კომპარატორი კი - V1, V2, V3, V4, V5, V6, V7, V8

ტრანზისტორებზე. ტრიგერი აგებულია V16, V17, V19 ტრანზისტორებზე, გამოსასვლელი კასკადი კი - V20, V21, V22, V24 ტრანზისტორებზე. ძაბვის დამყოფი შექმნილია R7, R8, R9 რეზისტორებით, რომლებსაც ნახ. 2.1-ზე შეესაბამება R11 R2, R3 რეზისტორები. ნახ. 2.1-ზე ნაჩვენებ V1 განმმუხტველ და V2 მახლოკირებელ ტრანზისტორებს ნახ. 2.2-ზე ეთანადება V14 და V25 ტრანზისტორები შესაბამისად.



ნახ. 2.2.

K1 და K2 კომპარატორები ასრულებენ ტაიმერის მართვის ფუნქციას: კერძოდ, K1 ამუშავდება რა შესასვლელი ძაბვის დაბალი დონის დროს, ახორციელებს ტაიმერის „გაშვებას“, ხოლო K2 ამუშავდება შესასვლელი ძაბვის მაღალი დონის დროს და ასრულებს ტაიმერის „ჩამოგდების“ ფუნქციას. K1 და K2 კომპარატორთა ამუშავების ძაბვის ქვედა U1 და ზედა U2 დონეები შესაბამისად განისაზღვრება R1R2R3 რეზისტორული ძაბვის დამყოფით:

$$U_1 = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} U_{აგ}; \quad U_2 = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} U_{აგ}. \quad (2.1)$$

აქ $U_{აგ}$ არის ტაიმერის კვების წყაროს ძაბვა (ნახ. 2.1).

U_1 ძაბვა მიეწოდება გაშვების K1 კომპარატორს არამაინვერსირებელ შესასვლელს, ხოლო - U_2 ძაბვა - ჩამოგდების K2 კომპარატორის მაინვერსირებელ შესასვლელს.

კომპარატორებით მართული ტრიგერის გამოსასვლელზე ფორმირდება სწორკუთხა იმპულსები, რომლებიც მიეწოდება განმმუხტველ V1 ტრანზისტორის ბაზას, რითაც ხორციელდება ამ ტრანზისტორის მუშაობის მართვა. უნდა აღინიშნოს, რომ K1 კომპარატორს ტრიგერს მართვის პროცესში და შედეგად, ტაიმერის მართვის პროცესშიც, დომინირებული მდგომარეობა უჭირავს K2 კომპარატორთან შედარებით, რაც შემდეგში გამოიხატება: როცა K1 კომპარატორს შესასვლელზე მიწოდებულია გაშვების ძაბვა ($U_{\text{გ1}} < U_1$), მაშინ მიუხედავად იმისა, თუ როგორი ძაბვაა K2 კომპარატორის შესასვლელზე ($U_{\text{გ2}} > U_2$), ტრიგერი დგება მდგომარეობაში, რომელიც ეთანადება ტაიმერის გაშვების მდგომარეობას.

გამოსასვლელი კასკადი აძლიერებს და აინვერსირებს ტრიგერის გამოსასვლელზე ფორმირებულ სწორკუთხა იმპულსებს. V2 ტრანზისტორის დანიშნულებაა ტაიმერის მუშაობის ბლოკირება. ამ ტრანზისტორის ემიტერს მიეწოდება U_6 ძაბვა, რომელსაც აფორმირებს ტაიმერის შინაგანი ელემენტები.

ტაიმერის გაშვება განხორციელდება, როცა სიგნალი მიეწოდება 2 გამომყვანს, რომელიც შეერთებულია K1 კომპარატორის მაინვერსირებულ შესასვლელთან. როცა 2 გამომყვანზე მიწოდებული ძაბვის დონე გახდება U_1 ძაბვაზე ნაკლები, ამუშავდება K1 კომპარატორი და ტაიმერი გაიშვება. ამ დროს ტაიმერის გამოსასვლელზე (გამომყვანი 3) მყარდება ძაბვის მაღალი დონე და იკეტება V1 ტრანზისტორი-გასადები, რომლის ბაზაზე ამ დროს დაბალი დონის ძაბვა იქნება.

როგორც ვხედავთ, მე-3 გამომყვანიდან მოიხსნება ტაიმერის მიერ ფორმირებული სწორკუთხა იმპულსები. მე-4 გამომყვანი (ბლოკირება) წარმოადგენს შესასვლელს როგორც მახლოკირებელი (დაბალი დონის), ასევე ნებართვის (მაღალი დონის) ძაბვის მისაწოდებლად. ნებართვის ძაბვა უნდა აღემატებოდეს U_6 დონეს. თუ ტაიმერს ისეთ პირობებში უწევს მუშაობა, რომ საჭირო არ არის ბლოკირება, მაშინ მე-4 გამომყვანს ჩვეულებრივ უერთებენ კვების წყაროსთან.

მე-5 გამომყვანი გათვალისწინებულია გარეშე წყაროდან მართვის ძაბვის მისაწოდებლად. ამ ძაბვის რეგულირებით ხორციელდება K1 და K2 კომპარატორთა ამუშავების ზღურბლების ერთდროული ცვლილება. კომპარატორთა ამუშავების ზღურბლებზე ხელშეშლების გავლენის შესამცირებლად მიზანშეწონილია ამ გამომყვანის შეერთება საერთო სალტესთან მახლოკირებელი კონდენსატორის საშუალებით. ეს გამომყვანი

შეიძლება გამოყენებულ იქნეს მასთან სარეგულირო კიდული რეზისტორების მისაერთებლად.

მე-6 გამომყვანი ტაიმერის ჩამოსაგდები შესასვლელია და ის შეერთებულია K2 კომპარატორის არამაინვერსირებელ შესასვლელთან. როცა ამ გამომყვანზე მიწოდებული ძაბვა გადააჭარბებს U_2 ზღურბლურ ძაბვას, ამუშავდება K2 კომპარატორი და თუ ამავე დროს მე-2 გამომყვანზე ძაბვა U_1 -ზე მეტი იქნება, მოხდება ტაიმერის ჩამოგდება. ჩამოგდების შემდეგ ტაიმერის გამოსასვლელზე მყარდება დაბალი დონის ძაბვა და იღება განმმუხტველი VI ტრანზისტორი.

მე-7 გამომყვანი შეერთებულია VI განმმუხტველი ტრანზისტორის კოლექტორთან და გამიზნულია დროის დამკვეთი RC წრედის ან სხვა მოწყობილობის მისაერთებლად. ამასთან დროის დამკვეთი კონდენსატორი ირთება მე-7 გამომყვანსა და საერთო სალტეს შორის.

მე-8 გამომყვანი უერთდება კვების წყაროს დადებით პოლუსს.

ახლა მოკლედ განვიხილოთ ტაიმერის მუშაობის რეჟიმები. იმის მიხედვით თუ როგორია ბლოკირების მე-4 გამომყვანზე მიწოდებული ძაბვის დონე, ტაიმერი შეიძლება იმყოფებოდეს მუშაობის ორი რეჟიმიდან ერთ-ერთში.

პირველი რეჟიმი (პასიური) მყარდება იმ შემთხვევაში, როცა ბლოკირების მე-4 გამომყვანზე მიწოდებულია დაბალი დონის ძაბვა ($U < U_{\text{ს}}$). ამ დროს ტაიმერის გამოსასვლელზე მუდმივად შენარჩუნებულია ძაბვის დაბალი დონე, ხოლო განმმუხტველი VI ტრანზისტორი ღიაა (მე-7 გამომყვანი ამ ტრანზისტორის გავლით მიერთებულია საერთო სალტესთან). ამ რეჟიმში ტაიმერი არ რეაგირებს სიგნალებზე, რომლებიც მიეწოდება 1 და მე-2 შესასვლელებს და ამ სიგნალთა ნებისმიერი დონეებისა და თანაფარდობისას გამოსასვლელი კასკადისა და VI ტრანზისტორის მდგომარეობები უცვლელი რჩება ($U_{\text{გამ}}$ გამოსასვლელი ძაბვა შეესაბამება დაბალ დონეს, VI ტრანზისტორი ღიაა).

მეორე რეჟიმი (აქტიური) წარმოადგენს ტაიმერის სამუშაო რეჟიმს და ის მყარდება ბლოკირების მე-4 შესასვლელზე მაღალი დონის ძაბვის მიწოდებისას. ამ რეჟიმში ტაიმერი შეიძლება იმყოფებოდეს ორი კვაზიმდგრადი მდგომარეობიდან ერთ-ერთში. პირველი წარმოიქმნება ტაიმერის გაშვების შემდეგ და ხასიათდება გამოსასვლელზე ძაბვის მაღალი დონის არსებობით და VI ტრანზისტორის ჩაკეტვით. მეორე მდგომარეობა მყარდება ტაიმერის

ჩამოგდების შემდეგ, ამ მდგომარეობაში ტაიმერის გამოსასვლელზე მყარდება დაბალი დონის ძაბვა, ხოლო V1 ტრანზისტორი ღიაა.

ტაიმერის გაშვებისა და ჩამოგდების მომენტებში K1 და K2 კომპარატორთა შესასვლელებზე $U_{აჟს1}$ და $U_{აჟს2}$ ძაბვების მნიშვნელობები უნდა აკმაყოფილებდეს პირობებს, რომლებიც მოყვანილია №1 ცხრილში, სადაც U_1 და U_2 არის K1 და K2 კომპარატორთა ამუშავების ძაბვები შესაბამისად. ამავე ცხრილში მითითებულია ტაიმერის გამოსასვლელზე ძაბვის დონეები და V1 ტრანზისტორის მდგომარეობები.

ცხრილი №1

$U_{აჟს1}$	$U_{აჟს2}$	გამოსასვლელზე ძაბვის დონე	V1 ტრანზისტორის მდგომარეობა	პროცესი ტაიმერში
$U_{აჟს1} < U_1$	$U_{აჟს2} > U_2$	მაღალი (ლოგიკური 1)	ჩაკეტილია	გაშვება
$U_{აჟს2} < U_1$	$U_{აჟს2} > U_2$	დაბალი (ლოგიკური 0)	ღიაა	ჩამოგდება
$U_{აჟს1} < U_1$	$U_{აჟს2} < U_2$	ტაიმერის წინა მდგომარეობისაგან დამოკიდებულით ლოგიკური 0 ან ლოგიკური 1	ჩაკეტილია ან ღიაა	იმპულსის ფორმირების სამუშაო რეჟიმი

ტაიმერების გამოყენებით იმპულსური თუ სხვა მოწყობილობების შექმნისას აუცილებლად უნდა იქნეს გათვალისწინებული ის გარემოება, რომ ავტორხვეით რეჟიმში ტაიმერის გაშვებისა და ჩამოგდების $U_{აჟს1}$ და $U_{აჟს2}$ ძაბვები გამოიმუშავეს თვით ამ მოწყობილობების მიერ. მომლოდინე რეჟიმის შემთხვევაში გაშვების $U_{აჟს1}$ ძაბვა მიეწოდება სხვა წყაროდან, ხოლო ჩამოგდების $U_{აჟს2}$ ძაბვის გამომუშავეს კვლავინდებურად თვით მოწყობილობის მიერ ხორციელდება.

ტაიმერის მუშაობის პროცესში შესაძლოა კომპარატორთა შესასვლელებზე ძაბვები ერთდროულად ღებულობდნენ მნიშვნელობებს $U_{აჟს1} > U_1$ და $U_{აჟს2} < U_2$. ძაბვათა ასეთი შეხამებისას ნარჩუნდება ტაიმერის წინა მდგომარეობა, რომელიც დამყარდა მისი გაშვების ან ჩამოგდების შედეგად.

თუ ტაიმერის მუშაობის პროცესში ბლოკირების შესასვლელს მიეწოდება დაბალი დონის ძაბვა (ლოგიკური 0), მაშინ ტაიმერი გადადის პასიურ რეჟიმში. დაეაკონკრეტოთ მოცემული NE555 ტიპის ტაიმერის მუშაობის ზოგიერთი თავისებურება. როგორც აღნიშნული იყო $R1 \neq R3$ რეზისტორული დამყოფით განისაზღვრება კომპარატორებზე ზღურბლური ძაბვები. ამ ზღურბლების

რეგულირება (კვების ძაბვის შეცვლის გარეშე) შესაძლებელია K2 კომპარატორის მინერსირებელ შესასვლელზე (გამომყვანი 5) ზემოქმედებით. თუ მე-4 გამომყვანზე მიწოდებულია 0,4 ვ-ზე ნაკლები ძაბვა, მაშინ V2 ტრანზისტორი ბლოკავს სიმძლავრის მაძლიერებლის შესასვლელს და გამოსასვლელზე, მიუხედავად იმისა, მიწოდებულია თუ არა სიგნალები შესასვლელზე (2 და 6 გამომყვანები), გვექნება დაბალი (0,1 ვ-ზე ნაკლები) ძაბვა. ეს იქნება ტაიმერის პასიური რეჟიმი. ტაიმერის სამუშაო ანუ აქტიურ რეჟიმში გადასაყვანად საჭიროა მე-4 გამომყვანს მივაწოდოთ 1 ვ-ზე მეტი ძაბვა (ნებართვის ძაბვა). ამ დროს ბლოკირების წრელი გაითიშება და ის უკვე ვეღარ ახდენს გაყვანას გამოსასვლელი სიგნალის დონეზე. ამ რეჟიმში გაშვება ხორციელდება მე-2 გამომყვანზე U₁-ზე ნაკლები ძაბვის მიწოდებით. K1 კომპარატორი ამუშავდება და სქემის თავისებურებების გამო, იმის მიუხედავად თუ რა სიდიდის ძაბვაა K2 კომპარატორის შესასვლელზე, ტრიგერი გადადის გაშვების მდგომარეობაში და აფორმირებს იმპულსს, რომელიც შემდეგ ძლიერდება და ინვერსირდება სიმძლავრის მაძლიერებლით. ტაიმერის გამოსასვლელზე (მე-3 გამომყვანი) ამ დროს ყალიბდება მაღალი დონის ძაბვა, რომელიც მიახლოებით 0,5 ვ-ით ნაკლებია კვების ძაბვაზე. ერთდროულად ტრიგერის გამოსასვლელი იმპულსით იკეტება V1 ტრანზისტორი.

წყენებული მოთხოვნების შესასრულებლად კომპარატორს უერთებენ დროის დამკვეთ RC წრედს, C კონდენსატორზე ძაბვა ექსპონენციალურად იზრდება და უახლოვდება კვების ძაბვას. მაღალი დონის ძაბვა მყარდება ტაიმერის გამოსასვლელზეც. C კონდენსატორზე ძაბვის ზრდის სისწრაფე დამოკიდებულია დროის დამკვეთი RC წრედის დროის მუდმივაზე.

გამოსასვლელზე ძაბვის მაღალი დონე შენარჩუნებული იქნება იქამდე, სანამ ძაბვა კონდენსატორზე არ გაიზრდება $2/3 U_{კვ-დვ}$. როცა ეს მოხდება, ტაიმერი გადაირთვება საწყის მდგომარეობაში, V1 ტრანზისტორი გაჯერდება და სწრაფად განმუხტავს C კონდენსატორს. ტაიმერის გამოსასვლელზე მყარდება დაბალი დონის ძაბვა, რომელიც შენარჩუნებული იქნება იქამდე, სანამ გარედან მიწოდებული იმპულსის მოქმედებით ტაიმერის შესასვლელზე ძაბვა არ შეიცვლება $U_{კვ}/3$ მნიშვნელობამდე. C კონდენსატორზე ძაბვის თითქმის მყისური ვარდნა შეიძლება განხორციელდეს მე-4 გამომყვანზე 0,4 ვ-ზე ნაკლები ძაბვის მიწოდებით.

დროის დამკვეთი წრედის პარამეტრები მკაცრადაა დაკავშირებული გენერირებული იმპულსების ხანგრძლივობასთან. ამ წრედის რეზისტორს R

წინაღობა შეირჩევა ფარგლებში 150÷1000-ომიდან 10÷20-მეგაომამდე. კონდენსატორის C ტევადობა არ უნდა აღემატოს 100 პფ-ზე ნაკლები. რაც შეეხება ამ კონდენსატორის ტევადობის ზედა საზღვარს, აქაც გვაქვს შეზღუდვა: როგორც ცნობილია რაც უფრო დიდია კონდენსატორის ტევადობა, მით მეტია ჟონვის დენი. ამიტომ დიდი ტევადობის კონდენსატორის გამოყენებისას უნდა იქნას უზრუნველყოფილი პირობა: დროის დამკვეთ რეზისტორში გამავალი დამუხტვის დენი არ უნდა იყოს ნაკლები კონდენსატორის ჟონვის დენზე.

ტაიმერზე აგებული პრაქტიკულ სქემებში მიზანშეწონილია მე-5 გამომყვანი დაიუნტოს 0,01 მკფ ტევადობის კონდენსატორით. ეს ხელს შეუწყობს გარე ხელშეშლებისა და ძაბვების პულსაციების მანერე ზეგავლენის შემცირებას.

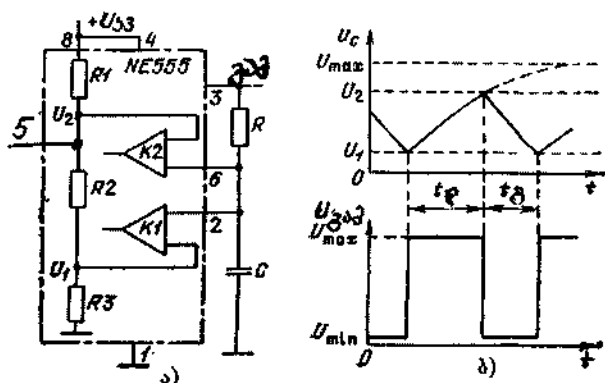
ტაიმერის გამოსასვლელ ძაბვის ზრდის დრო არ აღემატება 100 ნანოწამს. გამოსასვლელი წინაღობა მიახლოებით 10 ომია. კეების ძაბვა შეიძლება შევირჩიოთ ფარგლებში (4,5÷16,5) ვ. შესასვლელი წინაღობა კომპარატორისა ე.ი. ტაიმერისა არანაკლებია, ვიდრე 10 მეგაომი. ტაიმერს შეუძლია მუშაობა სიხშირეთა დიაპაზონში 0 ჰერციდან (2÷3) მეგაჰერცამდე და ის რეაგირებს იმპულსებზე, რომელთა ხანგრძლივობა 20 ნანოწამზე ნაკლები არაა. სიმძლავრის მაძლიერებლის გამოსასვლელზე დენი 200 მა-დეა, რაც საკმარისია სხვადასხვა ელექტრონული მოწყობილობის მართვისათვის.

