

ЎЗБЕКИСТОН АХБОРОТ ВА АЛОҚА АГЕНТЛИГИ
ТОШКЕНТ АХБОРОТ ТЕХНОЛОГИЯЛАРИ УНИВЕРСИТЕТИ

**Радиотехника ва радиоалоқа
кафедраси**

**СИГНАЛЛАРНИ ШАКЛЛАНТИРИШ ВА
ИШЛОВ БЕРИШ**

фанидан маърузалар матни

Собирова Уллибиби Шариповна

Тшкент -2011

Кириш	4
Маъруза -1.ГЕНЕРАТОРЛАРНИНГ КЛАССИФИКАЦИЯЛАРИ. ФУНКЦИОНАЛ СХЕМАЛАРИ ВА ИШЛАШ ПРИНЦИПЛАРИ. ЭКВИВАЛЕНТ СХЕМАСИ ВА УНИНГ ТАХЛИЛИ. ГАРМОНИК ТЕБРАНИШЛАР ГЕНЕРАТОРИ.....	4
Маъруза -2.ГАРМОНИК ТЕБРАНИШЛАРНИ ҚЎЗҒАЛИШ ВА ЯРАТИЛИШИ. ГАРМОНИК ТЕБРАНУВЧИ АВТОГЕНЕРАТОРЛАР.....	8
Маъруза- 3. ГАРМОНИК ТЕБРАНИШЛАРНИ ҚЎЗҒАЛИШ ВА ЯРАТИЛИШИ. ГАРМОНИК ТЕБРАНУВЧИ АВТОГЕНЕРАТОРЛАР.ЎЗ ЎЗИНИ ҚЎЗҒАТИШНИНГ ЮМШОҚ ВА ҚАТТИҚ РЕЖИМЛАРИ.....	10
Маъруза -4.АВТОГЕНЕРАТОР СХЕМАЛАРИНИНГ ИШЛАШ ТАРТИБИНИ КЎРСАТУВЧИ ВАҚТ ДИАГРАММАЛАРИ. ТЕСКАРИ АЛОҚАНИНГ ТУРЛАРИ. ГАРМОНИК ТЕБРАНИШЛАР АВТОГЕНЕРАТОРИНИНГ ТРАНЗИСТОРЛИ СХЕМАЛАРИ.....	13
Маъруза- 5. РЕЛАКСАЦИОН РЕЖИМДА АВТОГЕНЕРАТОР. КУРИЛМАНИНГ МУМКИН БЎЛГАН ИШЛАШ ТАРТИБИ.МУЛЬТВИБРАТОРЛАР ВА УЛАРНИНГ ТРАНЗИСТОРЛИ СХЕМАЛАРИ.....	15
Маъруза -6 АВТОМАТИК СИЛЖИШ ВА УЗЛУКЛИ ГЕНЕРАЦИЯ.	18
Маъруза -7.ИЧКИ ТЕСКАРИ АЛОҚАЛИ АВТОГЕНЕРАТОРЛАР....	21
Маъруза -8.АВТОГЕНЕРАТОРДА БУРЧАКЛИ МОДУЛЯЦИЯ. АВТОГЕНЕРАТОРНИНГ АСОСИЙ ВАЗИФАЛАРИ. ЧМ СИГНАЛЛАРНИНГ АВТОГЕНЕРАТОРЛИ МОДУЛЯТОРИ.....	23
Маъруза -9.LC ВА RC АВТОГЕНЕРАТОРЛАРИ. ГЕНЕРАТОРЛАРНИНГ ВАЗИФАСИ ВА СХЕМАСИ. ТЕСКАРИ АЛОҚА ЗАНЖИРИГА ЭЮК НИНГ ТАЪСИРИ.....	27
Маъруза -10.МУЛЬТВИБРАТОР ҚУРИЛМАЛАРИНИНГ КЛАССИФИКАЦИЯСИ ВА ҚЎЛЛАНИЛИШИ.....	31
Маъруза- 11. КУТУВЧИ МУЛЬТВИБРАТОР. ЭКВИВАЛЕНТ СХЕМАСИ, ИШЛАШ ПРИНЦИПИ. СХЕМАНИНГ ИШЛАШ ТАРТИБИНИ КЎРСАТУВЧИ ВАҚТ ДИАГРАММАЛАР.....	34
Маъруза -13.ОПЕРАЦИОН КУЧАЙТИРГИЧЛАР ИШТИРОКИДАГИ ГЕНЕРАТОРЛАР.....	36
Маъруза- 14. ГЕНЕРАТОРЛАРНИ ТРАНЗИСТОРЛИ ТРИГГЕРЛАР АСОСИДА ҚУРИШ.....	39
Маъруза -15. ГЕНЕРАТОРДА ЧАСТОТАНИ ЎРНАТИШ. АСОСИЙ НИСБАТЛАР.....	43
Мавзу -16 БАЗА-ЛОГИК ЭЛЕМЕНТЛАР АСОСИДА АВТОГЕНЕРАТОРЛАРНИ КУРИШ.....	45