ვინაიდან ტაიმერი შეიცავს მაღალმგრძობიარე კომპარატორებს, ძაბვის პრეციზიულ დამყოფს, საკმაოდ მძლავრ გამოსასვლელ კასკადს, განმმუხტველ გასაღებს, ბლოკირებისა და ნებართვის მოწყობილობას, ამასთან გაიოლებულია მისი შეთანხმება სხვადასხვა ანალოგურ და ციფრულ მოწყობილობასთან, ყოველივე ეს განაპირობებს მეტად ფართო შესაძლებლობებს ტაიმერთა პრაქტიკული გამოყენებისათვის. ტაიმერების ოპერაციულ მაძლიერებლებთან ერთად გამოყენება კიდევ უფრო ზრდის მათ ეფექტურობას. ტაიმერების ბაზაზე აგებული მოწყობილობების მაგალითებია იმპულსური სიგნალების გენერატორები და მაფორმირებლები, მათ შორის მულტივიბრატორები, წრფივად ცვლადი ძაბვის გენერატორები და მაფორმირებლები, დიდი სიმძლავრის იმპულსების გენერატორები და ა.შ. ქვემოთ მოგვყავს NE555 ტიპის ტაიმერის საფუძველზე სხვადასხვა ფუნქციონალური მოწყობილობების აგების მაგალითები. სხვა ტიპის ტაიმერის გამოყენების შემთხვევაში ამ მოწყობილობების შექმნის პრინციპები იგივე რჩება.

2.2. სხვადასხვა იმპულსური მოწყობილობის აბეგა
 ტაიმერების გამოყენებით

2.2.1. ავტორხვევითი მულტივიბრატორები

არსებობს ტაიმერებზე აგებული მულტივიბრატორთა მრავალი ვარიანტი. ნახ. 2.3. ა-ზე მოყვანილია მულტივიბრატორთა ერთ-ერთი ვარიანტის ფუნქციონალური სქემა, სადაც ტაიმერის გარდა საჭიროა მხოლოდ ორი დამატებითი ელემენტის - დროის დამკვეთი წრედის C კონდენსატორისა და R რეზისტორის გამოყენება. ავტორხვევითი რეჟიმის მისაღებად ტაიმერის კომპარატორთა შესასვლელები (2 და 6 გამოყვანები) გაერთიანებულია და R რეზისტორის საშუალებით შეერთებულია ტაიმერის გამოსასვლელთან (მე-3 გამოყვანი), ხოლო C კონდენსატორის გავლით კი - საერთო სალტესთან.



ნახ. 2.3. ავტორხვევითი მულტივიბრატორის ფუნქციონალური სქემა NE555 ტაიმერზე (ა) და ძაბვების დიაგრამა დროის დამკვეთ C კონდენსატორზე და ტაიმერის გამოსავალზე (ბ)

ბლოკირების შესასვლელს (მე-4 გამოყვანი) მიეწოდება კვების ძაბვა (+U_{კვ}). ამიტომ ტაიმერი ყოველთვის იმყოფება სამუშაო რეჟიმში.

ფორმირებული დროითი ინტერვალების სიზუსტისა და სტაბილურობის გაზრდის მიზნით მულტივიბრატორში განხორციელებულია დროის დამკვეთი RC წრედის ელემენტებისა და ტაიმერის შეერთების ბოგური პრინციპი. მითითებულ სქემაში ტაიმერის მგრძნობიარე ელემენტები - კომპარატორები, რომლებიც მართავენ მულტივიბრატორის მუშაობას, ჩართულია ორი ბოგის დიაგონალებში: K1 კომპარატორი - პირველი ბოგის დიაგონალში, K2 კომპარატორი კი - მეორე ბოგის დიაგონალში. პირველი ბოგის მხრებს წარმოადგენენ (R1+R2), R3 რეზისტორები და R და C კიდული ელემენტები, მეორე ბოგის მხრები კი შესდგება R1, (R2+R3) და R, C ელემენტებისაგან.

სქემის გამოსასვლელზე სწორკუთხა იმპულსების თანმიმდევრობის ფორმირება ხორციელდება დროის დამკვეთი C კონდენსატორის დამუხტვისა და განმუხტვის შედეგად. RC წრედის გადართვებს ახდენენ K1 და K2

კომპარატორები. ამ გადართვებისას C კონდენსატორის დამუხტვა ხდება ქვედა ზღურბლური U_1 მნიშვნელობიდან ზედა ზღურბლურ U_2 დონემდე, მიისწრაფვის რა ამ დროს ზღვარში გამოსავლელი ძაბვის მაქსიმალურ U_{max} მნიშვნელობისაკენ (პუნქტირი ნახ. 2.3. ბ-ზე). მაგრამ საქმე აქამდე არ მიდის, რადგან როცა C კონდენსატორზე ძაბვა მიაღწევს U_2 მნიშვნელობას, ამუშავდება K2 კომპარატორი, მოხდება RC წრედის გადართვა და იწყება C კონდენსატორის განმუხტვა U_2 დონიდან ქვედა U_1 დონემდე. ამ დროს ძაბვა ზღვარში მიისწრაფვის მინიმალურ U_{min} მნიშვნელობისაკენ, მაგრამ რეალურად ეს არ ხდება, რადგან, როგორც კი ძაბვა C კონდენსატორის განმუხტვისას მიაღწევს ზღურბლურ ქვედა U_1 მნიშვნელობას, ამუშავდება K1 კომპარატორი, რის გამოც RC წრედი კვლავ გადაირთვება და დაიწყება C კონდენსატორის დამუხტვა U_1 დონიდან U_2 დონემდე და პროცესი მეორედება ავტომატურად.

კონდენსატორის დამუხტვისა და განმუხტვის დროის მაფორმირებელი იმპულსების ხანგრძლივობა შესაბამისად ასე განისაზღვრება:

$$t_{\text{ღ}} = RC \ln \frac{U_{\text{max}} - U_1}{U_{\text{min}} - U_2}; \quad t_{\text{გ}} = RC \ln \frac{U_2 - U_{\text{min}}}{U_1 - U_{\text{min}}}. \quad (2.2)$$

გენერირებული რხევების პერიოდი

$$T = t_{\text{ღ}} + t_{\text{გ}} = RC \left(\ln \frac{U_{\text{max}} - U_1}{U_{\text{min}} - U_2} + \ln \frac{U_2 - U_{\text{min}}}{U_1 - U_{\text{min}}} \right) \quad (2.3)$$

როგორც (2.2) და (2.3) გამოსახულებებიდან ჩანს, თუ U_{max} , U_{min} ძაბვები და დროის დამკვეთი წრედის დროის მუდმივი $\tau = RC$ მუდმივი სიდიდეებია, მაშინ იმპულსთა ხანგრძლივობები და რხევების პერიოდი T შეიძლება ვარგულიროთ U_1 და U_2 ზღურბლური ძაბვების ცვლილების გზით. ამისათვის საჭიროა ტაიმერის მე-5 და მე-8 ან მე-5 და 1 გამომყვანებს შორის ჩაერთოს მარგულირებელი რეზისტორი. იმისათვის, რომ მულტივიბრატორის მიერ გენერირებული იმპულსები სიმეტრიული იყოს, უნდა დაკმაყოფილდეს პირობა $t_{\text{ღ}} = t_{\text{გ}}$, ანუ

$$(U_{\text{max}} - U_1) / (U_{\text{max}} - U_2) = (U_2 - U_{\text{min}}) / (U_1 - U_{\text{min}}) \quad (2.4)$$

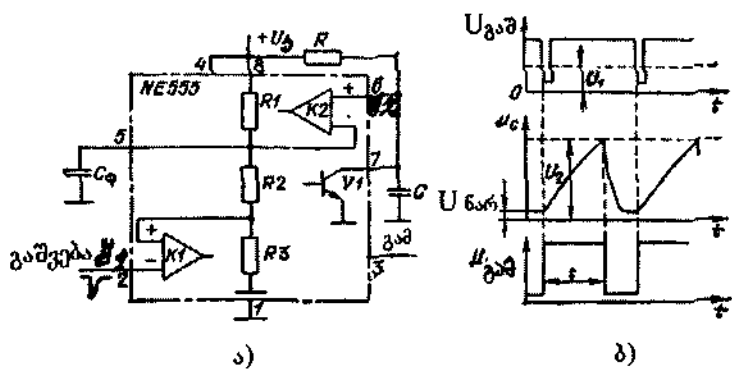
თუ C კონდენსატორის ტევადობას შევცვლით 1000 პიკოფარადიდან 10 მიკროფარადამდე, R რეზისტორი წინააღობას კი - 1 კილომიდან 100 კილომამდე, მაშინ იმპულსთა $t_{\text{ღ}}$ და $t_{\text{გ}}$ ხანგრძლივობები შეიცვლება

მიკროწამის ნაწილებიდან ერთეულ წამებამდე, ხოლო გენერირებული რხევების სიხშირე შესაბამისად ერთეული მეგაჰერცებიდან ჰერცის ნაწილებამდე.

2.2.2. მომლოდინე მულტივიბრატორი

არსებობს მომლოდინე მულტივიბრატორის აგებისათვის ტაიმერის ჩართვის სხვადასხვა ხერხი. მომლოდინე რეჟიმის მისაღებად ყველა შემთხვევაში K1 და K2 კომპარატორების შესასვლელები არ ერთიანდება და ერთ-ერთი კომპარატორი (პრაქტიკაში ყველაზე უფრო ხშირად K1) გამოიყენება სწორკუთხა იმპულსის ფორმირების დაწყების, ხოლო მეორე - დამთავრების უზრუნველსაყოფად.

ნახ. 2.4.ა-ზე ნაჩვენებია 555 ტიპის ტაიმერზე აგებული მომლოდინე მულტივიბრატორის ერთ-ერთი ვარიანტი.



ნახ. 2.4. მომლოდინე მულტივიბრატორი NE 555 ტაიმერზე (ა) და ძაბვების დიაგრამა (ბ)

ტაიმერის პირველ შესასვლელს ანუ K1 კომპარატორის მაინვერსირებელ შესასვლელს მიეწოდება უარყოფითი გამშვები იმპულსები, ხოლო მეორე შესასვლელი ანუ K2 კომპარატორის არამაინვერსირებელი შესასვლელი

შეერთებულია V1 განმმუხტველი ტრანზისტორის კოლექტორთან, რომელიც დროის დამკვეთი C კონდენსატორის საშუალებით შეერთებულია საერთო სალტესთან, ხოლო კიდული R რეზისტორის გავლით კი - კვების $U_{კვ}$ წყაროს დადებით პოლუსთან. ხელშეშლებით K2 კომპარატორის ყალბი ამოჭმულების თავიდან ასაცილებლად მე-5 გამომყვანი Cფ ფილტრის კონდენსატორის საშუალებით უერთდება სქემის საერთო სალტეს. ამავე სალტესთანაა მიერთებული გამომყვანი 1, მე-4 და მე-8 გამომყვანები შეერთებულია კვების $U_{კვ}$ წყაროსთან. დროითი ინტერვალების ფორმირებისას გამოიყენება ბოგა, რომელსაც ქმნის რეზისტორები R_1 , R_2+R_3 , R და C კონდენსატორი. ბოგის დიაგონალში ჩართულია K2 ჩამოგდების კომპარატორი.

საწყის მდგომარეობაში ტაიმერი იმყოფება ჩამოგდების რეჟიმში, მის გამოსასვლელზე დაბალი დონის დაბეჭდა, განმმუხტეელი V1 ტრანზისტორი ღიაა და ამის გამო C კონდენსატორი განმუხტულია. შესასვლელ 1-ზე უარყოფითი გამწვები იმპულსის მიწოდებისას ამუშავდება K1 კომპარატორი და ხორციელდება ტაიმერის გაშვება. შედეგად მულტივიბრატორის გამოსასვლელზე (მე-3 გამოყვანი) მყარდება მაღალი დონის დაბეჭდა და განმმუხტეელი V1 ტრანზისტორი ჩაიკეტება. იწყება C კონდენსატორის დამუხტვა დენით, რომელიც გადის $+U_{კ}$ წყაროდან R რეზისტორის გავლით. იმ მომენტში, როცა ზრდადი დაბეჭდა კონდენსატორზე მიაღწევს U_2 ზღურბლურ მნიშვნელობას, ამუშავდება K2 კომპარატორი და მოხდება ტაიმერის ჩამოგდება. მულტივიბრატორის გამოსასვლელზე მყარდება დაბალი დონის დაბეჭდა და V1 ტრანზისტორი იღება. C კონდენსატორი სწრაფად განიმუხტება და ღია V1 ტრანზისტორის გავლით და სქება უბრუნდება საწყის მდგომარეობას (მომლოდინე რეჟიმს). ეს მდგომარეობა შენარჩუნებული იქნება მანამ, სანამ პირველ შესასვლელს არ მიეწოდება მორიგი გამწვები იმპულსი.

ამრიგად, დროის დამკვეთი C კონდენსატორის დამუხტვის პროცესში მულტივიბრატორის გამოსასვლელზე ფორმირდება სწორკუთხა იმპულსი, რომლის ხანგრძლივობა

$$t=RC\ln[(U_{კგ}-U_{ნარჩ})/(U_{კგ}-U_2)], \quad (2.5)$$

სადაც RC წარმოადგენს კიდული RC წრედის დროის მუდმივას, ხოლო $U_{ნარჩ}$ გაჯერებული V1 ტრანზისტორის ემიტერსა და კოლექტორს შორის დაბეჭდის ვარდნაა (ნარჩენი დაბეჭდა).

ასეთი მულტივიბრატორი შეიძლება გამოყენებულ იქნას ისეთი სწორკუთხა იმპულსების ფორმირებისათვის, რომელთა ხანგრძლივობა მოთავსებულია ფარგლებში ათეული მიკროწამებიდან ათეულ წამებამდე.

თუ ტაიმერის მე-5 გამოყვანს მივაწვდით მარეგულირებელ $U_{რეგ}$ დაბეჭდას, მივიღებთ მომლოდინე მულტივიბრატორს გამოსასვლელი იმპულსების რეგულირებადი ხანგრძლივობით. გამოსასვლელი იმპულსის ხანგრძლივობის დამოკიდებულება მარეგულირებელი დაბეჭდასაგან აღიწერება განტოლებით:

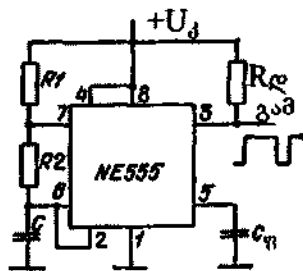
$$t=RC\ln[(U_{კგ}-U_{ნარჩ})/(U_{კგ}-U_{რეგ})] \quad (2.6)$$

2.2.3. მულტივიბრატორთა პრაქტიკული სქემები

ტაიმერებზე

ნახაზებზე 2.5., 2.6., 2.7., 2.8. და 2.10. მოყვანილია მულტივიბრატორთა ფუნქციონალური სქემების სხვა ვარიანტები. აქაც გამოყენებულია NE555 ტიპის ტაიმერი, რომლის ანალოგია – KP1006BII1.

I. ავტორხვევითი არასიმეტრიული მულტივიბრატორი



ნახ. 2.5. არასიმეტრიული ავტორხვევითი მულტივიბრატორი

ნახ. 2.5.-ზე ნაჩვენებ არასიმეტრიულ ავტორხვევით მულტივიბრატორში $R_ღ$ დატვირთვა ჩართულია ტაიმერის გამოსასვლელსა და კვების წყაროს შორის. იმპულსების ხანგრძლივობის სტაბილურობაზე ხელშეშლების ზემოქმედების გამორიცხვის მიზნით ტაიმერის მე-5 გამოყვანთან მიერთებულია ფილტრის სახით $C_ფ$ კონდენსატორი. დროის დამკვეთი C კონდენსატორის დამუხტვა

ხდება R_1 და R_2 რეზისტორების გავლით, ხოლო განმუხტვა კი – R_2 -ის საშუალებით. ამიტომ C კონდენსატორის დამუხტვისას და განმუხტვისას ფორმირებული იმპულსების ხანგრძლივობები შესაბამისად ასეთი ფორმულებით გამოისახება:

$$t_ღ = (R_1 + R_2) \ln \frac{1 - U_1 / U_{კ}}{1 - U_2 / U_{კ}}, \quad t_გ = R_2 C \ln \frac{U_2}{U_1}. \quad (2.7)$$

II. ავტორხვევითი მულტივიბრატორი დროის დამკვეთი

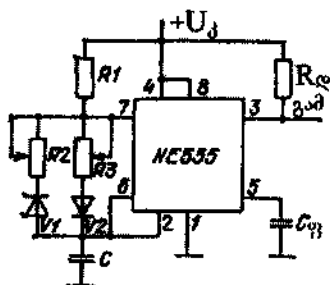
კონდენსატორის დამუხტვისა და განმუხტვის

განცალკევებული წრედებით

ასეთ, მულტივიბრატორში, რომელიც ნაჩვენებია ნახ. 2.6.-ზე, დროის დამკვეთი C კონდენსატორის დამუხტვისა და განმუხტვის წრედების განცალკევება მიღწეულია V_1 და V_2 დიოდების ჩართვის გზით. აქ საშუალება

გვეძლევა ცალ-ცალკე ვარგულოთ გამოსასვლელი იმპულსების $t_{ღ}$ და $t_{გ}$ ხანგრძლივობები, რომლებიც ამ შემთხვევაში ასე გამოისახება:

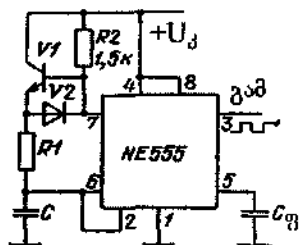
$$t_{ღ} = (R_1 + R_3)C \ln \frac{U_{აბ} - U_1}{U_{აბ} - U_2}, \quad t_{გ} = R_2 C \ln \frac{U_2}{U_1}. \quad (2.8)$$



ნახ. 2.6. ავტორხვეითი მულტივიბრატორი დროის დამკვეთი კონდენსატორის დამუხტვისა და განმუხტვის განცალკეული წრედებით

ცხადია, C კონდენსატორის დამუხტვით განსაზღვრული გამოსასვლელი იმპულსების ხანგრძლივობა რეგულირდება R_3 რეზისტორით, ხოლო ამავე კონდენსატორის განმუხტვით განპირობებული გამოსასვლელი იმპულსების ხანგრძლივობა კი - R_2 რეზისტორით.