СИГНАЛЛАРНИ ШАКЛЛАНТИРИШ ВА ИШЛОВ БЕРИШ 2- ҚИСМ

Маъруза -17.TTL ЭЛЕМЕНТЛАРИ ЁРДАМИДА БИР ВИБРАТОР - ГЕНЕРАТОР СХЕМАЛАРИНИ КУРИШ.....	49
Маъруза- 18.СИГНАЛЛАРГА РАҚАМЛИ ИШЛОВ БЕРИШ АСОСЛАРИ	53
Маъруза- 19.АЛАЛОГ РАҚАМЛИ ВА РАҚАМЛИ АНАЛОГ ЎЗГАРТИРГИЧЛАР.....	61
Маъруза -20. ДИСКРЕТ СИГНАЛЛАРНИНГ ХАРАКТЕРИСТИКАЛАРИ.....	64
Маъруза-21. ФУРЬЕ ДИСКРЕТ АЛМАШТИРИШИ.....	67
Маъруза -22.РАҚАМЛИ ФИЛЬТРЛАРНИНГ ТУЗИЛИШИ ВА АСОСИЙ ТАВСИФЛАРИ.....	72
Маъруза -23. ФУРЬЕ ТЕЗ АЛМАШТИРИШЛАРИ.....	77
Маъруза -24. АРУ СТРУКТУРАВИЙ СХЕМАСИ, ИШЛАШТАРТИБИ.....	79
Маъруза -25.ЦИКЛИК БУЛИАГАН АРУ	82
Маъруза -26.ИНТЕГРОЛЛОВЧИ АРУ ЛАР.....	85
Маъруза -27.ДОИМИЙ ПАРАМЕТРЛАРГА ЭГА ДИСКРЕТ ЧИЗИКЛИ ЗАНЖИРЛАР(ДПДЧЗ).....	89
Маъруза -28. КОМПОРАТОРЛАР.....	91
Маъруза -29. РАҚАМЛИ ВОЛТМЕТР УНЛИК ЧИКИШ.....	95
Маъруза -30.РАҚАМЛИ АНАЛОГ ЎЗГАРТИРГИЧЛАР (ДЕШИФРАТОРЛАР).....	97
Маъруза -31.ЗИНАПОЯСИМОН КУРИНИШИДАГИ РАУ	99

Маъруза -1

ГЕНЕРАТОРЛАРНИНГ КЛАССИФИКАЦИЯЛАРИ. ФУНКЦИОНАЛ СХЕМАЛАРИ ВА ИШЛАШ ПРИНЦИПЛАРИ. ЭКВИВАЛЕНТ СХЕМАСИ ВА УНИНГ ТАХЛИЛИ. ГАРМОНИК ТЕБРАНИШЛАР ГЕНЕРАТОРИ

Электр энергиясини тебранишга айлантириб берувчи қурилмаларга генераторла дейилади.

Ташқи таъсирлар натижасида ҳосил қилинадиган тебранишларга мажбурий тебранишлар дейилади. Бунда тебранишнинг параметрлари амплитудаси, частотаси схема элементларидан ташқари кириш сигналининг параметрларига боғлиқ бўлади. Мустақил ҳосил бўладиган тебранишларга автотебранишлар дейилади. Бундай генераторлар автогенераторлар дейилади.

Автогенераторларнинг классификацияси:

- Гармоник тебранишлар генераторлари
- Ногармоник тебранишлар генераторлари.

Ногармоник тебранишлар генераторлари:

- Мульти vibratorлар
- Бир vibratorлар
- Аррасимон кучланиш генераторлари.
- Учбурчалли импульслар генераторлари.

Радиотехникада R , L , C , контурли гармоник тебранишлар генератори энг кенг тарқалган манбалар ҳисобланади. Улар қуйидаги кўринишдаги схемалардир: Генератор ёрдамчи схема ва RLC контурдан иборат. Ёрдамчи

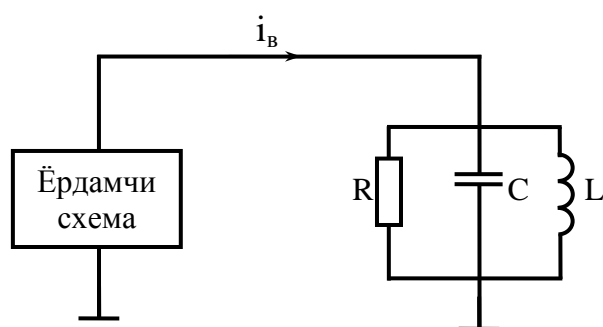
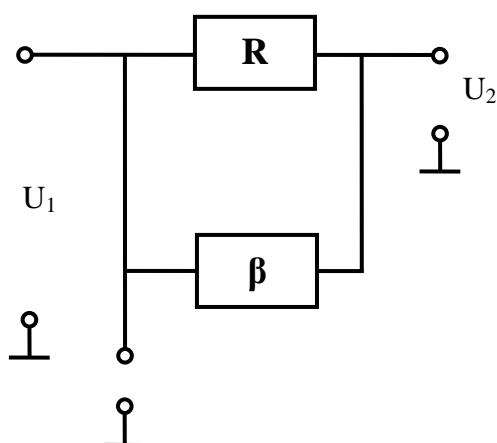