III. ავტორხვეითი სიმეტრიული მულტივიბრატორი ტრანზისტორული დამუხტვითა და დიოდური განმუხტვით



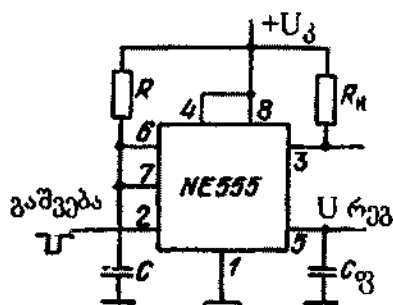
ნახ. 2.7. ავტორხვეითი სიმეტრიული მულტივიბრატორი ტრანზისტორული დამუხტვითა და დიოდური განმუხტვით

ასეთი მულტივიბრატორის სქემა წარმოდგენილია ნახ. 2.7-ზე. აქ C დროის დამკვეთი კონდენსატორის დამუხტვისა და განმუხტვის წრედის დროის მუდმივები ერთნაირია ე.ი. $t_{ღ} = t_{გ} = RC$ (2.9)

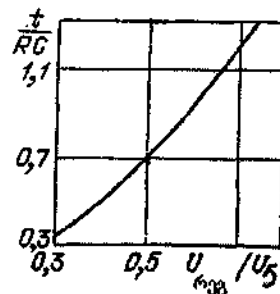
ეს მიიღწევა იმით, რომ კონდენსატორის დამუხტვისას V1 ტრანზისტორი ღიაა (გაჯერებულია), ხოლო V2 დიოდი კი

ჩაკეტილია, ხოლო ხსენებული C კონდენსატორის განმუხტვისას კი პირიქით - ტრანზისტორი ჩაკეტილია, ხოლო დიოდი ღიაა. ვინაიდან გაჯერებული ტრანზისტორისა და ღია დიოდის წინაღობები საკმაოდ მცირეა, შეგვიძლია ვივულისებოთ, რომ (2.9) ფორმულაში შემავალი $R \approx R_1$.

IV. რეგულირებადი მომლოდინე მულტივიზრატორი



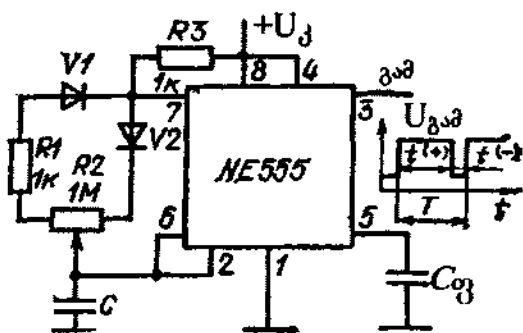
ნახ. 2.8. რეგულირებადი მომლოდინე მულტივიზრატორი



ნახ. 2.9. მულტივიზრატორის რეგულირების მახასიათებელი (ნახ. 4.8.)

ნახ. 2.8.-ზე წარმოდგენილია რეგულირებადი მომლოდინე მულტივიზრატორის ერთ-ერთი სქემა, სადაც გაშვების იმპულსები მიეწოდება მე-2 გამომყვანს, ხოლო მარეგულირებელი $U_{რგვ}$ ძაბვა კი - მე-5 გამომყვანს. ფორმირებული იმპულსების ხანგრძლივობა და რეგულირების მახასიათებელი განისაზღვრება (2-6) გამოსახულების მიხედვით. ნახ. 2.9-ზე ნაჩვენებია იმპულსის ხანგრძლივობის დამოკიდებულება მარეგულირებელი $U_{რგვ}$ ძაბვისაგან (ფარდობით ერთეულებში).

V. ავტორხევიტი მულტივიზრატორი იმპულსთა რეგულირებადი სიმეჩხერით



ნახ. 2.10. ავტორხევიტი მულტივიზრატორი იმპულსთა რეგულირებადი სიმეჩხერით

ნახ. 2.10.-ზე წარმოდგენილ მულტივიზრატორის სპეციფიკა მდგომარეობს შემდეგში: რხევების უცვლელი პერიოდის დროს ე.ი. როცა $T \approx R_2 C \ln 2$, (2-10) მულტივიზრატორი გენერირებს დადებით და უარყოფითი პოლარობის იმპულსებს, რომელთა ხანგრძლივობა რეგულირდება ფართო საზღვრებში:

$$t^{(+)} = (R_3 + R_2') C \ln 2; \quad t^{(-)} = (R_1 + R_2') C \ln 2; \quad (2-11)$$

სადაც R_2^I და R_2^{II} წარმოადგენენ R_2 რეზისტორის იმ ნაწილის წინაღობებს, რომლებშიც გადის შესაბამისად C კონდენსატორის დამუხტვის და განმუხტვის დენები. ცხადია, $R_2^I + R_2^{II} = R_2$.

რეზისტორთა იმ ნომინალების დროს, რომლებიც აღნიშნულია ნახ. 2.10.-ზე, იმპულსთა $t^{(+)}$ და $t^{(-)}$ ხანგრძლივობები R_2 წინაღობის რეგულირებით შესაძლოა შევცვალოთ 1000-ჯერ ანუ ფარდობა $t^{(+)}/t^{(-)}$ შეიძლება შევცვალოთ 0,001-დან 1000-მდე. ამასთან R_2 პოტენციომეტრის მცოცის ნებისმიერი მდებარეობის დროს ძალაშია ტოლობა

$$t^{(+)} + t^{(-)} = T = \text{const} \quad (2-12)$$

2.2.4. იმპულსთა ხანგრძლივობის სტაბილურობის ბაზრდის ხმარება

იმპულსთა გენერატორებისა და მაფორმირებლების გამოყენებისას კონკრეტული პრაქტიკული ვითარების მიხედვით იმპულსთა ხანგრძლივობის სტაბილურობის ესა თუ ის ხარისხი მოითხოვება.

ერთ-ერთი გზა ხსენებული სტაბილურობის გაზრდისა ეფუძნება მაღალი სტაბილურობის დროის დამკვეთი R_c – წრედებისა და სტაბილიზებული კვების წყაროების გამოყენებას, აგრეთვე ხელშეშლების გავლენის შემცირებას.

მეორე გზა სტაბილურობის ამაღლებისა მდგომარეობს ბოგური სქემების გამოყენებაში. ამ დროს, მაგალითად, მულტივიბრატორის აგებისას $K1$ და $K2$ კომპარატორის შესასვლელები ჩაირთვება ბოგის დიაგონალებში. ამ ბოგის ორი მხარი იქმნება ტაიმერის $R1$, $R2$, $R3$ პრეციზიული რეზისტორების გარკვეული კომბინაციებით, ხოლო დანარჩენი ორი მხარი კი – RC დროის დამკვეთი წრედის კიდული R და C ელემენტებით. კვების ძაბვების ნომინალების სწორად შერჩევის დროს ეს საშუალებას იძლევა მნიშვნელოვნად გაიზარდოს ფორმირებული იმპულსების ხანგრძლივობის სტაბილურობა.

ზემოთთქმულის საილუსტრაციოდ ვაჩვენოთ, თუ როგორ გავლენას ახდენს კვების ძაბვების არასტაბილურობა ნახ. 2.3.ა-სა და ნახ. 2.4.ა-ზე ნაჩვენები მულტივიბრატორების მიერ ფორმირებული იმპულსების ხანგრძლივობების სტაბილურობაზე. ამ მულტივიბრატორთა იმპულსების ხანგრძლივობები, როგორც უკვე იყო აღნიშნული, გამოისახება (2-2) და (2-5) ფორმულებით. NE555

ტიპის ტაიმერისათვის $U_{\max}=U_{\text{კვ}}-U_{\text{კგაჯ}}-U_{\text{ბე}}$ და $U_{\min}=U_{\text{გაჯ}}$. (2-2)-ის საფუძველზე ნახ. 2.3.ა-ზე წარმოდგენილი ავტორხევითი მულტივიბრატორისთვის მივიღებთ ასეთ ფორმულებს, რომლებიც ასახავენ კავშირს გენერირებული იმპულსების ხანგრძლივობის ფარდობით არასტაბილურობასა და კვების $U_{\text{კ}}$ ძაბვის ფარდობით არასტაბილურობას შორის:

$$\frac{dt_{\text{ღ}}}{t_{\text{ღ}}} = \frac{dU_{\text{კვ}}}{U_{\text{კვ}}} \cdot \frac{U_{\Sigma}}{U_{\text{კვ}}} \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\left(\alpha_1 - \frac{U_{\Sigma}}{U_{\text{კვ}}}\right) \left(\alpha_2 - \frac{U_{\Sigma}}{U_{\text{კვ}}}\right)} \left[\ln \frac{\alpha_2 - \frac{U_{\Sigma}}{U_{\text{კვ}}}}{\alpha_1 - \frac{U_{\Sigma}}{U_{\text{კვ}}}} \right]^{-1}, \quad (2-13)$$

$$\frac{dt_{\text{ბ}}}{t_{\text{ბ}}} = \frac{dU_{\text{კვ}}}{U_{\text{კვ}}} \cdot \frac{U_{\text{კგაჯ}}}{U_{\text{კვ}}} \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\left(\alpha_1 - \frac{U_{\text{კგაჯ}}}{U_{\text{კვ}}}\right) \left(\alpha_2 - \frac{U_{\text{კგაჯ}}}{U_{\text{კვ}}}\right)} \left[\ln \frac{\alpha_2 - \frac{U_{\text{კგაჯ}}}{U_{\text{კვ}}}}{\alpha_1 - \frac{U_{\text{კგაჯ}}}{U_{\text{კვ}}}} \right]^{-1}, \quad (2-14)$$

სადაც $dt_{\text{ღ}}/t_{\text{ღ}}$ და $dt_{\text{ბ}}/t_{\text{ბ}}$ წარმოადგენენ დროის დამკვეთი C კონდენსატორის დამუხტვისა და განმუხტვისას ფორმირებულ იმპულსთა ხანგრძლივობების ფარდობით არასტაბილურობებს შესაბამისად, $dU_{\text{კვ}}/U_{\text{კვ}}$ არის კვების წყაროს ძაბვის ფარდობითი არასტაბილურობა; $U_{\Sigma}=U_{\text{კგაჯ}}+U_{\text{ბე}}$; $U_{\text{კგაჯ}}$ და $U_{\text{ბე}}$ შესაბამისად წარმოადგენენ ტაიმერის გამოსასვლელი კასკადის ტრანზისტორთა კოლექტორის გაჯერების ძაბვასა და ემიტერულ გადასასვლელზე ძაბვას;

$$\alpha_1 = \frac{U_1}{U_{\text{კვ}}} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}; \quad \alpha_2 = \frac{U_2}{U_{\text{კვ}}} = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3};$$

U_1 და U_2 არის ძაბვები $R_1R_2R_3$ ძაბვის დამყოფის გამოსასვლელებზე.

მიღებული გამოსახულებიდან ჩანს, რომ იმპულსთა ხანგრძლივობების არასტაბილურობა დამოკიდებულია კვების წყაროს $U_{\text{კვ}}$ ძაბვის ნომინალურ მნიშვნელობაზე და მცირდება $U_{\text{კვ}}$ ძაბვის გაზრდის დროს. ასე, მაგალითად, თუ $\alpha_1 \approx 0,33$, $\alpha_2 \approx 0,66$, $U_{\text{კგაჯ}} \approx 0,3$ ვ და $U_{\Sigma} \approx 1$ ვ და როცა $U_{\text{კვ}} = 5$ ვ, სიდიდე $dt_{\text{ღ}}/t_{\text{ღ}}$ 2,7-ჯერ ნაკლებია $dU_{\text{კვ}}/U_{\text{კვ}}$ სიდიდეზე, ხოლო როცა $U_{\text{კვ}} = 10$ ვ, - 5-ჯერ ნაკლები. შესაბამისად $dt_{\text{ბ}}/t_{\text{ბ}}$ 5-ჯერ და 10-ჯერ ნაკლები გამოდის $dU_{\text{კვ}}/U_{\text{კვ}}$ სიდიდეზე.

მომლოდინე მულტივიბრატორის (ნახ. 2.4.ა) იმპულსების ხანგრძლივობის ფარდობითი არასტაბილურობა მკვებავი ძაბვის ფარდობით არასტაბილურობასთან დაკავშირებულია დამოკიდებულებით

$$\frac{dt}{t} = \frac{dU_{\text{კვ}}}{U_{\text{კვ}}} \cdot \frac{U_{\text{ნარჩ}}}{U_{\text{კვ}}} \frac{1}{1 - U_{\text{ნარჩ}}/U_{\text{კვ}}} \left[\ln \frac{1 - U_{\text{ნარჩ}}/U_{\text{კვ}}}{1 - \alpha_2} \right]^{-1} \quad (2-15)$$

აქ ყველა სიდიდე იგივეა, რაც (2.5) ფორმულაში იყო. (2.15) გამოსახულებიდან ჩანს, რომ მომლოდინე მულტივიბრატორის (ნახ. 2.4.ა) შემთხვევაშიც რაც მეტი იქნება მკვებაეი $U_{კვ}$ ძაბვა, მით ნაკლები იქნება ამ ძაბვის არასტაბილობის გაველენა ფორმირებული იმპულსის ხანგრძლივობის არასტაბილობაზე. მაგალითად, თუ $U_{ნაჩ.} \leq 0,3$ ვ და $\alpha_2 = 0,66$, მაშინ ფარდობითი არასტაბილობა dt/t კვების ძაბვის ფარდობით არასტაბილობა $dU_{კვ}/U_{კვ}$ -თან შედარებით ნაკლები იქნება 15-ჯერ, როცა $U_{კვ} = 5$ ვ და 30-ჯერ, როცა $U_{კვ} = 10$ ვ.

(2.13), (2.14) და (2.15) დამოკიდებულებების ანალიზი გვიჩვენებს, რომ ნახ. 2.4.ა ნაჩვენები სქემით შესრულებული მომლოდინე მულტივიბრატორი (სხვა თანაბარი პირობების შემთხვევაში) უზრუნველყოფს მნიშვნელოვნად უფრო მაღალ სტაბილურობას ფორმირებული იმპულსების ხანგრძლივობისა, ვიდრე ნახ. 2.3.ა სქემით შესრულებული ავტორხევითი მულტივიბრატორი. ეს იმაზე მეტყველებს, რომ სერიოზული ყურადღება უნდა დაეთმოს სქემის შერჩევას, რათა უზრუნველყოფილი იქნეს ფორმირებული იმპულსების ხანგრძლივობის სტაბილობა.

ხშირად კვების ძაბვა წინასწარ შერჩეულია და არა გვაქვს მისი შეცვლის უფლება. მაშინ, მაღალი სტაბილობის მისაღწევად გარდა შესაფერისი სქემის შერჩევისა საჭიროა RC დროის დამკვეთი წრედის დროის მუდმივი ასეთი პირობით განისაზღვროს:

$$\tau = RC = t_0, \quad (2.16)$$

სადაც t_0 – საფორმირებელი დროითი ინტერვალის ხანგრძლივობაა. ეს პირობა გარკვეულ მოთხოვნებს აყენებს ზღურბლური ძაბვების შერჩევის თვალსაზრისით. როგორც ცნობილია, დროის დამკვეთ C კონდენსატორზე ძაბვა იცვლება ამ ზღურბლურ მნიშვნელობებს შორის და ამიტომ ოპტიმალური ზღურბლური ძაბვების მნიშვნელობები დამოკიდებულია, როგორც კვების ძაბვების სიდიდისაგან, ასევე მოწყობილობის სქემისაგან. მაგალითად, ავტორხევითი მულტივიბრატორისათვის (ნახ. 2.3.ა) ძაბვა კონდენსატორზე იცვლება ისე, როგორც ეს ნაჩვენებია ნახ. 2.3.ბ-ზე, ხოლო ოპტიმალური ზღურბლური დონეები განისაზღვრება გამოსახულებებით:

$$U_{1opt} = (U_{max} + eU_{min}) / (e+1) \quad (2.17)$$

$$U_{2opt} = (eU_{max} + U_{min}) / (e+1) \quad (2.18)$$

აქ e ნეპერის რიცხვია.

ამ სქემისათვის შეგვიძლია ჩავთვალოთ, რომ $U_{\max} \approx U_{კვ}$, $U_{\min} = U_{ნარჩ.}$ ($U_{ნარჩ.} = U_{კვაჯ.}$ არის ნარჩენი ძაბვა ტაიმერის განმმუხტველ ტრანზისტორზე). თუ მოვახდენთ ჩასმებს (2-17)-სა და (2-18)-ში, მივიღებთ:

$$U_{1opt} = \frac{1}{1+e} (U_{კვ} + eU_{ნარჩ.}), \quad (2-19)$$

$$U_{2opt} = \frac{1}{1+e} (eU_{კვ} + U_{ნარჩ.}), \quad (2-20)$$

მომლოდინე მულტივიბრატორისათვის (ნახ. 2.4.ა) საჭიროა შეირჩეს U_2 ზღურბლური ძაბვის ოპტიმალური დონე, რომელიც ამ შემთხვევაში განისაზღვრება ფორმულით:

$$U_{2opt} = [(e-1)U_{\max} + U_{\min}] / e, \quad (2-21)$$

როცა $U_{\max} \approx U_{კვ}$ და $U_{\min} \approx U_{ნარჩ.}$, მაშინ

$$U_{2opt} = \frac{1}{e} [(e-1)U_{კვ} + U_{ნარჩ.}], \quad (2-22)$$

იმისათვის, რომ უზრუნველყოფილი იქნეს ზღურბლურ ძაბვათა ოპტიმალური დონეები, უნდა სათანადოდ შეირჩეს ტაიმერში არსებული ძაბვის R_1 , R_2 , R_3 დამყოფის პარამეტრები. ეს წინააღობები უნდა აკმაყოფილებდნენ პირობას:

$$R_1:R_2:R_3 = 1:(e-1): \frac{U_{\max} + eU_{\min}}{U_{\max} - U_{\min}} \quad (2-23)$$

NE555 ტიპის ტაიმერისთვის ეს პირობა არ კმაყოფილდება ($R_1 = R_2 = R_3$). ამიტომ მიზანშეწონილია მე-5 და მე-8 გამომყვანებს შორის ჩაერთოს დამატებითი მარეგულირებელი რეზისტორი.

აღსანიშნავია, რომ ზემოთ მოყვანილი მოსაზრებები სამართლიანია მხოლოდ იმ შემთხვევებში, როცა დამუხტვა-განმუხტვა დროის დამკვეთი C კონდენსატორისა ხორციელდება ექსპონენციალური კანონით. სხვა შემთხვევაში, მაგალითად, კონდენსატორზე ძაბვის წრფივი კანონით ცვლილებისას საუკეთესო სტაბილობის უზრუნველყოფის ამოცანა წყდება სხვა მოსაზრებებიდან გამომდინარე.