схема контурда йўқотилган энергияни тўлдирувчи энергия киритади. Йўқотилган энергияни тўлдирилиши манфий қаршиликка эга бўлган элемент ёки мусбат тесқари боғланишга эга кучайтиргич орқали амалга оширилади. Гармоник тебранишларни ҳосил қилиш ва генераторни кўзгатиш. Тебраниш

контурида ташқи таъсирлар натижасида текис спектрга эга бўлган тебранишлар ҳосил бўлади. Агар тебраниш частотаси контурнинг резонанс



частотасига яқин бўлса, катта амплитудасига эга бўлади. Контурга ёрдамчи схема киритилса, киритилувчи энергия йўқотилувчи энергиядан анча юқори бўлади ва амплитудаси ошиб боради. Бу амплитуданинг ошиши ёрдамчи схеманинг ва чизиқли характерга эга бўлганлиги сабабли

киритилувчи энергияни йўқотилаётган энергияга нисбатан секинлашишига олиб келади. Агар киритилувчи энергия йўқотилувчи энергияга тенг бўлса, гармоник тебранишни стационар режими ўрнатади. Яъни тебраниш U_0 , ω_0 ва φ_0 га эга бўлади. Бундай режимда гармоник тебранишнинг амплитудаси ва частотасини аниқлаш мумкин. Комплекс кучланиш коэффициентига эга кучайтиргич асосида қурилган генераторни кўриб чиқамиз.

Узатиш коэффициенти $\beta = \beta e^{j\omega t}$ га тенг бўлган мусбат тескари боғланишга эга. Кучайтиргич киришига амплитудаси U_1 частотаси ω_0 бўлган гармоник тебраниш берилган бўлсин. Ушбу тебранишни сақлаб қолиш учун уни киришига бутун схемадан ўтгандан кейин дастлабки амплитуда, частота ва фазага эга тебраниш таъсир қилиши керак. Бунинг учун қуйидаги шарт мос келади.

$$\beta U_2 = \beta K U_1 = U_1 \quad \text{ёки} \quad \beta K = 1 \quad \text{Ушбу шартни бошқача кўринишда ёзамиз.}$$

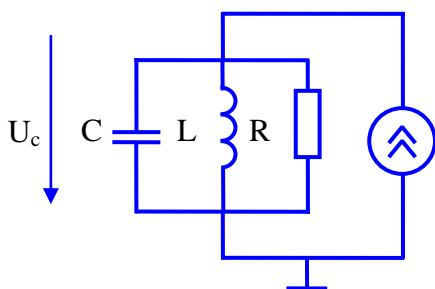
$$\beta(U_0) * K(U_0) = 1 \quad (3)$$

$$\varphi_\beta(\omega_0) + \varphi_K(\omega_0) = 2\pi k \quad k = (1, 2, \dots) \quad (4)$$

формулада келтирилган шарт фаза баланси шarti дейилади. Стационар режимда автотебраниш фазасини тўлиқ силжиши (2π) га тенг. Бу шартда генерация қилинаётган частотани аниқлашимиз мумкин бўлади. (3) шарт амплитуда баланси шarti дейилади. Яъни кучайтиргич ва тескари боғланишда ҳосил бўладиган халқани тўлиқ айланиб чиққан генерация частотанинг стационар амплитуда кучайтириш коэффициенти 1 га тенг. Халқанинг кучайтириш коэффициенти $\beta K < 1$ бўлса, амплитуда камайиб боради. Агар халқани кучайтириш коэффициенти 1 дан катта бўлса, тебраниш амплитудаси ошиб боради.

1.1: Генераторларнинг эквивалент схемалари ва уларнинг таҳлили.

Йўқотишларсиз ишловчи параллел уланган гармоник тебраниш генераторлари R L C генератор схемасини келтирамиз. Бу схемада ёрдамчи схема сифатида ток манбаи уланган.



Конденсатордаги кучланиш U_c ва индуктивлик элементида оқиб ўтувчи ток учун дифференциал тенглама қуйидаги кўринишга эга.

$$\frac{dU}{dt} = \frac{1}{C} \left(-i - \frac{U}{R} \right) + i \frac{di}{dt} = \frac{1}{L} U$$

ўлчовсиз вақт

катталигини киритамиз.

1.2: Гармоник тебранишлар генераторининг оддий таҳлили.

Оддий таҳлилда RLC контурини ишлашини кўриб чиқамиз. Ушбу схема учун дифференциал тенгламани келтирамиз.

$$L \frac{di}{dt} + Ri + u = 0 \quad (1)$$

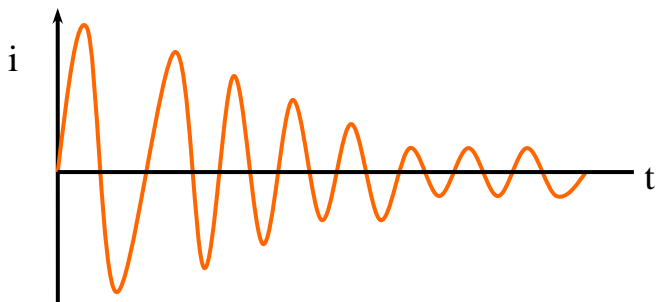
Агар контурнинг аслиги $\frac{1}{2}$ бўлса, контурдаги ток куйидагига тенг бўлади.

$$i = I_0 e^{-\alpha t} \sin \omega_{\text{эм}} t \quad (2)$$

Бу ерда I_0 – контур токининг бошланғич амплитудаси. $\alpha = \frac{R}{2L}$ сўниш коэффициенти. $\omega_{\text{эм}}$ -эркин тебраниш частотаси.

$$\omega_{\text{эм}} = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \approx \omega_0 \quad (3) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

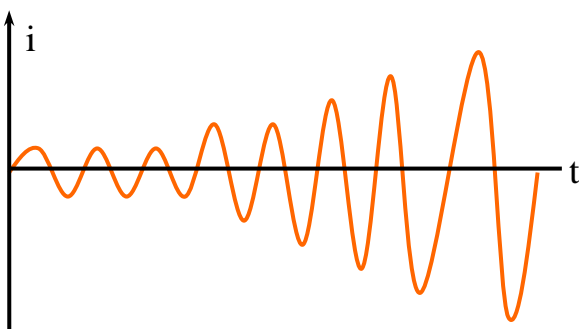
Сўниш коэффициенти α ифодасидан кўриниб турибдики.



Агар $R > 0$ бўлса, α мусбат бу эса иккинчи ифодага асосан токнинг амплитудасини вақт ўтиши билан камайиб боришига олиб келади. Бундай тебранишлар сўнувчи ёки декремент тебранишлар

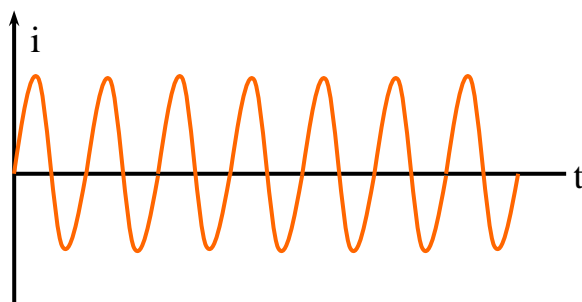
дейилади. Агар $R < 0$ бўлса, α манфий бўлади. Контурдаги токнинг амплитудаси ошиб боради. Бундай тебранишлар ўсувчи ёки инкремент тебранишлар дейилади.

Агар $R = 0$ бўлса, α ҳам 0 га тенг бўлади. Бунда тебраниш доимий амплитудага эга бўлади ва консерватив тебраниш деб аталади. Юқорида келтирилган хулосаларга



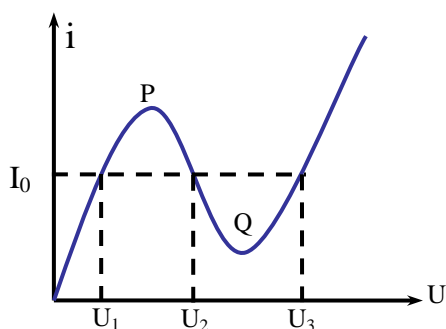
асосланиб, шундай натижага келиш мумкин. Генерацияланган тебранишнинг кичик амплитудаларида қаршилиқ манфий ($R < 0$) бўлиши керак, яъни тебранишнинг ўсишига олиб келиши керак. Агар тебранишнинг амплитудаси катта

бўлса, қаршилиқ $R = 0$ га тенг бўлиши керак, яъни генератор бевосита турғун ҳолатда бўлади. Яъни амплитуда ва частотада ўзгармас доимий бўлади.

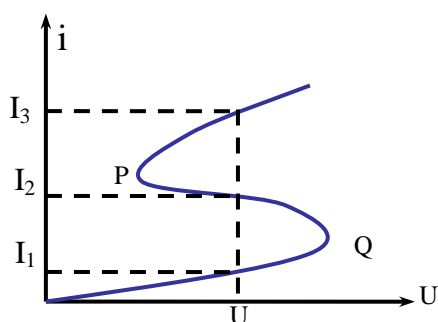


1.3: Манфий қаршиликлар хақида маълумот

Схемаларда манфий қаршиликлар мусбат тескари боғланиш ёки электрон асбобларни қўлланилиши натижасида ҳосил қилинади. Схемотехникада икки хил манфий қаршилик ишлатилади.



1. **N**-типдаги қаршиликлар. Бу типдаги қаршиликларнинг ВАХ ни келтирамиз. ВАХ да кўрсатилган I_0 токнинг битта қийматига кучланишнинг 3та (U_1, U_2, U_3) қиймати тўғри келади. Бу типдаги қаршиликлар кучланиш билан бошқарилувчи қаршилик дейилади ва кучланиш ишчи режимни белгилаб беради.