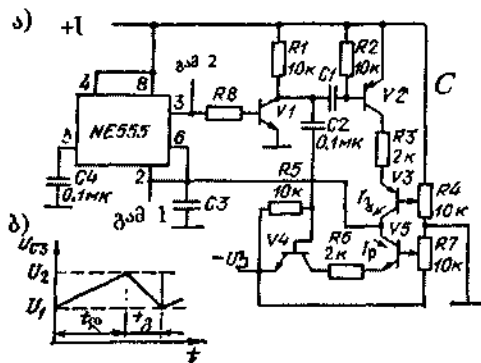
2.2.5. წრფივად ცვალებადი ძაბვის გენერატორები და მაფორმირებლები
მაფორმირებლები

წრფივად ცვალებადი ძაბვის გენერატორები და მაფორმირებლები ტაიმერზე იგება მულტივიბრატორების მსგავსად. განსხვავება მდგომარეობს იმაში, რომ ამ შემთხვევაში საჭიროა დროის დამკვეთი კონდენსატორის დამუხტვა და განმუხტვა განხორციელდეს არა ექსპონენციალური არამედ წრფივი კანონით.

ასეთი მოწყობილობების შემქნისას სხვადასხვა მეთოდს იყენებენ. ყველაზე უფრო გავრცელებულია შემდეგი სამი ხერხი:

- 1) დროის დამკვეთი რეზისტორის შეცვლა დენის წყაროთი;
- 2) კონდენსატორის დამუხტვის წრედში მაკომპენსირებელი ემძ-ის წყაროს შეყვანა;
- 3) მიღერის ინტეგრატორის გამოყენება.

I. სამკუთხა ფორმის ძაბვის რეგულირებადი გენერატორი



ნახ. 2.11. სამკუთხა ფორმის ძაბვის რეგულირებადი გენერატორი (ა) და ძაბვის დიაგრამა დროის დამკვეთ კონდენსატორზე C3 (ბ)

ნახ. 2.11.ა-ზე წარმოდგენილია სამკუთხა ფორმის ძაბვის გენერატორი, რომელშიც გამოყენებულია პირველი ხერხი. აქ დროის დამკვეთი C3 კონდენსატორი მორიგეობით იმუხტება და განიმუხტება წრფივი კანონით $I_{\text{დ}}$ და $I_{\text{გ}}$ დენებით შესაბამისად. ამ დენებს ქმნის დენის წყაროები,

რომლებიც აწყობილია V2, V3, და V4, V5 ტრანზისტორებზე. V1 ტრანზისტორზე აგებული კასკადი წარმოადგენს ტაიმერის შესასვლელი სიგნალის ინვერტორს. V2 და V4 ტრანზისტორებზე აგებული კასკადები მუშაობენ გასაღების რეჟიმში. იმის გამო, რომ ამ ტრანზისტორებს სხვადასხვა ტიპის გამტარობა აქვთ, მუშაობის პროცესში იხინი სხვადასხვა მდგომარეობებში იმყოფებიან და გადაირთვებიან ტაიმერის გამოსასვლელი ძაბვის დონის ცვლილებისას. თუ ტაიმერის გამოსასვლელზე მაღალი დონის ძაბვაა, მაშინ V2 გასაღები ღიაა $I_{\text{დ}}$

დამუხტვის დენისათვის, ხოლო თუ ხსენებული ძაბვის დონე დაბალია, მაშინ ღიაა V4 გასაღები განმუხტვის I_g დენისათვის. I_d და I_g დენების ასეთი მორიგეობითი გავლისას C3 კონდენსატორზე (გამ.1) წარმოიქმნება წრფივად ცვალებადი ძაბვა, ხოლო ტაიმერის მეორე გამოსასვლელზე კი (გამ.2) - სწორკუთხა ფორმის იმპულსები.

იმპულსთა ხანგრძლივობა (ნახ. 2.11.ბ) ასე განისაზღვრება:

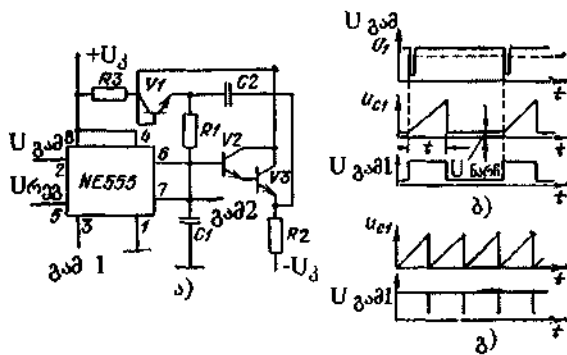
$$t_d = C_3(U_2 - U_1) / I_d; \quad (2.24)$$

$$t_g = C_3(U_2 - U_1) / I_g; \quad (2.25)$$

ამ ფორმულებში შემავალი U_1 და U_2 ზღურბლური ძაბვები გამოითვლება (2.1) ფორმულებით.

R4 და R7 ცვალებადი წინაღობების საშუალებით შესაძლებელია t_d და t_g იმპულსთა ხანგრძლივობის დამოუკიდებელი რეგულირება. ნახ. 2.11.ა-ზე ელემენტთა მითითებული ნომინალების შემთხვევაში და $C_3=1$ მკფ მნიშვნელობისა და კვების ძაბვების +10ვ და -5ვ სიდიდების დროს t_d და t_g ხანგრძლივობები R4 და R7 რეზისტორების საშუალებით შეიძლება ვარეგულიროთ საზღვრებში მილიწამების მეათედი ნაწილებიდან რამოდენიმე ათეულ მილიწამამდე. სამკუთხა ძაბვის არაწრფივობის კოეფიციენტი არ აღემატება 1%-ს.

II. იმპულსური წრფივად ცვალებადი ძაბვის მაფორმირებელი



ნახ. 2.12. იმპულსური წრფივად ცვალებადი ძაბვის მაფორმირებელი (ა) ძაბვის დიაგრამა მაფორმირებლის მომლოდინე (ბ) და ავტორხვეითი (გ) რევიმების დროს

ნახ. 2.12.-ზე წარმოდგენილ იმპულსურ წრფივად ცვალებადი ძაბვის მაფორმირებელში გამოყენებულია მეორე მეთოდი. კერძოდ, C1 დროის დამკვეთი კონდენსატორის დამუხტვის პროცესის გაწრფივებისათვის აქ გამოყენებულია მაკომპენსი-

რებელი ემძის წყარო, რომლის შემადგენლობაში შედის V2, V3, და R2 ელემენტებზე აგებული შედგენილი ემიტერული მამეორებელი, დიდი ტევადობის C2 კონდენსატორი ($C2 \gg C1$) და R1 რეზისტორი, რომლის გავლითაც ხდება C1 კონდენსატორის დამუხტვა. R3 რეზისტორის საშუალებით ხდება C2

კონდენსატორის დამუხტვა კვების წყაროს $U_{კვ}$ ძაბვის ხარჯზე. ეს ხდება მას შემდეგ, რაც დამთავრდება C1 კონდენსატორის დამუხტვა. V1 ტრანზისტორი ასრულებს გასაღების როლს, ის გამოურთავს ხოლმე $+U_{კვ}$ კვების ძაბვას მაკომპენსირებელი ემპ-ის წყაროს იმ ხნის განმავლობაში, სანამ მიმდინარეობს წრფივად ცვალებადი ძაბვის ფორმირების პროცესი.

პირველ და მეორე გამოსასვლელზე (გამ1., გამ2.) მიიღება შესაბამისად სწორკუთხა ($U_{გა.1}$) და სამკუთხა (U_{C1}) იმპულსები (ნახ. 2.12.ბ). ამ იმპულსთა ხანგრძლივობა

$$t = R_1 C_1 (U_2 - U_{ნარჩ.}) / (U_{კვ} - U_{ბე1} - U_{ნარჩ.}), \quad (2-26)$$

სადაც U_2 ტაიმერის ზღურბლური ძაბვა განისაზღვრება (2-1) ფორმულით. $U_{ბე1}$ არის ღია V1 ტრანზისტორის ემიტერულ გადასასვლელზე არსებული ძაბვა; $U_{ნარჩ.}$ წარმოადგენს C1 კონდენსატორზე მისი განმუხტვის შემდეგ არსებულ ნარჩენ ძაბვას.

ვინაიდან NE555 ტიპის ტაიმერისათვის $U_2 = 2U_{კვ}/3$, მაშინ $U_{ბე1}$ და $U_{ნარჩ.}$ ძაბვების უგულებელყოფის შემთხვევაში იმპულსთა ხანგრძლივობის გამოსათვლელად მივიღებთ

$$t \approx \frac{2}{3} R_1 C_1 \quad (2-27)$$

თუ ნახ. 2.12.ა-ზე ნაჩვენებ მაფორმირებელში მე-2 გამომყვანს შევადროებთ მე-6 გამომყვანთან (გამშვები იმპულსების წყარო უკვე საჭირო არ არის), მაშინ მოწყობილობა მომლოდინე რეჟიმიდან გადავა ავტოგენერაციის რეჟიმში. ამ დროს პირველ გამოსასვლელზე (გამ.1) მივიღებთ ვიწრო სწორკუთხა იმპულსებს, ხოლო მეორე გამოსასვლელზე (გამ2.) კი – ხერხისებურ იმპულსებს (ნახ. 2.12.გ.), რომელთა გამეორების პერიოდი მიახლოებით (2-26) და (2-27) ფორმულებით განსაზღვრულ იმპულსთა ხანგრძლივობის ტოლია.

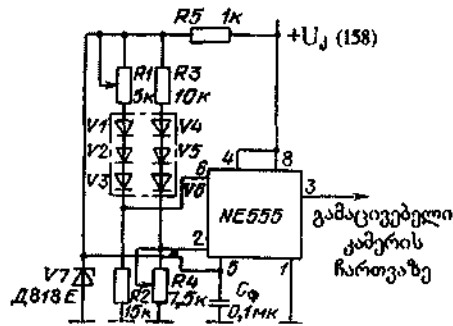
როგორც (2-26) გამოსახულებიდან ჩანს, მაფორმირებლის იმპულსთა ხანგრძლივობა წრფივ დაოკიდებულებაშია U_2 ზღურბლურ ძაბვასთან. ამიტომ, თუ მე-5 გამომყვანს მივაწვდით მარეგულირებელ $U_{რეგ.} = U_2$ ძაბვას, შეგვიძლია ფორმირებული იმპულსების ხანგრძლივობა ვცვალოთ წრფივი კანონით. ასეთ შემთხვევაში რეგულირების მახასიათებელი გამოისახება ტოლობით:

$$t \approx \frac{U_{რეგ.}}{U_{კვ} (1 - U_{ბე1} / U_{კვ})} \cdot R_1 C_1 \quad (2-28)$$

2.3. ტაიმერთა გამოყენება ავტომატიკის
მოწყობილობაში

ტაიმერები შეიძლება წარმატებით იქნეს გამოყენებული ფიზიკური სიდიდეებისა და პროცესების პარამეტრების ავტომატური მართვისა და რეგულირების სხვადასხვა მოწყობილობის შესაქმნელად. მაგალითად, ტაიმერების გამოყენებით საკმაოდ მარტივად შეიძლება შეიქმნას მოწყობილობა, რომელიც ავტომატურად შეინარჩუნებს ტემპერატურას მოცემულ საზღვრებში, ჩართავს და გამორთავს განათების სისტემას, ჩართავს დაცვის სიგნალიზაციას და სხვა.

I. ტემპერატურის ავტომატური რეგულატორი
დიოდებიანი გადაწყობით



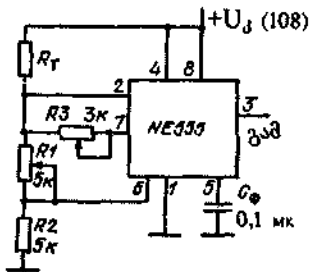
ნახ. 2.13. მოთხოვნილ ფარგლებში ტემპერატურის ავტომატური შენარჩუნების მოწყობილობა

ნახ. 2.13-ზე წარმოდგენილი სქემით შესრულებული მოწყობილობა ავტომატურად ინარჩუნებს ტემპერატურას მოთხოვნილ ფარგლებში. ეს მიიღწევა იმით, რომ ტაიმერის გამოსასვლელი სიგნალი მართავს სარეგულირებელი ობიექტის (მაგალითად, სიცივის კამერის, ან კონდიციონერის ან სხვა რომელიმე მოწყობილობის) ჩართვა-გამორთვას. აქ მგრძობიარე ელემენტს ანუ გადამწოდს წარმოადგენს V1-V3 და V4-V6 ტრანზისტორები, რომლებიც ჩართულნი არიან დიოდური სქემით (გამოყენებულია ემიტერული p-n გადასასვლელები). ეს გადამწოდი მოთავსებულია სიერცეში, სადაც რეგულირდება ტემპერატურა. ტემპერატურის 1°C-ით შეცვლისას ძაბვა ემიტერულ გადასასვლელზე (ძაბვასა და ემიტერს შორის) იცვლება მიახლოებით 2,2 მვ-ით. ამიტომ ტემპერატურის ასეთი ცვლილების დროს ტაიმერის 2 და 6 შესასვლელზე ძაბვა იცვლება $3 \times 2,2 = 6,6$ მვ-ით. ძაბვის ასეთი ცვლილება სავსებით საკმარისია იმისათვის, რომ სარეგულირო ტემპერატურის ქვედა და ზედა ზღურბლური დონეები შევინარჩუნოთ გრადუსის მეათედი ნაწილების სიზუსტით. ეს თავის მხრივ განპირობებულია იმით, რომ კომპარატორთა ამუშავების სიზუსტე მაღალია და ამასთან, მოწყობილობის

ნახ. 2.13-ზე წარმოდგენილი სქემით შესრულებული მოწყობილობა ავტომატურად ინარჩუნებს ტემპერატურას მოთხოვნილ ფარგლებში. ეს მიიღწევა იმით, რომ ტაიმერის გამოსასვლელი სიგნალი მართავს სარეგულირებელი ობიექტის (მაგალითად, სიცივის კამერის, ან კონდიციონერის ან სხვა რომელიმე მოწყობილობის) ჩართვა-გამორთვას. აქ მგრძობიარე ელემენტს ანუ გადამწოდს წარმოადგენს V1-V3 და V4-V6 ტრანზისტორები, რომლებიც ჩართულნი არიან დიოდური სქემით (გამოყენებულია ემიტერული p-n გადასასვლელები). ეს გადამწოდი მოთავსებულია სიერცეში, სადაც რეგულირდება ტემპერატურა. ტემპერატურის 1°C-ით შეცვლისას ძაბვა ემიტერულ გადასასვლელზე (ძაბვასა და ემიტერს შორის) იცვლება მიახლოებით 2,2 მვ-ით. ამიტომ ტემპერატურის ასეთი ცვლილების დროს ტაიმერის 2 და 6 შესასვლელზე ძაბვა იცვლება $3 \times 2,2 = 6,6$ მვ-ით. ძაბვის ასეთი ცვლილება სავსებით საკმარისია იმისათვის, რომ სარეგულირო ტემპერატურის ქვედა და ზედა ზღურბლური დონეები შევინარჩუნოთ გრადუსის მეათედი ნაწილების სიზუსტით. ეს თავის მხრივ განპირობებულია იმით, რომ კომპარატორთა ამუშავების სიზუსტე მაღალია და ამასთან, მოწყობილობის

კვების ძაბვის სტაბილურობა უზრუნველყოფილია. სარეგულირებელი ტემპერატურის ზედა და ქვედა ზღვრების დაყენება ხორციელდება R1 და R4 ცვალებადი წინაღობების საშუალებით.

II. ტემპერატურის ავტომატური რეგულატორი
თერმორეზისტორული ბალანსოვლით



ნახ. 2.14. ტემპერატურის რეგულატორი

ნახ. 2.14.-ზე წარმოდგენილი სქემით განხორციელებულ თერმორეგულატორში მგრძობიარე ელემენტის ანუ გადამწოდის სახით გამოყენებულია R_T თერმორეზისტორი. მიუხედავად სიმარტივისა, ასეთი თერმორეგულატორი უზრუნველყოფს ტემპერატურის ცვლილების დიაპაზონის ზედა და ქვედა საზღვრების საკმაოდ მაღალ სიზუსტეს, რაც იმით აიხსნება, რომ

როგორც ნახ. 2.13. სქემის შემთხვევაში, აქაც განხორციელებულია ტაიმერიანი მოწყობილობის აგების ბოგური პრინციპი: ნახ. 2.14.-ზე მოყვანილ სქემაში კომპარატორები ჩართულნი არიან ბოგების დიაგონალებში. ეს ბოგები შექმნილია ტაიმერის რეზისტორებით, R_T თერმორეზისტორით და კიდული R1-R3 რეზისტორებით. სარეგულირებელი ტემპერატურის დიაპაზონის საზღვრების დაყენება ხორციელდება R1 და R3 რეზისტორების საშუალებით: R1-ით დაყენდება ზედა, ხოლო R3-ით კი - ქვედა საზღვარი.

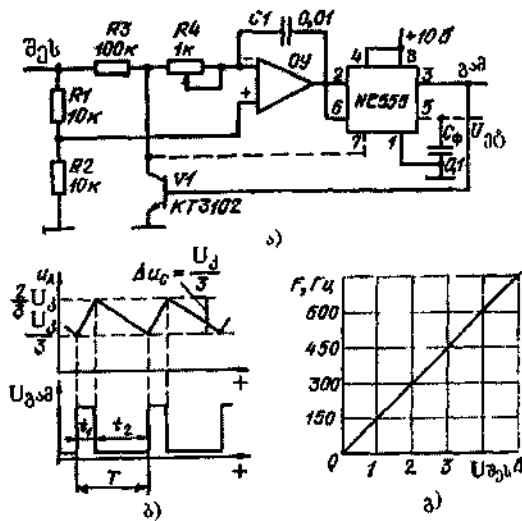
აქვე შევნიშნოთ შემდეგი: თუ R_T თერმორეზისტორს შევცვლით ფოტორეზისტორით, მაშინ მოწყობილობა შეიძლება გამოყენებულ იქნეს განათების სისტემის ავტომატური ჩართვა-გამორთვისათვის. იგივეს გაკეთება შეიძლება ნახ. 2.13.-ზე წარმოდგენილი სქემის შემთხვევაშიც - აქ საჭიროა V1-V6 ტრანზისტორები ჩანაცვლდეს ფოტოდიოდებით.

თუ ნახ. 2.14.-ზე ნაჩვენები სქემით განხორციელებულ მოწყობილობაში R_T თერმორეზისტორს ჩავანაცვლებთ ტივტივასთან დაკავშირებული ცვალებადი რეზისტორით, მაშინ შესაძლებელი იქნება ვარეგულიროთ სითხის დონე, უფრო სწორად, სითხის დონე შევინარჩუნოთ მოცემულ ფარგლებში ავტომატურად. ამდაგვარად შეიძლება სხვა ავტომატური რეგულატორობის რეალიზაცია ტაიმერების გამოყენებით.