2. **S** - типдаги қаршиликлар. Бундай қаршиликлар ток билан бошқарилувчи қаршиликлардир. Бу типдаги қаршиликнинг ВАХ ни келтирамиз. Хар иккала графикда кўрсатилган (P,Q) нуқталарда дифференциал қаршилик манфий бўлади. Қолган нуқталарда мусбат. **N**- типдаги қаршиликларга тунелли диод, Ганн диоди, диотрон эффектга эга лампалар киради. **S**- типдаги элементларга ионли асбоблар, газотрон, неон лампалар, 4та қатламли яримўтказгичлар, яъни динисторлар, теристорлар.

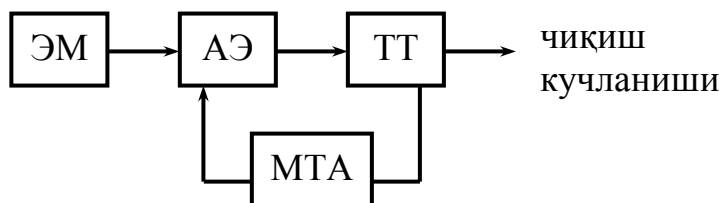
Маъруза-2

ГАРМОНИК ТЕБРАНИШЛАРНИ ҚЎЗҒАЛИШ ВА ЯРАТИЛИШИ. ГАРМОНИК ТЕБРАНУВЧИ АВТОГЕНЕРАТОРЛАР.

Кучайтириш қурилмалари, частота кўпайтгичлар, модуляторлар, детекторлар ва шу каби бир қатор қурилмалар, фақат уларнинг кириш учларига ташқи қурилмалардан сигналлар берилганда ўз чиқишларида тегишли акс таъсир сигнални пайдо қиладилар. Бундай қурилмалар одатда мажбуран қўзғалувчи қурилмалар деб аталадилар.

Аммо шундай қурилмалар борки, уларнинг чиқишидаги тебранувчан кучланишлар, уларнинг киришига ташқаридан ҳеч қандай таъсир кучланиши берилмаганда ҳам ҳосил бўлади. Бундай тебранишлар автотебранишлар деб ва уларни ҳосил қилувчи қурилмалар автогенераторлар (АГ) ёки генераторлар деб аталадилар.

Тебранишларни генерациялаш ахборот тизимларидаги асосий вазифалардан бири ҳисобланади. Автогенераторлар доимий ток электр манбаи (ЭМ) қувватини сўнмайдиган даврий тебранишлар қувватига айлантириб берадилар. АГ нинг структуравий схемаси 8.1-расмда келтирилган.

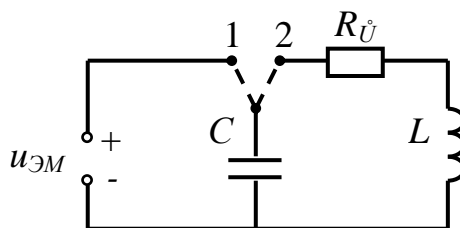


Автогенератор структуравий схемаси.

АГ нинг асосий элементлари: ЭМ – электр манбаи, АЭ – актив элемент (транзистор, электрон лампа ва ҳ.к.), ТТ – тебраниш тизими ва МТА – мусбат тескари алоқа.

АГ ўз-ўзидан қўзғалиши учун керакли шартларни батафсилроқ кўриб чиқамиз. Бунинг учун дастлаб оддий LC – параллел контурга ташқи таъсир бўлганда унда бўладиган физик жараёни кузатамиз. Ташқи импульс таъсир этганда LC – контурда синусоидал шаклда ўзгарувчи электр тебранишлари ҳосил бўлади. Контурдаги бу тебраниш чексиз давом этмайди, аста-секин сўнади, чунки контурдаги йўқотишлар сабабли ундаги энергия узлуксиз камайиб боради, ейилади ва натижада нольга тенг бўлади.

Тебраниш контуридаги тебранишлар сўнмаслиги учун LC – контурга ейилаётган (йўқотилаётган) энергияни қопловчи энергия бериб туриш керак. LC – контурнинг ўзида бундай ички манба йўқлиги учун, уни ташқи манба ҳисобига қоплаш керак. Электр манбаи сифатида доимий ток ёки кучланиш манбаидан фойдланилади. Энди LC – контурдаги физик жараёни 8.2-расм ёрдамида кўриб чиқамиз.



Автогенератор тебранишига оид чизма.

LC – контурда бошланғич ҳолатда тебранишлар йўқ деб ҳисоблаб К – калитни иккинчи ҳолатга ўтказсак конденсатор C – кучланиш $U_{ЭМ}$ гача зарядланади. Сўнгра калитни 1-ҳолатга ўтказсак LC – контурда синусоидал шаклидаги эркин тебранишлар пайдо бўлади. LC – контурдаги тебранишлар индуктивлик L нинг йўқотиш қаршилиги $R_{\dot{U}}$ ҳисобига сўнмаслиги учун, тебранишлар даврига мос равишда конденсатор C – ни электр манбаи $U_{ЭМ}$ га улаб-узиб турамыз. Натижада конденсатор доимий равишда ўз зарядини тўлдириб туради. Шунинг ҳисобига LC – контурдаги тебранишлар сўнмайди.

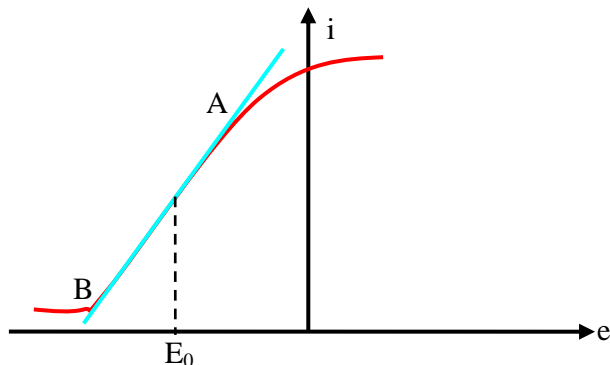
Калит К ни тебранишлар билан синхрон равишда $U_{ЭМ}$ га улаб-узиб туриш бошқарув занжири (тескари алоқа занжири) бўлиши ва у калит К ни узиб-улаш ҳақида кўрсатма бериши керак. Бу ҳолда кўрсатмани тебранишлар частотаси $\omega_{\Gamma} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ни ўрнатувчи LC – контур бўлиши керак. Ушбу оддий

схема автогенератор модели сифатида қабул қилиниши мумкин. 8.3-расмда АЭ сифатида майдон транзисторидан фойдаланилган LC – автогенератор схемаси келтирилган. Бунда тебранишлар частотасини LC – контур элементлари қийматлари аниқлайди, $E_{ЭМ}$ – доимий кучланиш манбаи ва E_c – транзистор затвориға бериладиган силжиш кучланиши. Калит К вазифасини транзистор затвори бажаради. Затвордаги кучланиш U_3 сток токини бошқаради. Сток токининг ўзгарувчан ташкил этувчиси LC – контур энергиясини тўлдиради. Тескари мусбат боғланиш L билан индуктив боғлиқ бўлган L_A – алоқа катушкеси ёрдамида амалга оширилади. L_A ни L га боғлиқлиги ўзаро индукцион боғлиқлик коэффициенти M катталиги билан аниқланади. Транзистор на фақат калит К вазифасини бажаради, у “тескари боғланишга”, ўзининг кучайтириш хусусияти ҳисобига LC – контурга навбатдаги энергия қисмини етказиб беради. E_c – ёрдамида транзисторнинг керакли иш режими ўрнатилади, бошланғич иш нуқтаси ўрнатилади. Аммо ўз-ўзидан генерация ҳосил бўлиши учун кўзғалиш шарти ва тебранишлар амплитуда ва частотасини ўзгармас барқарор сақлаб туриш учун турғунлик шартлари бажарилиши керак.

Маъруза- 3

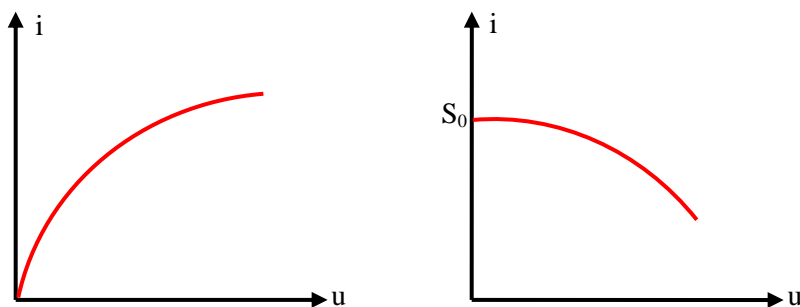
ГАРМОНИК ТЕБРАНИШЛАРНИ ҚЎЗҒАЛИШ ВА ЯРАТИЛИШИ. ГАРМОНИК ТЕБРАНУВЧИ АВТОГЕНЕРАТОРЛАР.ЎЗ ЎЗИНИ ҚЎЗҒАТИШНИНГ ЮМШОҚ ВА ҚАТТИҚ РЕЖИМЛАРИ

Тебранишнинг стационар(турғун) амплитудаси U_0 схеманинг бирон бир параметрига боғлиқлиги бир қийматли бўлса, тебраниш ҳосил бўлишининг юмшоқ режими дейилади. Ишчи нуқта ВАХ нинг тиклиги энг катта қисмига тўғри келган пайтида ўз-ўзини қўзғатишнинг юмшоқ режими юзага келади. ВАХ ни кўриб чиқамиз.