2.4. ელექტრული და ფიზიკური სიდიდეების
ბარდამქმნელები

სხვადასხვა ფიზიკური სიდიდის პარამეტრთა გაზომვისათვის ხშირად აუცილებელია ძაბვის ან დენისიმპულსთა გამეორების სიხშირედ ან პერიოდად გარდაქმნა, ამასთან ეს პროცესი უნდა ხასიათდებოდეს მაღალი სიზუსტით, წრფივობით, კარგი ტემპერატურული სტაბილობით და დაბალი ფასით. ასეთი გარდამქმნელები წარმატებით შეიძლება აიგოს ტაიმერებისსაფუძველზე. ტაიმერული გარდამქმნელების რეალიზაციისათვის მიზანშეწონილია დროის დამკვეთი კონდენსატორის წრფივი დამუხტვა-განმუხტვის მეთოდების გამოყენება.

I. ძაბვა-სიხშირე ტიპის ბარდამქმნელი



ნახ. 2.15. ძაბვა-სიხშირე ტიპის გარდამქმნელი (ა) ძაბვის დიაგრამა ომ-ის და ტაიმერის გამოსასვლელებზე (ბ) და გარდაქმნის მახასიათებელი (გ)

ნახ. 2.15.ა-ზე მოყვანილია ძაბვა-სიხშირე ტიპის გარდამქმნელის სქემა, რომეშიც კონდენსატორის წრფივი დამუხტვა-განმუხტვია ხორციელდება ოპერაციულ მაძლიერებელზე (ომ-ზე) აგებული ინტეგრატორის დახმარებით.

გარდასაკმნელი შესასვლელი $U_{შეს.}$ ძაბვა მიეწოდება ინტეგრატორის შესასვლელს. ინტეგრატორის გამოსასვლელი

შეერთებულია ტაიმერის გაშვებისა და ჩამოგდების შესასვლელებთან (2 და 6 გამოყენები). V1 ტრანზისტორი ასრულებს ელექტრონული გასაღების როლს. როცა ეს გასაღები განრთულია ანუ V1 ჩაკეტილია, მაშინ ომ-ის შესასვლელს ძაბვა მიეწოდება R1 რეზისტორიდან, ხორციელდება C1 კონდენსატორის დამუხტვა და ინტეგრატორის გამოსასვლელზე ვლებულობთ კლებად წრფივ ძაბვას. თუკი გასაღები ჩართულია ანუ V1 ღიაა, მაშინ ომ-ის შესასვლელს R2 რეზისტორიდან მიეწოდება საპირისპირო პოლარობის ძაბვა, რის გამოც კონდენსატორის წრფივი განმუხტვა და ინტეგრატორის გამოსასვლელზე მიიღება ზრდადი წრფივი ძაბვა. გასაღების მუშაობას მართავს ტაიმერი,

რომელიც ერთი მდგომარეობიდან მეორეში გადაირთვება მომენტებში, როცა ინტეგრატორის გამოსასვლელი U_A ძაბვა აღწევს $U_{კვ}/3$ და $2U_{კვ}/3$ დონეებს (იხ. ნახ. 2.15.ბ). ამ დროს ტაიმერის გამოსასვლელზე მიიღება სწორკუთხა იმპულსების მიმდევრობა. ამ იმპულსების t_1 ხანგრძლივობა და t_2 პაუზის ხანგრძლივობა შესაბამისად განისაზღვრება C1 კონდენსატორის განმუხტვისა და დამუხტვის ხანგრძლივობით. ძაბვათა სხვაობა კონდენსატორზე $\Delta U_C = 2U_{კვ}/3 - U_{კვ}/3 = U_{კვ}/3$. შეიძლება ვაჩვენოთ, რომ ტაიმერის გამოსასვლელი იმპულსების გამეორების სიხშირე წრფივ დამოკიდებულებაშია $U_{ჰეს}$. შესასვლელ ძაბვასთან. ამასთან, როცა $\Delta U_3 = U_{კვ}/3$, გამეორების სიხშირე

$$F = \frac{3U_{ჰეს}}{U_{კვ}(1 + R_2/R_1)(1 + R_1/R_2 + R_3/R_4)R_4C_1} \quad (2.29)$$

ამ გარდამქმნელში V1 ტრანზისტორული გასაღები შეიძლება შეეცვალოს საკუთრივ ტაიმერში შემავალი (არსებული) ტრანზისტორული გასაღებით. ამისათვის ტაიმერის მე-7 გამომყვანი უნდა მივაერთოთ R3 და R4 რეზისტორთა შეერთების წერტილთან. ცხადია, წინასწარ V1 ტრანზისტორი უნდა გამოირთოს.

ამ სქემის ნაკლი მდგომარეობს იმაში, რომ, როგორც (2.29) გამოსახულებიდან ჩანს, F სიხშირე დამოკიდებულია კვების $U_{კვ}$ ძაბვაზე. ამიტომ $U_{კვ}$ კვების ძაბვის არასტაბილობა იწვევს გარდაქმნის სიზუსტის შემცირებას. ამ ნაკლის აღმოსაფხვრელად ტაიმერის მე-5 გამომყვანს უნდა მივაწოდოთ მაღალსტაბილური ეტალონური $U_{ეტ}$ ძაბვა (ნახ. 2.15.ა-ზე ნაჩვენებია წყვეტილი ხაზით). ამ შემთხვევაში, როგორც ამას ნახ. 2.1-ისა და ნახ. 2.15.ა-ს შედარება გავიხვენებს, ტაიმერი ერთი მდგომარეობიდან მეორეში გადაირთვება დროის იმ მომენტში, როცა ინტეგრატორის გამოსასვლელი ძაბვა $U_{ეტ}$ და $U_{ეტ}/2$ დონეებს მიაღწევს. შედეგად ძაბვათა სხვაობა კონდენსატორზე $\Delta U_C = U_{ეტ}/2$ და ტაიმერის გამოსასვლელზე იმპულსთა გამეორების სიხშირე

$$F = \frac{2U_{ჰეს}}{U_{ეტ}(1 + R_2/R_1)(1 + R_1/R_2 + R_3/R_4)R_4C_1} \quad (2.30)$$

თუ $R_1 = R_2$, მაშინ (2.30) მარტივდება და ექნება სახე:

$$F = U_{ჰეს}/(R_3 + 2R_4)C_1U_{ეტ} \quad (2.31)$$

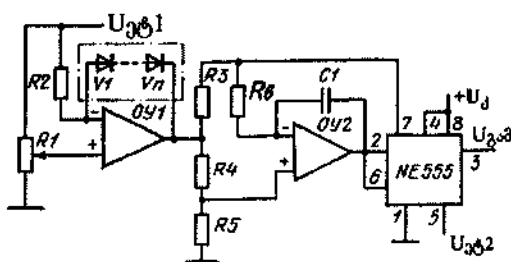
(2.31) ფორმულიდან გამომდინარეობს, რომ ეტალონური ძაბვის გამოყენებისას გარდაქმნის სიზუსტე განისაზღვრება მხოლოდ იმ სტაბილობისა და სიზუსტისაგან, რომლითაც სრულდება $R_1 = R_2$ პირობა და მოცემული $(R_3 + 2R_4)C_1$

დროის მუდმივის უცვლელობა. ამ მოთხოვნების შესრულება არ წარმოადგენს ტექნიკურად ძნელ ამოცანას.

ნახ. 2.15.ა-ზე ნაჩვენებია სქემის ელემენტების ნომინალების შემთხვევაში F სიხშირის დამოკიდებულება შესასვლელი $U_{ფს}$ ძაბვისაგან ნაჩვენებია ნახ. 2.15.გ-ზე.

გარდაქმნის კოეფიციენტი $dF/dU_{ფს}$ არის 150 კც/ვ. ამ კოეფიციენტის რეგულირება შესაძლებელია R_3 და R_4 რეზისტორების წინააღმდეგობის ან C1 კონდენსატორის ტევადობის ცვლილებით.

II. ტემპერატურა-სიხშირე ტიპის გარდამქმნელი დიოდური გადაწყობით



ნახ. 2.16. ტემპერატურა-სიხშირე ტიპის გარდამქმნელი

ნახ. 2.16-ზე წარმოადგენილია ტემპერატურა-სიხშირე ტიპის გარდამქმნელის სქემა, სადაც მგრძობიარე ელემენტის ანუ გადაწყობის სახით გამოყენებულია VI-Vn კაუბადის ტრანზისტორები დიოდური ჩართვით. ოპერაციული ომ1 მაძლიერებელი,

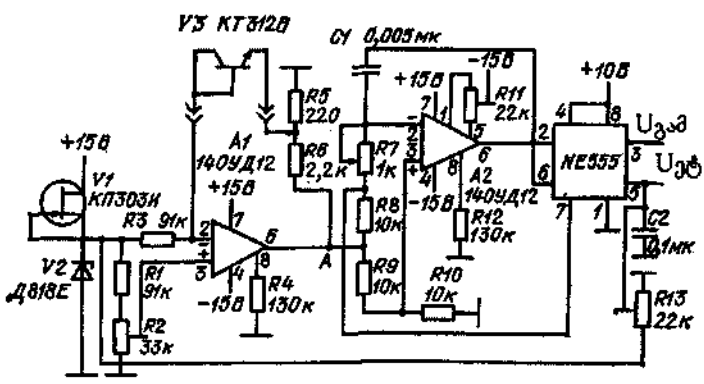
R_1 , R_2 რეზისტორები და ეტალონური ძაბვის $U_{გა1}$ წყარო VI-Vn ტრანზისტორებთან ერთად ქმნის ტემპერატურა-ძაბვა ტიპის გარდამქმნელს. NE555 ტიპის ტაიმერი, ომ2 ოპერაციული მაძლიერებელი R_3 - R_6 რეზისტორები და C1 კონდენსატორი კი - ძაბვა-სიხშირე ტიპის გარდამქმნელს. ამ უკანასკნელის შესასვლელ სიგნალს წარმოადგენს მის წინ მდგომი ტემპერატურა-ძაბვა ტიპის გარდამქმნელის გამოსასვლელი ძაბვა (ომ1-ის გამოსასვლელი სიგნალი).

მთელი გარდამქმნელის წინასწარი დარეგულირება ხდება ასეთი წესით: ჯერ R_1 წინააღმდეგობის მცოცის გადაადგილებით ნულოვანი ტემპერატურის პირობებში დააყენებენ ომ1-ის გამოსასვლელზე ნულოვან ძაბვას, ხოლო შემდეგ ომ2 მაძლიერებლის ბალანსირებით აღწევენ ტაიმერის გამოსასვლელზე იმპულსთა გამეორების ნულოვან სიხშირეს. ამის შემდეგ VI-Vn ტრანზისტორთა ბლოკს ათავსებენ $100^{\circ}C$ ტემპერატურის მქონე გარემოში და C1 კონდენსატორის ტევადობის შერჩევასა და R_3 და R_6 რეზისტორის წინააღმდეგობის რეგულირების

გზით ტაიმერის გამოსასვლელზე დააყენებენ 1000 პერცი სიხშირის გამოსასვლელ სიგნალს. ამის შედეგად გარდამქმნელი აფიქსირებს საკონტროლო გარემოს ტემპერატურის 0,1°C-იან გადახრებს ტემპერატურის დიაპაზონში 0°C-დან 100°C-მდე.

ამ გარდამქმნელის ღირსებას განეკუთვნება ტემპერატურის სიხშირეში გადაყვანის მაღალი წრფიუობა და სიზუსტე. გარდა ამისა, დადებით მხარეს უნდა მივაკუთვნოთ ის გარემოება, რომ სამუშაო ტემპერატურის დიაპაზონი საკმაოდ ფართოა. ეს შემდეგით აიხსნება: თანამედროვე კაუბადიანი ტრანზისტორებისათვის საშუალოდ - 55°C-დან 100°C-მდე ფარგლებში ტემპერატურის ცვლილებისას ემიტერული გადასასვლელის ძაბვის ცვლილების ტემპერატურული კოეფიციენტი ($dU_{\text{გვ}}/dT$) ემიტერის დენის მცირე ფარგლებში ცვლილებისას პრაქტიკულად მუდმივია და მიახლოებით 2,2 მვ/კელ. რიგისაა. ამიტომ გარდამქმნელის გამოყენება შეიძლება მითითებულ მთელ ტემპერატურულ დიაპაზონში.

III. ტემპერატურა-სიხშირე ტიპის გარდამქმნელი ტრანზისტორული ბალამწოდით



ნახ. 2.17. ტემპერატურა-სიხშირე ტიპის გარდამქმნელის სქემა

ნახ. 2.17.-ზე წარმოდგენილ ტემპერატურა-სიხშირე ტიპის გარდამქმნელში მგრძობიარე ელემენტის სახით გამოყენებულია V3 ტრანზისტორი (KT312B ტიპის კაუბადიანი ტრანზისტორი), რომელიც თავსდება გამოსაკვლევ გარემოში.

გარდამქმნელი შედგება ფუნქციონალურად დამოუკიდებელი ორი ნაწილისაგან. პირველი შეიცავს A1 ოპერაციულ მაძლიერებელს, V1 და V3 ტრანზისტორებს, V2 სტაბილიტრონს, R1-R6 რეზისტორებს და წარმოადგენს ტემპერატურა-ძაბვა ტიპის გარდამქმნელს. მეორე ნაწილი მოწყობილობისა შეიცავს NE555 ტიპის ტაიმერს, A2 ოპერაციულ მაძლიერებელს, R7-R12 რეზისტორებს, C1, C2

კონდენსატორებს და წარმოადგენს ძაბვა-სიხშირე ტიპის გარდამქმნელს, რომელიც ანალოგიურია ნახ. 2.15.ა-ზე წარმოდგენილი გარდამქმნელისა.

ნახ. 2.16.-ზე ნაჩვენები გარდამქმნელისაგან განსხვავებით, ამ გარდამქმნელის მგრძნობიარობა უფრო მაღალია, რაც მიღწეულია იმით, რომ ინფორმაციული სიგნალი - V3 ტრანზისტორის ემიტერულ გადასასვლელზე ძაბვის $\Delta U_{\text{გ}}$ ნაზრდი, რომელსაც ტემპერატურის ცვლილება იწვევს, A1 მაძლიერებლით K-ჯერ ძლიერდება. ამ ომ-ის გაძლიერების კოეფიციენტი

$$K=1+R_6/R_5. \quad (2.32)$$

ნახ. 2.17.-ზე მითითებული რეზისტორთა ნომინალების შემთხვევაში $K=11$. შედეგად ΔU_A ძაბვის ნაზრდი A წერტილში ტემპერატურის 1°C -ით ცვლილებისას მიახლოებით 25 მვ-ის ტოლია. ამ გარდამქმნელის მგრძნობიარობა $\frac{dF}{dT}$ სქემაზე მითითებული ნომინალებისა და $U_{\text{გტ}}=5$ ვ ძაბვის დროს გამოდის 100 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ -ის ტოლი. შედეგად 0°C -დან 100°C -მდე ტემპერატურულ დიაპაზონში გარდაქმნის სიზუსტე ხასიათდება ფარდობითი ცდომილებით, რომელიც არ აღემატება 0,1%-ს. ასეთი გარდამქმნელისათვის მოსახერხებელია თერმოდინამიკური (კელვინის) სკალის გამოყენება.

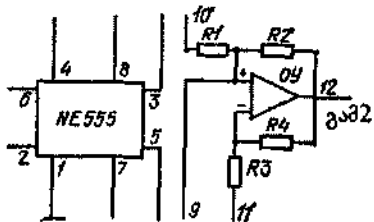
გარდამქმნელის დარეგულირება-აწყობა ასე ხორციელდება: უკვე შერჩეული R7, R8 რეზისტორებისა და C1 კონდენსატორის დროს მგრძნობიარე ელემენტს - V3 ტრანზისტორს მორიგეობით ამყოფებენ 0°C -ისა და 100°C ტემპერატურულ პირობებში და R13 რეზისტორის დახმარებით დააყენებენ საჭირო მგრძნობიარობას (მაგალითად, 100 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$). შემდეგ მოცემული ტემპერატურის (0°C -ის ან 100°C -ის) დროს აწარმოებენ გამოსასვლელი იმპულსების სიხშირის მიზმას თერმოდინამიკურ ტემპერატურულ სკალასთან (მაგალითად, გარდამქმნელის 100 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ მგრძნობიარობისა და ნულოვანი ტემპერატურის პირობებში R2 რეზისტორის საშუალებით დააყენებენ გამოსასვლელი იმპულსების სიხშირეს 27330 პერ(ცხ).

ზემოთმოყვანილი სქემების გარდა ტაიმერები შეიძლება გამოყენებულ იქნენ აგრეთვე სხვა ელექტრული და არაელექტრული სიდიდეების სიხშირედ ან იმპულსთა გამეორების პერიოდად გარდაქმნისათვის, მაგალითად, ელექტრული წინაღობის, ტევადობის, დენის, სინათლის ძაღის, წნევის, ჰაერის ტენიანობის და სხვა სიდიდეების სიხშირედ ან იმპულსთა გამეორების პერიოდად გარდაქმნისათვის.

2.5. ტაიმერები დროის დამკვეთი კონდენსატორის სტაბილური დენით

ერთ-ერთი ეფექტური გზა მაღალი ხარისხის იმპულსური მოწყობილობების შექმნისა ეფუძნება ტაიმერების შეთავსებას ისეთ სქემებთან, რომლებსაც უნარი აქვთ დროის დამკვეთი კონდენსატორის დამუხტვა-განმუხტვა წრფივი კანონით აწარმოონ. ასეთ სქემათა რიცხვს განეკუთვნება ნახ. 2.18.-ზე წარმოდგენილი ინტეგრატორი, რომელიც შედგება ოპერაციული მაძლიერებლისა და R1-R4 რეზისტორებისაგან, რომლებიც ქმნიან დადებით (R1, R2) და უარყოფით (R3, R4) უკუკავშირის წრედებს. ეს ინტეგრატორი წარმოადგენს ბოგურ სქემას მოთვალთვალე უკუკავშირით ომ-ზე. თუ კმაყოფილდება პირობა

$$R_1/R_2=R_3/R_4, \tag{2-33}$$

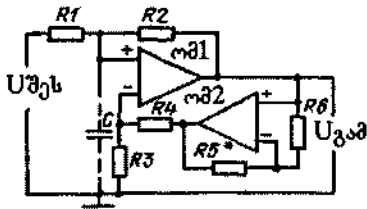


ნახ. 2.18. ტაიმერი დროის დამკვეთი კონდენსატორის სტაბილური დენით

მაშინ მე-9 და მე-11 გამომყვანებს შორის ჩართულ დროის დამკვეთ C კონდენსატორში გამავალი დამუხტვის თუ განმუხტვის დენი მუდმივი იქნება. საკუთრივ NE555 ტაიმერისა და ინტეგრატორის ერთობლიობა (ნახ. 2.18.) წარმოადგენს მოდიფიცირებულ ტაიმერს დროის დამკვეთი

კონდენსატორის დამუხტვა-განმუხტვის დენის სტაბილიზაციით. (2-33) სამართლიანია შედარებით დაბალი სიხშირის დამუხტვა-განმუხტვის პროცესების შემთხვევაში. თუ კონდენსატორის დამუხტვა-განმუხტვის სიხშირე საკმაოდ მაღალია, მაშინ ომ-ის გაძლიერების კოეფიციენტი და შესასვლელი წინაღობა კომპლექსური ხასიათისაა, რის გამოც დამუხტვა-განმუხტვის დენის სტაბილობა რამდენადმე უარესდება. ამ არასასურველი ეფექტის საკომპენსაციოდ ასეთ შემთხვევაში საჭირო ხდება დამატებითი ღონისძიებების გატარება. ნახ. 2.18.-ზე წარმოდგენილი მოდიფიცირებული ტაიმერი გათვალისწინებულია დაბალი სიხშირის იმპულსური მოწყობილობების შესაქმნელად. ასეთ ტაიმერს აქვს დამატებითი ოთხი გამომყვანი (თუ არ ჩათვლით ომ-ის კვების წყაროსთან ჩასართველ გამომყვანებს), მე-9 გამომყვანს უერთდება დროის დამკვეთი C კონდენსატორი, ხოლო მე-10 გამომყვანს კი - მუდმივი ძაბვის წყარო. სწორედ ამ ძაბვით განისაზღვრება კონდენსატორის დამუხტვა-განმუხტვის დენი და შედეგად C კონდენსატორზე ძაბვის ცვლილების სიჩქარე. მე-11 გამომყვანი უერთდება 1 გამომყვანს. მე-12 გამომყვანი ომ-ის გამოსასვლელია.

შედარებით მაღალი სიხშირეების შემთხვევაში ნახ. 2.18.-ზე ნაჩვენები ინტეგრატორის ნაცვლად მიზანშეწონილია ნახ. 2.19.-ზე ნაჩვენები ინტეგრატორის გამოყენება. ის წარმოადგენს მოთვალთვალე სქემას აქტიური კორექციით. ჩვეულებრივი სქემისაგან ეს ინტეგრატორი იმით განსხვავდება, რომ უარყოფითი უკუკავშირის წრედში R4 რეზისტორთან მიმდევრობით ჩართულია ომ2-სა და R5, R6 რეზისტორებზე აგებული ძაბვის მამოვრებელი.



ნახ. 2.19. მოთვალთვალე სქემა აქტიური კორექციით

კონდენსატორის დამუხტვა-განმუხტვის პროცესების აქტიური კორექციის ასეთი სქემა მნიშვნელოვნად აუმჯობესებს C კონდენსატორში გამავალი დენის სტაბილურობას და მაშასადამე, კონდენსატორზე ძაბვის წრფიეობას. სქემაში შემავალი რეზისტორების წინააღობას ირჩევენ

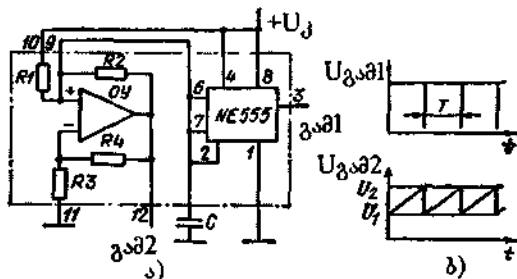
ასეთი პირობით:

$$R1=R2, \quad R3=R4=R6 \approx R5 \quad (2.33)$$

ინტეგრატორის აწყობა-დარეგულირების პროცესში R5 რეზისტორის წინააღობის ცვლილებით აღწევენ დამუხტვის დენის საუკეთესო სტაბილიზაციას.

სხვადასხვა ფუნქციონალური მოწყობილობის აგებისას სქემა აქტიური კორექციით (ნახ. 2.19.) ჩაირთვება ანალოგიურად სქემისა კორექციის გარეშე (ნახ. 2.18.). ამიტომ ქვემოთ მოგვყავს სქემები, სადაც გამოყენებულია ტაიმერი კონდენსატორის დამუხტვა-განმუხტვის დენის სტაბილიზაციით, რომლის ინტეგრატორი არ ითვალისწინებს აქტიურ კორექციას.

I. NE555 ტაიმერის შემცველი ავტორხევიითი მულტივიბრატორი კონდენსატორის დამუხტვის დენის სტაბილიზაციით



ნახ. 2.20. NE555 ტაიმერის შემცველი ავტორხევიითი მულტივიბრატორი კონდენსატორის დამუხტვის დენის სტაბილიზაციით (ა) და გამოსავალი ძაბვის დიაგრამები (ბ)

ნახ. 2.20.ა-ზე მოყვანილი ავტორხევიითი მულტივიბრატორის სქემა, რომელშიც გამოყენებულია მხოლოდ ერთი კიდული ელემენტი - დროის დამკვეთი

C კონდენსატორი. ეს მულტივიბრატორი გენერირებს ორ ერთმანეთთან ხისტად დაკავშირებულ სინქრონულ იმპულსთა მიმდევრობებს: პირველ გამოსასვლელზე (გამ.1) მიიღება სწორკუთხა, ხოლო მეორე გამოსასვლელზე (გამ.2) – ხერხისებური იმპულსები (იხ. ნახ. 2.20.ბ).

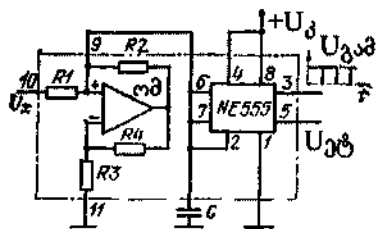
იმპულსთა გამეორების პერიოდი გამოითვლება ფორმულით

$$T=(R_1C/3)(1+0,23R_g/R_1), \quad (2.34)$$

სადაც R_g წარმოადგენს კონდენსატორის განმუხტვის დროზე გასაშუალოებულ ტაიმერში შემავალი გაჯერებული V1 ტრანზისტორის წინაღობას.

როგორც (2.34)-დან ჩანს, იმპულსთა გამეორების T პერიოდი არაა დამოკიდებული კვების წყაროს ძაბვაზე და განისაზღვრება მხოლოდ დროის დამკვეთი წრედის R_1 , C პარამეტრებითა და ტრანზისტორის R_g წინააღობით. ეს აიხსნება იმით, რომ ტაიმერის კომპარატორების შესასვლელები ჩართულია იმ ბოგის დიაგონალებში, რომელიც შემქნილია ტაიმერის ძაბვის დამყოფის რეზისტორებით (იხ. ნახ. 2.1), C კონდენსატორითა და $R1$ რეზისტორით. შედეგად ფორმირებული დროითი ინტერვალები ხასიათდებიან მაღალი სტაბილობით. ეს სტაბილობა დამატებით იზრდება იმის გამოც, რომ კონდენსატორის დამუხტვა-განმუხტვა ხორციელდება წრფივი კანონით.

II. ძაბვა-სიხშირე ტიპის გარდამქმნელი მოდიფიცირებულ ტაიმერზე



ნახ. 2.21. ძაბვა - სიხშირე ტიპის გარდამქმნელი

ნახ. 2.21. წარმოდგენილ ძაბვა-სიხშირე ტიპის გარდამქმნელში გამოყენებულია ტაიმერი დროის დამკვეთი კონდენსატორის დამუხტვის დენის სტაბილიზაციით. ამ ტაიმერის სქემა ნაჩვენებია იყო ნახ. 2.18.-ზე. ნახ. 2.21.-ზე მოყვანილი სქემით რეალიზებული გარდამქმნელი

შეიცავს ერთადერთ კიდულ ელემენტს – დროის დამკვეთ C კონდენსატორს. გარდასაქმნელი ძაბვა U_x მიეწოდება კონდენსატორის დამუხტვის დენის სტაბილიზაციის სქემის შესასვლელს (მე-10 გამომყვანი). გარდაქმნის სიზუსტის ამაღლების მიზნით ტაიმერის მე-5 გამომყვანს მიეწოდება $U_{კტ}$ ეტალონური ძაბვა. გარდამქმნელის გამოსასვლელზე (მე-3 გამომყვანი) მიიღება ხანმოკლე უარყოფითი პოლარობის სწორკუთხა იმპულსები, რომელთა გამეორების სიხშირე განისაზღვრება გამოსახულებით

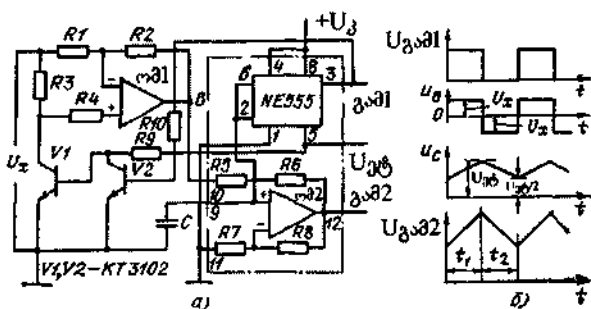
$$F = \frac{1}{R_1 C} \cdot \frac{U_x}{U_{\text{ახ}}} \cdot \frac{2}{1 + 2 \frac{R_0}{R_1} \cdot \frac{U_x}{U_{\text{ახ}}} \ln 2} \quad (2.35)$$

აქ შემავალი R_1 , C , R_0 იგივეა, რაც (2.34)-ში. ეინაიდან R_0 წინაღობა ათეული ომების რიგისაა, ხოლო R_1 კი - ათეული კილოომებისა, (2.35)-ში ფარდობა R_0/R_1 შეგვიძლია მივიჩნიოთ ნულის ტოლად და F სიხშირის გამოსათვლელად ვისარგებლოთ უფრო მარტივი ფორმულით:

$$F = 2U_x/R_1 C U_{\text{ახ}} \quad (2.36)$$

(2.36) ფორმულით სარგებლობისას სიხშირის განსაზღვრის ცდომილება ხსენებულ პირობებში არ აღემატება 1%-ს. აქედან ჩანს, რომ ძაბვის სიხშირედ გარდაქმნის არაწრფიეობის კოეფიციენტი მიახლოებით 1%-ის ტოლია.

III. მოდიფიცირებულ ტაიმერზე აბეზული სამკუთხა იმპულსების რეგულირებადი გენერატორი - ძაბვა-სიხშირე ტიპის ბარდამქმნელი



ნახ. 2.22. სამკუთხა იმპულსების რეგულირებადი გენერატორი-ძაბვა - სიხშირე ტიპის გარდამქმნელი (ა) და ძაბვების დიაგრამები (ბ)

ნახ. 2.22.ა-ზე წარმოდგენილი ძაბვა-სიხშირე ტიპის გარდამქმნელი გამოირჩევა უფრო მაღალი წრფიეობითა და სიზუსტით, ვიდრე ნახ. 2.21-ზე ნაჩვენებია. ეს მოწყობილობა

გარდა ტაიმერის ელემენტებისა (იხ. ნახ. 2.18.) შეიცავს ომ1 ოპერაციულ მაძლიერებელსა და R_1-R_4 რეზისტორებზე აგებულ შესასვლელი სიგნალის მამოვრებელ-ინვენტორს, V_1 ტრანზისტორულ გასაღებსა და V_2 ტრანზისტორზე აგებულ ინვენტორს. R_9 რეზისტორი წარმოადგენს V_2 ტრანზისტორის კოლექტორული წრედის დატვირთვისა და V_1 ტრანზისტორის ბაზის დენის შემზღუდველს, ხოლო R_{10} რეზისტორი კი - V_2 ტრანზისტორის ბაზის დენის შემზღუდველს. რეზისტორთა წინაღობები შეირჩევა შემდეგი პირობებით:

$$R_1=R_2=2R_3=2R_4; \quad R_5=R_6=R_7=R_8 \quad (2.37)$$

ეს გარდამქმნელი მუშაობს შემდეგნაირად: საწყის მდგომარეობაში ტაიმერის პირველ გამოსასვლელზე (გამ.1) არსებობს მაღალი დონის ძაბვა და ამიტომ V_2 ტრანზისტორი ღიაა, ხოლო V_1 ტრანზისტორი კი - ჩაკეტილი.

ჩაკეტილი V1 ტრანზისტორის დროს ომ1-ზე აგებული სქემა ძაბვის მამოვრებელს წარმოადგენს და ამიტომ კონდენსატორის დენის სტაბილიზაციის სქემის შესასვლელზე (მე-10 გამომყვანი) ძაბვა გარდასაქმნელი ძაბვის ტოლია ($U_{10}=U_X$). დროის დამკვეთი C კონდენსატორი იმუხტება დენით $I_{\Sigma}=U_X/R_5$. როცა წრფივად მზარდი ძაბვა C კონდენსატორზე მიაღწევს ეტალონურ ძაბვის მნიშვნელობას ($U_C=U_{\text{ეტ}}$) (იხ. ნახ. 2.22.ბ), ამუშავდება K2 კომპარატორი NE555 ტაიმერისა და მოწყობილობის პირველ გამოსასვლელზე (გამ.1) მყარდება დაბალი პოტენციალი. შედეგად V2 ტრანზისტორი იკეტება, ხოლო V1 ტრანზისტორი კი – იღება. ამიტომ R3 და R4 რეზისტორების შეერთების წერტილი პრაქტიკულად კორპუსთან შეერთებული აღმოჩნდება. ეს კი განაპირობებს იმას, რომ ომ1 და R1-R4 ელემენტებზე აწყობილი სქემა მუშაობას დაიწყებს როგორც ინვერტორი და დენის სტაბილიზაციის სქემის შესასვლელზე (მე-10 გამომყვანი) ძაბვა შეიცვლის ნიშანს: $U_{10}=-U_X$. ახლა უკვე დაიწყება C კონდენსატორის განმუხტვა დენით $I_{\Sigma}=-U_X/R_5$. ამ დროს ძაბვა კონდენსატორზე მცირდება წრფივი კანონით და მომენტში, როცა ის მიაღწევს $U_{\text{ეტ}}/2$ მნიშვნელობას, ამუშავდება NE555 ტაიმერის K1 კომპარატორი და მოწყობილობის პირველ გამოსასვლელზე (გამ.1) მყარდება მაღალი პოტენციალი. V2 ტრანზისტორი იღება, ხოლო V1 ტრანზისტორი კი იკეტება, ე.ი. მოწყობილობა უბრუნდება საწყის მდგომარეობას. შემდეგ, ცხადია, კონდენსატორის დამუხტვა-განმუხტვის პროცესი მეორდება.

ყოველ ციკლში C კონდენსატორი იმუხტება ძაბვის $U_{\text{ეტ}}/2$ მნიშვნელობიდან $U_{\text{ეტ}}$ მნიშვნელობამდე, ხოლო განიმუხტება $U_{\text{ეტ}}$ მნიშვნელობიდან $U_{\text{ეტ}}/2$ მნიშვნელობამდე. შედეგად დამუხტვა-განმუხტვის პროცესის პერიოდული გამეორებისა მოწყობილობის პირველ გამოსასვლელზე (გამ.1) ფორმირდება სწორკუთხა, ხოლო მეორე გამოსასვლელზე (გამ.2) – სამკუთხა იმპულსები (იხ. ნახ. 2.22.ბ). ამ იმპულსთა გამეორების სიხშირე

$$F=U_X/R_5CU_{\text{ეტ}} \quad (2-38)$$

ამ მოწყობილობაში ძაბვის სიხშირედ გარდაქმნის მაღალი წრფივობა მიღწეულია კონდენსატორის დამუხტვა-განმუხტვის პროცესების გაწრფივებით. იმისათვის, რომ გამოირიცხოს გასაღების რეჟიმში მომუშავე V1 ტრანზისტორის ნარჩენი ძაბვის ($U_{\text{ნარჩ.1}}=U_{\text{ეტ}}$) გავლენა გარდაქმნის სიზუსტეზე, მოწყობილობაში სტაბილიზებულია ამ ტრანზისტორის ბაზის დენი: $I_{\Sigma 1}=U_{\text{ეტ}}/R_9=\text{const}$. ამის შედეგად ღია V1 ტრანზისტორზე ძაბვის ვარდნა ანუ ნარჩენი ძაბვა $U_{\text{ნარჩ.1}}$ არ არის დამოკიდებული გარდასაქმნელ U_X ძაბვაზე და შესაძლებელია მისი

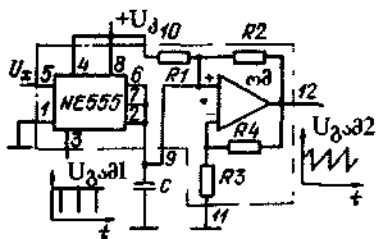
ნახ. 2.24.ა-ზე წარმოდგენილი სქემით განხორციელებული მოწყობილობა წარმოადგენს სწორკუთხა და სამკუთხა იმპულსების ავტორხვეით გენერატორს. აქ გამოსასვლელი სწორკუთხა იმპულსები გამოყენებულია დროის დამკვეთი C კონდენსატორის დამუხტვა-განმუხტვისათვის. ამ მიზნით NE555 ტაიმერის მე-3 გამომყვანი შეერთებულია მოთვალთვალე უკუკავშირის სქემის შესასვლელთან C_გ განმამხოლოებელი კონდენსატორით, რის გამოც სქემის 5 წერტილში რიგრიგობით მოქმედებს დადებითი და უარყოფითი პოლარობის იმპულსები. ამის გამო როცა C >> C მეორე გამოსასვლელზე (გამ.2), რომელიც ტაიმერის მე-9 გამომყვანს წარმოადგენს, წარმოიქმნება მაღალი წრფივობის სამკუთხა იმპულსები (ნახ. 2.24.ბ).

სწორკუთხა იმპულსების ხანგრძლივობა, რომელიც გენერირებული სამკუთხა იმპულსების ცალკეული უბნების ხანგრძლივობის ტოლია, გამოითვლება ფორმულით:

$$t_n = t_d = t_g = R_1 C U_{\text{გტ}} / U_m, \quad (2.40)$$

სადაც t_n, t_d, t_გ შესაბამისად გენერირებული სწორკუთხა და სამკუთხა იმპულსების დამუხტვა-განმუხტვის უბნების ხანგრძლივობებია, ხოლო U_m – ტაიმერის მე-3 გამომყვანზე ფორმირებული გამოსასვლელი იმპულსების ამპლიტუდა.