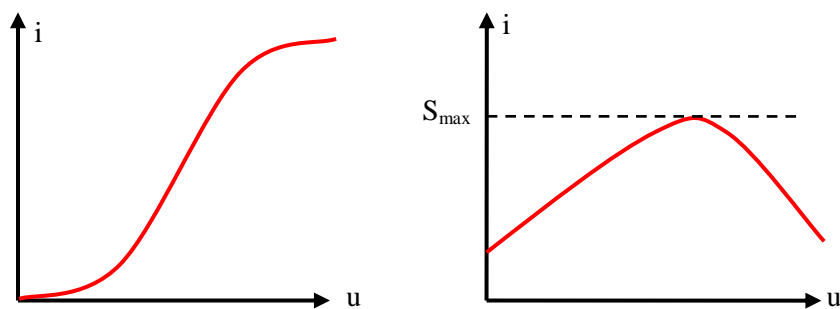


Графикда кўрсатилганидек берилаётган амплитуда ошиши билан биринчи гармоника бўйича характеристика тиклиги камайиб боради. Тебранишнинг стационар амплитудаси U_0 схеманинг бирон бир параметрига боғлиқлиги бир қийматли бўлмаса, тебранишнинг ҳосил бўлишининг каттик режими дейилади. Каттик режимда ишчи нуқта ВАХ тиклигининг катта бўлган қисмига тўғри келганлиги сабабли биринчи гармоника биринчи гармоника бўйича характеристика тиклиги дастлаб ошади, кейин камайиб боради. Тебраниш характеристикаси яъни $I_1(E)$ ва биринчи гармоника бўйича характеристика тиклигининг кириш кучланиши амплитудасига боғлиқлик графикларини келтирамиз.

Тебраниш ҳосил бўлишининг юмшоқ режими учун:



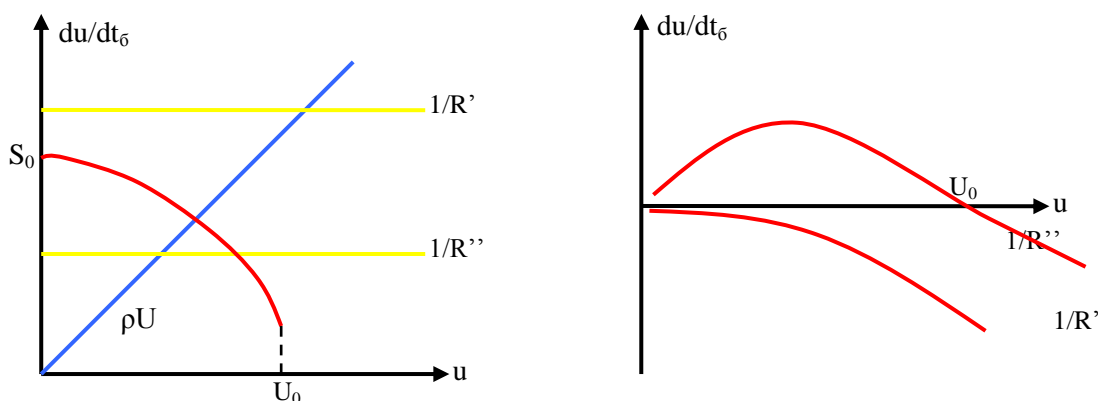
Қаттик режим учун



Хар иккала режим учун амплитудани ўзгариш қонунини келтирамиз. Бунда фаза силжиши 0 деб олинган.

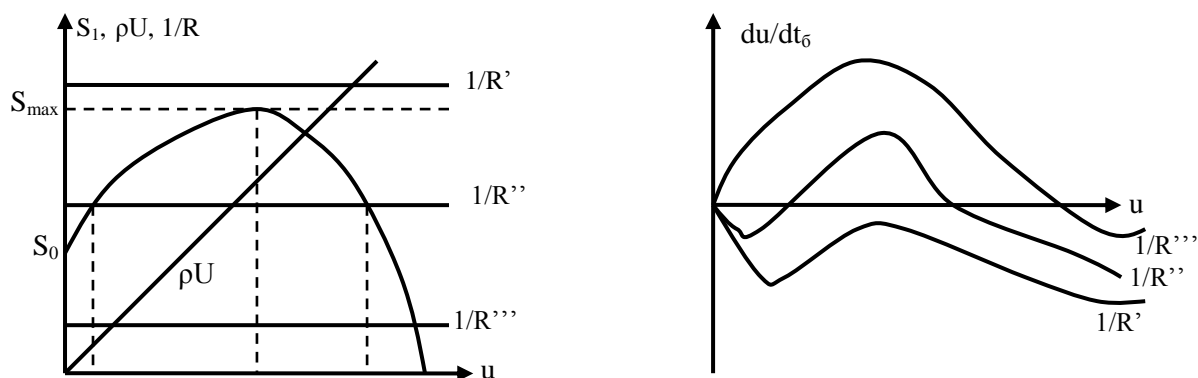
$$2 \frac{du}{dt_\phi} = \rho U [S(\omega) - \frac{1}{Q\rho}] \quad (1)$$

$\frac{1}{R'} = \frac{1}{\rho Q}$ ва $\frac{1}{R''}$ қаршилиқлар графигини чизамиз.