VI. ძაბვის იმპულსთა გამეორების პერიოდულ წრფივი ბარდამქმნელი

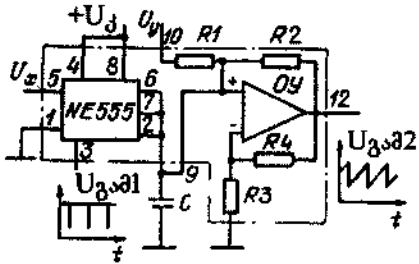


ნახ. 2.25. ძაბვის იმპულსთა გამეორების პერიოდულ წრფივი ბარდამქმნელი

ნახ. 2.25-ზე წარმოდგენილია მოთვალთვალე უკუკავშირიან ტაიმერზე (მოდულიზირებულ ტაიმერზე) აგებული მოწყობილობა, რომელიც U_x ძაბვას გარდაქმნის იმპულსთა გამეორების T პერიოდად, რომელიც ასე განისაზღვრება:

$$T = \frac{R_1 C}{U_{\text{გტ}}} \cdot U_x \quad (2.41)$$

VII. ძაბვითა ფარდობის იმპულსთა გამეორების პერიოდად
წრფივი გარდამქმნელი



ნახ. 2.26. ძაბვითა ფარდობის იმპულსთა გამეორების პერიოდად წრფივი გარდამქმნელი

ნახ. 2.26.-ზე წარმოდგენილი სქემით განხორციელებულ მოწყობილობას უნარი აქვს ორი U_x და U_y ძაბვების ფარდობა გარდაქმნას გენერირებული იმპულსების გამეორების პერიოდად თანახმად გამოსახულებისა

$$T = \frac{R_1 C}{2} \cdot \frac{U_x}{U_y} \quad (2.42)$$

ზემოთ მოყვანილი მაგალითებიდან ჩანს, რომ ტაიმერში მოთვალთვალე უკუკავშირის სქემის შეყვანა, მნიშვნელოვნად აფართოებს ტაიმერთა ფუნქციონალურ შესაძლებლობებს და საშუალებას იძლევა ასეთი ტაიმერების საფუძველზე აიგოს სხვადასხვა დანიშნულების მოწყობილობა კიდული ელემენტების მინიმალური რაოდენობის გამოყენებით. ასეთ მოწყობილობებში დროითი პარამეტრების არასტაბილობა იმპულსებისა, რომლებიც ფორმირდებიან დროის დამკვეთი კონდენსატორის წრფივი დამუხტვა-განმუხტვის პროცესში, სხვა თანაბარი პირობების დროს მიახლოებით e -ჯერ (2,72-ჯერ) ნაკლებია იმ იმპულსთა არასტაბილობაზე, რომელთა ფორმირება ხდება კონდენსატორის ექსპონენციალური კანონით დამუხტვა-განმუხტვის დროს.

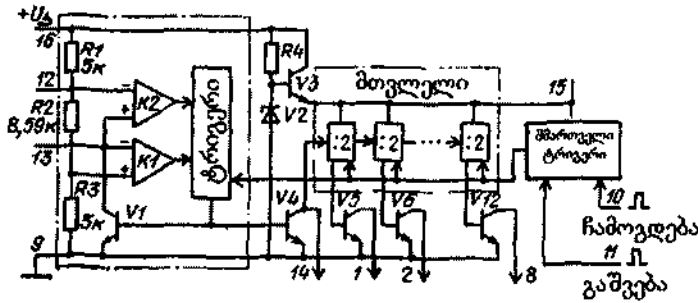
დროის დამკვეთი კონდენსატორის დამუხტვა-განმუხტვის პროცესის გაწრფივებისათვის შესაძლებელია სხვა სქემა-ტექნიკური გადაწყვეტებიც, მაგალითად, მილერის ინტეგრატორის (ნახ. 2.15), სტაბილური დენის წყაროს და სხვათა გამოყენება.

2.6. მთვლელი ტაიმერები

თუ NE555 ტიპის (ნახ. 2.1) ან მისი მსგავსი ტაიმერის შემადგენლობაში დამატებით შევიყვანთ ორობით ან ათობით მრიცხველს, მაშინ ასეთი მოწყობილობა, რომელსაც მთვლელი ტაიმერი ეწოდება, შეიძენს ახალ თვისებებს. მთვლელი ტაიმერი შეიძლება გამოყენებული იქნეს დროითი ინტერვალების პრეციზიული ათვლისათვის, ხანმოკლე და ზეხანგრძლივი (ერთეული მიკროწამებიდან ასეულ საათებამდე) იმპულსების გენერაციისათვის,

იმპულსთა ორობითი მიმდევრობის ფორმირებისათვის, სიხშირეთა სინთეზისათვის, ანალოგურ-ციფრული გარდაქმნისათვის და სხვა.

მთვლელი ტაიმერი უზნაცონალური სქემა



ნახ. 2.27. XR2240 ტიპის მთვლელი ტაიმერის ფუნქციონალური სქემა

მთვლელი ტაიმერის ტექნიკური რეალიზაცია შეიძლება სხვადასხვანაირად. ნახ. 2.27-ზე ნაჩვენებია XR2240 ტიპის მთვლელი ტაიმერის ფუნქციონალური სქემა. NE555 ტიპის ტაიმერის ძირითადი ფუნქციონალური ელემენტების

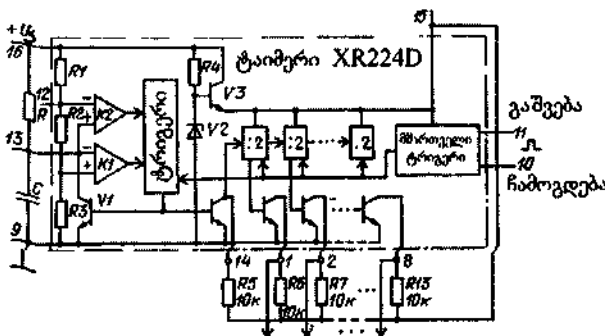
გარდა (K1 და K2 კომპარატორები, ტრიგერი, პრეციზიული ძაბვის დამყოფი R1, R2, R3 რეზისტორებზე და განმმუხტველი V1 ტრანზისტორი) მთვლელი ტაიმერი დამატებით შეიცავს 8 - თანრიგიან ორობით მთვლელს, მმართველ ტრიგერს, V2 სტაბილიტრონს, V3-V12 ტრანზისტორებსა და R4 რეზისტორს. გენერირებული რხევების პერიოდის საუკეთესო სტაბილიზაციის მისაღწევად R1, R2, R3 რეზისტორების ნომინალთა ფარდობა აქ აღებულია 1:1,718:1.

V2 სტაბილიტრონი, V3 ტრანზისტორი და R4 რეზისტორი ქმნიან სტაბილიზებული ძაბვის წყაროს, რომელიც გამოიყენება მთვლელისა და V4-V12 ტრანზისტორებზე აგებული გამოსასვლელი კასკადების კვებისათვის. სხვადასხვა ფუნქციონალური მოწყობილობის აგებისას ეს წყარო შეიძლება გამოიყენებული იქნეს კიდული ელემენტების კვებისათვის, ხოლო ტაიმერების მიმდევრობით შეერთების დროს კი - XR2240 ტიპის ტაიმერის დამატებითი კვებისათვის. ხსენებული კვების წყაროს ძაბვის სტაბილიზაციას ადგილი აქვს მხოლოდ იმ შემთხვევაში, როცა კვების +Uკვ ძაბვა აღემატება V2 სტაბილიტრონის სტაბილიზაციის Uსტ ძაბვას. ამიტომ, როცა Uკვ ≤ Uსტ, მიზანშეწონილია მე-15 და მე-16 გამომყვანების გაერთიანება.

XR2240 ტიპის ტაიმერს აქვს თექვსმეტი გამომყვანი, რომელთაგან 1-8 გამომყვანები წარმოადგენენ 8 - თანრიგიანი მთვლელის გამომყვანებს. მე-9 გამომყვანი უერთდება სქემის საერთო სალტეს, ხოლო მე-10 და მე-11 გამომყვანებს მიეწოდება შესაბამისად ტაიმერის ჩამოგდებისა და გაშვების დადებითი პოლარობის იმპულსები. მე-12 და მე-13 გამომყვანები ასრულებენ

იმავე ფუნქციას, რასაც NE555 ტაიმერის მე-5 და მე-2 გამოყვანები. მე-14 გამოყვანთან შეერთებულია ტაიმერის მიმწოდებელი გენერატორის გამოსასვლელი, რომელიც, ისევე როგორც მთვლელის 1-8 გამოსასვლელები, შესრულებულია ღია კოლექტორიანი სქემით. გარე სინქრონიზაციით მუშაობისას ეს გამოყვანი მასინქრონებელი იმპულსების გენერატორს უერთდება. მე-15 გამოყვანი წარმოადგენს ტაიმერის სტაბილური ძაბვის წყაროს გამოსასვლელს.

2.6.1. მთვლელი ტაიმერის მოძველების პრინციპი



ნახ. 2.28. XR224D ტაიმერის ფუნქციონალური სქემა ავტორხვეით რეჟიმში მუშაობის დროს

XR2240 ტიპის მთვლელი ტაიმერი შეიძლება მუშაობდეს ავტორხვეით, მომლოდინე და სინქრონიზაციის რეჟიმებში. ავტორხვეით და სინქრონიზაციის რეჟიმებში მუშაობისას დროითი ინტერვალების ფორმირება იწყება ტაიმერის მე-11 გამოყვანზე

გაშვები დადებითი პოლარობის იმპულსის მიწოდების მომენტიდან. ამ იმპულსის წინა ფრონტი მმართველ ტრიგერს აყენებს გაშვების მდგომარეობაში. ამ ტრიგერის გამოსასვლელი სიგნალი იძლევა ნებართვას, რომ მთვლელმა დაიწყოს მუშაობა. იგივე სიგნალით აღიგზნება დროის დამკვეთი გენერატორი და მთვლელის ყველა გამოსასვლელზე იმავე სიგნალით ხდება დაბალი დონის ძაბვის დამყარება.

ნახ. 2.28-ზე ნაჩვენებია ავტორხვეით რეჟიმში მომუშავე მთვლელი ტაიმერის ფუნქციონალური სქემა. ფორმირებული დროითი ინტერვალების სიზუსტისა და სტაბილობის ამაღლების მიზნით მიმწოდებელი გენერატორი შესრულებულია ბოგური სქემით. გენერატორის ბოგების მხრები შექმნილია R1, R2, R3 რეზისტორებითა და R, C კიდული ელემენტებით. K1 და K2 კომპარატორები, ისევე როგორც ნახ. 2.3ა-ზე წარმოდგენილი მულტივიბრატორის შემთხვევაში, ჩართულია ბოგების დიაგონალებში. V1 ტრანზისტორით ხდება დროის დამკვეთი C კონდენსატორის განმუხტვა.

XR2240 ტაიმერის მიმწოდებელი გენერატორის მოქმედების პრინციპი ანალოგურია NE555 ტაიმერზე აგებული ავტორხევითი მულტივიბრატორის (ნახ. 2.3.ა) მოქმედების პრინციპისა. განსხვავება იმაში მდგომარეობს, რომ K1 კომპარატორის მაინვერსირებელი და K2 კომპარატორის არამაინვერსირებელი შესასვლელები გაერთიანებულია V1 განმმუხტველი ტრანზისტორის კოლექტორთან. ამის გამო დამუხტვისა და განმუხტვის დროს ფორმირებული იმპულსების ხანგრძლივობები $t_{\text{ღ}}$ და $t_{\text{გ}}$ არსებითად განსხვავებულია ერთმანეთისაგან. R1-R3 რეზისტორების ნომინალების ოპტიმალური მნიშვნელობების შერჩევის შედეგად (2-2) გამოსახულების ნაცვლად ამ შემთხვევაში იმპულსთა ხანგრძლივობები ასეთი ფორმულებით გამოისახება:

$$t_{\text{ღ}}=RC; t_{\text{გ}}=R_{\text{გ}}C, \quad (2-43)$$

სადაც $R_{\text{გ}}$ წარმოადგენს $t_{\text{გ}}$ განმუხტვის დროში გასაშუალოებულ გაჯერებული V1 ტრანზისტორის წინაღობას. ჩვეულებრივ კმაყოფილდება პირობა $R \gg R_{\text{გ}}$. ამიტომ მიმწოდებელი გენერატორის მიერ გენერირებული რხევების პერიოდი

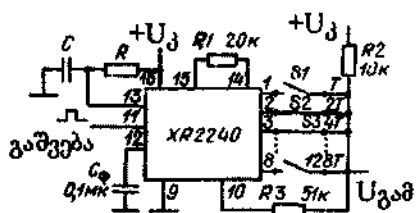
$$T=RC(1+R_{\text{გ}}/R) \approx RC, \quad (2-44)$$

მიმწოდებელი გენერატორის გამოსასვლელზე ფორმირებული ვიწრო უარყოფითი იმპულსები მიეწოდება 8 – თანრიგიანი მთვლელის შესასვლელს. მთვლელის ყოველ თანრიგში ხდება მის შესასვლელზე მიწოდებული იმპულსების სიხშირის განახევრება (სიხშირე იყოფა 2-ზე). ამი გამო XR2240 ტაიმერის ავტორხევით რეჟიმში მუშაობისას მის გამოსასვლელებზე ფორმირდება იმპულსთა შემდეგი მიმდევრობები: მე-14 გამოსასვლელზე – ვიწრო (ხანმოკლე) უარყოფითი იმპულსები (2-44)-ით გამოსახული T პერიოდით; 1-8 გამოსასვლელებზე კი – დადებითი და უარყოფითი პოლარობის სიმეტრიული იმპულსები, რომელთა გამეორების პერიოდი გამოძევანების ნომრის ზრდის მიმართულებით შესაბამისად $2T, 4T, \dots, 2^8 T$ -ს ტოლია. ძაბვების დიაგრამები გაშვების შესასვლელზე U_{11} (მე-11 გამოძევანი) და ტაიმერის მე-14, 1, მე-2 და მე-4 გამოსასვლელებზე ნაჩვენებია ნახ. 2.29-ზე.

მე-10 გამოძევანზე ჩამოგდების დადებითი იმპულსის მიწოდებისას მმართველი ტრიგერი გადაირთვება საწინააღმდეგო მდგომარეობაში და შედეგად მიმწოდებელი გენერატორი და მთვლელი წყვეტენ მუშაობას. ამით იმპულსთა მიმდევრობის ფორმირების პროცესი მთავრდება.

XR2240 ტიპის ტაიმერის სინქრონიზაციის რეჟიმში მუშაობისათვის, როცა გარედან მიეწოდება მასინქრონებელი იმპულსები, საჭიროა ტაიმერის მე-14 გამოძევანის შეერთება სინქრო-იმპულსების გენერატორის გამოსასვლელთან

I. პროგრამირებადი მომლოდინე მულტივიბრატორი



ნახ. 2.31. პროგრამირებადი მომლოდინე მულტივიბრატორი

ნახ. 2.31-ზე ნაჩვენები სქემით განხორციელებული მომლოდინე მულტივიბრატორი საშუალებას გვაძლევს მოვახდინოთ პროგრამირებადი დროითი ინტერვალის ფორმირება. მულტივიბრატორი მუშაობს შემდეგნაირად: XR2240 ტაიმერის მე-11 გამო-

ყვანზე გაშვები იმპულსის მოქმედებისას მთვლელის გამოსასვლელზე და შედეგად მოწყობილობის გამოსასვლელზეც დაბალი დონის ძაბვა მყარდება. ამის გამო მიმწოდებელი გენერატორი იწყებს T პერიოდის იმპულსთა გენერირებას. მთვლელი ითვლის იმპულსთა რაოდენობას. იმ მომენტში, როცა ეს რაოდენობა აღმოჩნდება S1-S8 გადამრთველებით აკრებილი ანუ შეკვეთილი რაოდენობის ტოლი, მოწყობილობის გამოსასვლელზე დამყარდება მაღალი დონის ძაბვა. ეინაიდან ჩამოგდების შესასვლელი (მე-10 გამომყვანი) R3 რეზისტორით შეერთებულია მოწყობილობის გამოსასვლელთან, ხსენებულ მომენტში ავტომატურად მოხდება მომლოდინე მულტივიბრატორის ჩამოგდება. ამით მთავრდება დროითი ინტერვალის ფორმირების პროცესი.

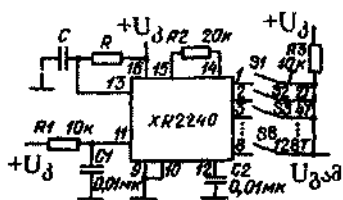
S1-S8 გადამრთველების საშუალებით შეგვიძლია დავაპროგრამოთ (შევუკვეთოთ) სასურველი ინტერვალი T-დან 255T-მდე. მინიმალური დროითი ინტერვალი მიიღება ჩაკეტილი S1 გადამრთველის დროს, ხოლო მაქსიმალური – ჩაკეტილი S1-S8 გადამრთველების დროს.

მაგალითისათვის, ნახ. 2.31-ზე ნაჩვენებია შემთხვევა, როცა მოწყობილობის გამოსასვლელთან შეერთებულია მე-2 და მე-3 გამომყვანები. ამიტომ ამ შემთხვევაში დაპროგრამებული ანუ შეკვეთილი დროითი ინტერვალი იქნება $4T+2T=6T$. საზოგადოდ ფორმირებული დროითი ინტერვალის ხანგრძლივობა განისაზღვრება ფორმულით

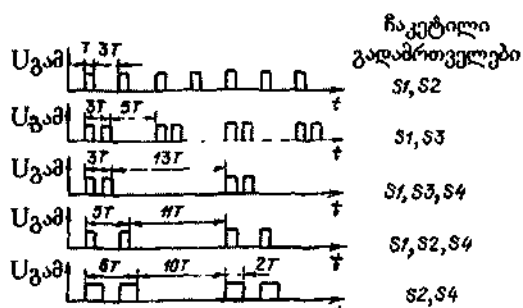
$$T_{\Sigma} = T \sum_{i=1}^n 2^{i-1}, \tag{2.45}$$

სადაც $T=RC$; i არის ჩაკეტილი გადამრთველების ნომრები, ხოლო n – ტაიმერის მთვლელის თანრიგთა რაოდენობა, რომელიც უდრის S გადამრთველთა რაოდენობას.

II. იმპულსთა ორობითი მიმდევრობის გენერატორი



ნახ. 2.32. იმპულსთა ორობითი მიმდევრობის გენერატორი



ნახ. 2.33. მოწყობილობის გამოსავალზე იმპულსთა მიმდევრობის ძაბვების დიაგრამა

ნახ. 2.32-ზე წარმოდგენილია XR2240 ტიპის ტაიმერზე აგებული იმპულსთა ორობითი მიმდევრობის გენერატორი. გაშვების შესასვლელზე (მე-11 გამომყვანი) მიწოდებულია $+U_{კვ}$ კვების ძაბვა, ხოლო ჩამოგდების შესასვლელი (მე-10 გამომყვანი) შეერთებულია სქემის საერთო სალტესთან. ამის გამო, იმ მომენტიდან დაწყებული, როცა ჩაირთვება კვების ძაბვა, ეს მოწყობილობა უწყვეტად მუშაობს ავტორხევით რეჟიმში. ამ დროს მისი მიმწოდებელი გენერატორი აწარმოებს $T=RC$ პერიოდის რხევების გენერაციას. მოწყობილობის გამოსასვლელზე ფორმირდება რთული ფორმის იმპულსთა მიმდევრობა. ამ მიმდევრობის გამეორების პერიოდი და სახე დამოკიდებულია იმაზე, თუ S1-S8 გადამრთველებიდან რომლებია ჩაკეტილი. ამასთან ცალკეული იმპულსების ხანგრძლივობა განისაზღვრება ჩაკეტილი გადამრთველის უმცირესი ნომრით, ხოლო მთელი მიმდევრობის გამეორების პერიოდი კი - ჩაკეტილი გადამრთველის უდიდესი ნომრით. იმპულსთა მთელი მიმდევრობის ერთი გამეორების პერიოდის ფარგლებში იმპულსთა რიცხვი და მათ შორის ინტერვალი დამოკიდებულია ჩაკეტილ გადამრთველთა კომბინაციაზე. საზოგადოდ, იმპულსთა მიმდევრობის გამეორების პერიოდი

$$T_{გამ} = 2^{i_{max}} T, \tag{2.46}$$

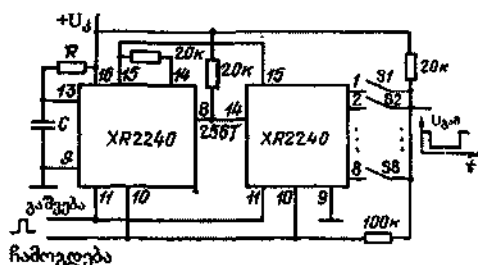
ხოლო ცალკეულ იმპულსთა ხანგრძლივობა

$$t_{იმპ} = 2^{i_{min}} T, \tag{2.47}$$

სადაც $T=RC$; i_{max} და i_{min} შესაბამისად ჩაკეტილ გადამრთველებს შორის იმათი ნომრებია, რომელთაც ის უდიდესი და უმცირესი აქვთ. მაგალითად, თუ ჩაკეტილია S1, S2, S4 გადამრთველები, მაშინ $T_{გამ} = 2^4 T = 16T$, ხოლო $t_{იმპ} = 2^1 T = T$. იმპულსთა რაოდენობა $T_{გამ}$ პერიოდის ფარგლებში ორის ტოლია, ორ მეზობელ იმპულსს შორის ინტერვალი კი - 3T-ს. ნახ. 2.33-ზე ნაჩვენებია იმპულსთა

რამოდენიმე მიმდევრობა, რომელიც წარმოიქმნება მოწყობილობის გამოსასვლელზე ჩაკეტილ გადამრთველთა სხვადასხვა კომბინაციის დროს.

III. ზეხანგრძლივი იმპულსების მაფორმირებელი XR2240 ტიპის ტაიმერებზე



ნახ. 2.34. ზეხანგრძლივი იმპულსების მაფორმირებელი XR2240 ტიპის ტაიმერებზე

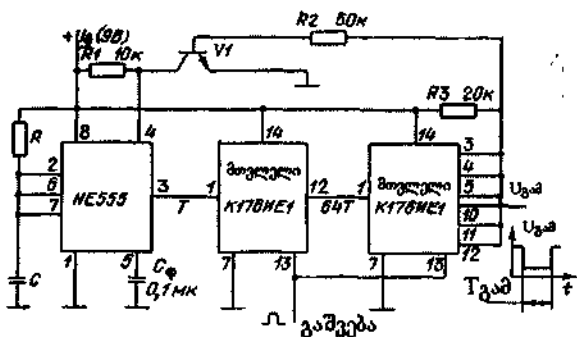
რიგ შემთხვევებში პრაქტიკაში საჭირო ხდება ზეხანგრძლივი დროითი ინტერვალების ფორმირება. ამ ამოცანის გადაწყვეტის ერთ-ერთი გზა მდგომარეობს ორი ან მეტი რაოდენობის მთვლელი ტაიმერის მიმდევრობით

(კასკადურ) ჩართვაში. ნახ. 2.34-ზე წარმოდგენილია ორ XR2240 ტიპის ტაიმერზე აგებული ასეთი მოწყობილობის სქემა. პირველი ტაიმერი ჩართულია ავტორხვევითი მთვლელი ტაიმერის სქემით და წარმოადგენს მეორე ტაიმერის მიმწოდებელ გენერატორს. მეორე ტაიმერი ჩართულია გარეშე სინქრონიზაციის სქემით და ამიტომ მისი მიმწოდებელი გენერატორი მუშაობაში არ გამოიყენება. კვების წყაროსაგან მომხმარებელი სიმძლავრის შემცირების მიზნით ძაბვა პირველი ტაიმერის სტაბილიზებული გამოსასვლელიდან მიეწოდება მხოლოდ მეორე ტაიმერის მთვლელს (მე-15 გამომყვანი). მოწყობილობა მუშაობს მომლოდინე მულტივიბრატორის ანალოგიურად (იხ. ნახ. 2.31) და გამშვები იმპულსის წინა ფრონტის ჩამოყალიბების მომენტიდან იწყებს უარყოფითი პოლარობის გამოსასვლელი იმპულსის გამოშვებას, რომლის ხანგრძლივობა

$$T_{\Sigma} = 256T \sum_{i=1}^n 2^{i-1}, \quad (2.48)$$

სადაც $T=RC$ პირველი ტაიმერის მიმწოდებელი გენერატორის მიერ გენერირებული რხევების პერიოდია, i წარმოადგენს რიცხვებს, რომლებიც ეთანადებიან ჩაკეტილ გადამრთველთა ნომრებს, ხოლო n - მთვლელის თანრიგთა რაოდენობა ანუ S გადამრთველთა რიცხვია.

IV. NE555 ტიპის ტაიმერსა და K176HE1 ტიპის მთველებზე აგებული ზეხანგრძლივი იმპულსების მაფორმირებელი



ნახ. 2.35. NE555 ტიპის რაიმერსა და 176 HE1 ორობითი მთველზე ზეხანგრძლივებულ იმპულსების მაფორმირებელი

ნახ. 2.35-ზე წარმოდგენილია NE555 ტიპის ტაიმერზე აგებული ზეხანგრძლივი იმპულსების მაფორმირებელი, სადაც გარდა ტაიმერისა გამოყენებულია ორი K176HE1 ტიპის 6 - თანრიგიანი ორობითი მთველი. ეს მოწყობილობა მუშაობს შემდეგნაირად: საწყის მდგომარეობაში მოწყობილობის გამოსასვლელზე

მაღალი დონის ძაბვაა. V1 ტრანზისტორი ღიაა და ბლოკირების შესასვლელზე (იხ. ტაიმერის მე-4 გამომყვანი) მიწოდებულია დაბალი დონის ძაბვა ე.ი. ტაიმერის მუშაობა დაბლოკილია. როგორც კი იმოქმედებს გამშვები დადებითი იმპულსის წინა ფრონტი, მთველებების გამოსასვლელებსა და მოწყობილობის გამოსასვლელზე დადგება დაბალი დონის ძაბვა. ამასთან V1 ტრანზისტორი იკეტება და ტაიმერის ბლოკირების შესასვლელს მიეწოდება მაღალი დონის ნებადამრთველი ძაბვა, რის გამოც ტაიმერი იწყებს იმპულსების გენერაციას, რომელთა გამეორების პერიოდი

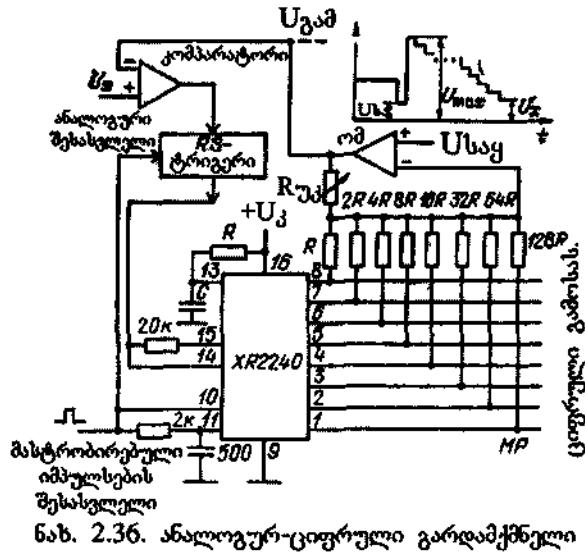
$$T \approx RC \ln 2. \quad (2-49)$$

მიმდევრობით ჩართული მთველები ითვლიან პერიოდთა რაოდენობას. როცა იმპულსთა გამეორების პერიოდი მიაღწევს 4032-ს ანუ $2^6(2^6-1)$ -ს, მოწყობილობის გამოსასვლელზე (მომენტში, როდესაც პირველი მთველის შესასვლელს მიეწოდება მორიგი იმპულსი) დამყარდება მაღალი დონის ძაბვა, რომელიც გააღებს V1 ტრანზისტორს და დაიბლოკება ტაიმერის მუშაობა. შედეგად მორიგი გამშვები იმპულსის მოსვლამდე ტაიმერის მიმწოდებელი გენერატორი წყვეტს იმპულსთა გენერაციას და მოწყობილობა იქნება მომლოდინე რეჟიმში, ფორმირებული დროითი ინტერვალის ხანგრძლივობა ანუ მოწყობილობის გამოსასვლელი უარყოფითი იმპულსის ხანგრძლივობა

$$T_{გამ} = 4032T \approx 2794,5792 RC \quad (2-50)$$

პროგრამირებადი დროითი დაყოვნების მისაღებად მეორე მთველის გამოსასვლელები, ისევე როგორც ნახ. 2.34-ზე ნაჩვენები მოწყობილობისთვის, საჭიროა შევავართოთ სქემის გამოსასვლელთან გადამრთველების საშუალებით.

V. მთაველი XR2240 ტაიმერის საფუძველზე აგებული
ანალოგურ - ციფრული გარდამქმნელი (აცბ)



მთველი ტაიმერები, აგრეთვე NE555 ტიპის ტაიმერები მთველებთან ერთობლიობაში შეიძლება გამოყენებული იქნენ საფეხუროვანი ძაბვის გენერატორების, ამოკრებისა და დამახსოვრების სქემების, ანალოგურ-ციფრული გარდამქმნელებისა და სხვა მოწყობილობების შესაქმნელად.

ნახ. 2.36-ზე წარმოდ-

გენილია მთველ XR2240 ტაიმერზე აგებული ანალოგურ-ციფრული გარდამქმნელის (აცბ) ფუნქციონალური სქემა. გარდა ტაიმერისა, ეს მოწყობილობა შეიცავს RS - ტრიგერს, კომპარატორსა და ორობითად შეწონილი ნომინალების მქონე, პრეციზიული რეზისტორების მატრიცას. ტრიგერი ასრულებს გარდამქმნელის მართვის ფუნქციას, ხოლო კომპარატორი, რომელიც გარდამქმნელის მგრძობიარე ელემენტს წარმოადგენს, ერთმანეთს ადარებს შესასველელ ანალოგურ სიგნალსა და ოპერაციული მაძლიერებლის გამოსავლელ ძაბვას. ეს ძაბვა ციფრული გამოსასველელი კოდის ექვივალენტს წარმოადგენს.

გარდამქმნელი შემდეგნაირად მუშაობს: საწყის მდგომარეობაში RS - ტრიგერის გამოსასველელზე შენარჩუნებულია დაბალი დონის ძაბვა, რის გამოც მიმწოდებელი გენერატორის გამოსასველელი (ტაიმერის მე-14 გამომყვანი) დაშუნტებულია სქემის საერთო სალტზე და ამიტომ გენერატორის გამოსასველელი იმპულსები მთველის შესასველელს არ მიეწოდება. გარდამქმნელის გამოსასველელზე ამ დროს შენარჩუნებულია წინა გარდაქმნის ციფრული კოდი ან შემთხვევითი ციფრული კოდი, რომელიც დამყარდა მოწყობილობის ჩართვის შედეგად. ოპერაციული მაძლიერებლის გამოსასველელზე არსებობს ისეთი ძაბვა, რომელიც შეესაბამება გამოსასველელ კოდს. მასტრობირებელი დადებითი პოლარობის იმპულსის მოსვლის შედეგად ჯერ ხდება ტაიმერის ჩამოგდება, ხოლო შემდეგ გარკვეული დაყოვნებით

XR2240 ტაიმერის გაშვება. ჩამოგდების შემდეგ ომ-ის გამოსასვლელზე ნახტომისებურად მყარდება მინიმალური ძაბვა $U_{\min}=U_{საყ}$, ხოლო გაშვების შემდეგ კი - მაქსიმალური ძაბვა $U_{\max}=U_{საყ}(1+R_{ჟკ}/R_{\Sigma}$, სადაც $U_{საყ}$ არის ომ-ის არამაინვერსირებელ შესასვლელზე მიწოდებული საყრდენი ძაბვა, $R_{ჟკ}$ - უკუკავშირის რეზისტორის წინაღობა, ხოლო R_{Σ} კი - წინაღობა მატრიცისა, რომელიც შედგება R-128R მატრიცის პარალელურად ჩართული წინაღობებისაგან (მატრიცაში შემავალი წინაღობების რაოდენობაა 8).

მოწყობილობის გაშვებისთანავე RS - ტრიგერის გამოსასვლელზე მყარდება მაღალი დონის ძაბვა, რაც იწვევს მიმწოდებელი გენერატორის გამოსასვლელის შუნტირების შეწყვეტას. ამ მომენტიდან იწყება ტაქტური იმპულსების თვლა, რომელთა გამეორების პერიოდია $T=RC$. ამ იმპულსების თვლის პროცესში V5-V12 ტრანზისტორების საშუალებით (იხ. ნახ. 227) ყოველი მომდევნო იმპულსის მოსვლისას გამოსასვლელი კოდის ცვლილების მიხედვით ხდება მატრიცის რეზისტორთა მიერთება საერთო სალტესთან ან სალტისაგან მათი გამორთვა. ამის შედეგად R_{Σ} წინაღობა და მაშასადამე, მაძლიერებლის გადაცემის $(1+R_{ჟკ}/R_{\Sigma})$ კოეფიციენტი ისე იცვლება, რომ ომ-ის გამოსასვლელი

$U_{გაშ}$ ძაბვა დაწვებული $U_{\max}=U_{საყ}(1+\frac{R_{ჟკ}}{R} \cdot \frac{255}{128})$ მნიშვნელობიდან, საფეხურობრივად

კლებულობს ყოველ ტაქტზე სიდიდით $\Delta U=(U_{ჟკ}/128R)U_{საყ}$, აქ R არის მატრიცის პრეციზიული რეზისტორის წინაღობა. იმ მომენტში, როცა $U_{გაშ}$ ძაბვა მორიგი საფეხურის ფორმირებისას მიაღწევს გარდასაქმნელი U_X ძაბვის დონეს, კომპარატორი შეიცვლის თავის მდგომარეობას და ჩამოგდებს RS - ტრიგერს, რის გამოც ამ უკანასკნელზე მყარდება გამოსასვლელი ძაბვის დაბალი დონე. ტაქტური იმპულსების თვლა წყდება. ამასთან, გარდასაქმნელის გამოსასვლელზე დადგება U_X ძაბვის ციფრული კოდი, ხოლო ომ-ის გამოსასვლელზე კი - $U_{გაშ}=U_X$ ძაბვა. ხსენებული ციფრული კოდი და U_X ძაბვა შენარჩუნებული იქნება მომდევნო მასტრობურებელი სიგნალის მოსვლამდე ანუ გარდაქმნის პროცესის ახალი ციკლის დაწყებამდე. გარდასაქმნელი ძაბვა განისაზღვრება ფორმულით

$$U_X=U_{საყ}(1+\frac{R_{ჟკ}}{R} \cdot \frac{225-N}{128}), \quad (2.51)$$

სადაც N არის რიცხვი, რომელიც გარდაქმნის პროცესის დამთავრების შემდეგ დადგება მოწყობილობის ციფრულ გამოსასვლელზე.

განხილული მოწყობილობა საშუალებას გვაძლევს მოვახდინოთ U_X ძაბვის გარდაქმნა $U_{საყ.}$ -დან $U_{საყ.}(1+255R_{ჟკ}/128R)$ -მდე. გარდასაქმნელი U_X ძაბვის გარდაქმნის ზედა საზღვარი შეგვიძლია ვარგულიროთ $R_{ჟკ}$ რეზისტორის წინაღობის ცვლილებით, ცინაიდან ომ-ის გამოსასვლელზე გარდაქმნის შემდეგ დამყარებული $U_{გაგ.}=U_X$ ძაბვა მომდევნო მასტრობირებელი იმპულსის მოსვლამდე უცვლელი რჩება, მოწყობილობა შეიძლება გამოყენებულ იქნეს ასევე როგორც ამოკრებისა და მახსოვრობის ციფრული სქემა.

ზემოთთქმულის საფუძველზე მივდივართ დასკვნამდე, რომ XR2240 ტაიპერის საფუძველზე ომ-ისა და პრეციზიული R-128R რეზისტორების გამოყენებით შესაძლებელია საფეხუროვანი ფორმის ძაბვის გენერატორებისა და მაფორმირებლების შექმნა.

ლიტერატურა:

1. ვ. მელიქიშვილი, ლ. ჯობაგა. უწყვეტი ქმედების ელექტრონული წრედების გაანგარიშება. (დამხმარე სახელმძღვანელო), თბილისი, საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი, 1990.
2. Функциональные устройства на интегральных микросхемах. Под редакцией В.З. Найдера. – М.: Радио и связь, 1985.
3. В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. Электроника, - М.: Высшая школа, 1991.
4. А.Г. Алексенко, И.И. Шагурин. Микросхемотехника. – М.: Радио и связь, 1990.
5. В.С. Гутников, Интегральная электроника в измерительных устройствах, - М.: Энергоатомиздат, 1988.
6. Т.М. Агаханян. Интегральные микросхемы, - М.: Энергоатомиздат, 1983.
7. Расчет электронных схем. Учеб. пособие для вузов. – под редакцией Г.И. Изъюровой. – М.: Высшая школа, 1987.
8. В.Н. Вениаминов, О.Н. Лебедев, А.И. Мирошниченко. Микросхемы и их применение. – М.: Радио и связь, 1989.
9. А.Г. Алексенко, Е.А. Коломбет, Г.И. Стародуб. Применение прецизионных аналоговых микросхем. – М.: Радио и связь, 1985.
10. С. Секлоф. Аналоговые интегральные схемы. Пер. с англ. – М.: Мир, 1988.
11. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы: Справочное пособие, Под редакцией С.В. Якубовского. – М.: Радио и связь, 1984.
12. Интегральные микросхемы: справочник. Под редакцией Б.В. Тарабрина. – М.: Радио и связь, 1984.