Бу графикдан кўриниб турибдики $1/R'' < S_0$ бўлганда контурда U_0 амплитудали тебраниш мавжуд. Тебранишнинг энг кичик амплитудасида ҳам киритилувчи энергия йўқотилувчи энергиядан катта ва амплитуда ошади. S_1 графигида U_0 нуқтада киритилувчи ва йўқотилувчи энергия бир бирига тенг. Амплитуда қиймати доимий бўлади.

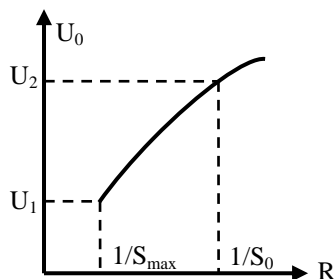
$R > 1/S_0$ да эса турғун амплитудали тебраниш ҳосил бўлади. Худди ушбу боғланишларни қаттиқ режим учун келтирамиз.



Графикдаги $S_{\max} < 1/R_0^1$ ҳолатда тебраниш мавжуд эмас. $S_{\max} > 1/R'' > S_0$ ҳолатда биринчи тенгламани 3 та илдизи мавжуд.

1) $U=0$ тебраниш мавжуд эмас.

- 2) $U=U_{02}$ амплитудали турғун тебраниш мавжуд. $S_1=S_0$ йўқотишларни тўлдириш етарли бўлмагани учун тебраниш сўнувчан U_{01} амплитудадан ошгандан кейин S_1 йўқотишларни тўлдириш учун ...
- 3) $S_0 > 1/R^{III}$ $U=U_{03}$ бунда амплитудаси U_{03} бўлган турғун ҳолатдаги тебраниш ҳосил бўлади. U_0 ни R га боғлиқлик графигини кўриб чиқамиз.

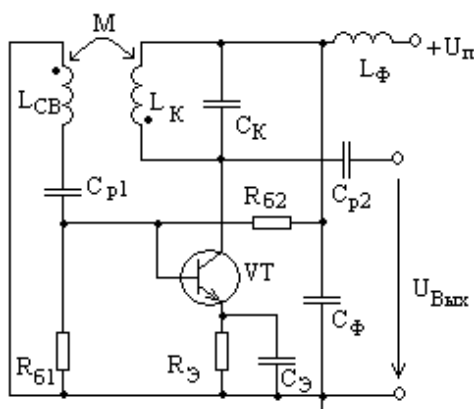


$R = \frac{1}{S_{\max}}$ бўлганда тебранишларда узулиш ҳосил бўлади. $R = \frac{1}{S_0}$ бўлганда энг кичик тебранш ҳам биринчи гармоника бўйича характеристика тиклигини ошишига олиб келади. Контурда киритилувчи энергия йўқотилувчи энергиядан катта амплитуда U_2 қийматгача ошади.

Маъруза- 4

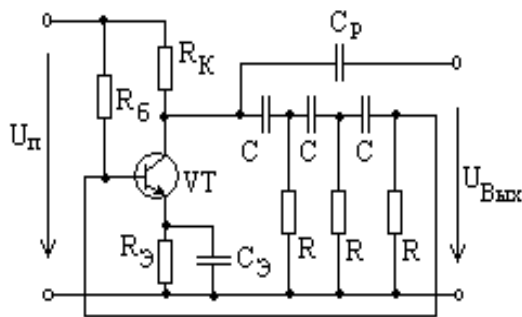
АВТОГЕНЕРАТОР СХЕМАЛАРИНИНГ ИШЛАШ ТАРТИБИНИ КЎРСАТУВЧИ ВАҚТ ДИАГРАММАЛАРИ. ТЕСКАРИ АЛОҚАНИНГ ТУРЛАРИ. ГАРМОНИК ТЕБРАНИШЛАР АВТОГЕНЕРАТОРИНИНГ ТРАНЗИСТОРЛИ СХЕМАЛАРИ

Ташқи таъсирлар натижасида ҳосил қилинадиган тебранишлар мажбурий тебранишлар дейилади. Автогенераторларда ҳосил бўладиган тебранишлар мажбурий тебранишлардан фарқлироқ ички таъсир натижасида ҳосил қилинади. Автогенераторлар дастлабки тебраниш сўнувчи характерга эга бўлган тебранишдир. Автогенераторнинг транзисторли схемасини келтирамиз.



Синусоидал тебранишларни ҳосил қилувчи автогенераторда амплитуда ва фаза баланси шarti бажарилиши учун транзисторли кучайтиргичнинг тескари боғланиш занжирига тебраниш контури уланган. Бу схемада ўзро индукция боғланиш қўлланилади. Коллектор занжиридаги L_K , C_K тебраниш контурида таъминотдан берилаётган кучланиш U_T таъсирида сўнувчи тебраниш ҳосил қилинади. Ўзиндукция боғланиш дросселлари L_B , L_K , $\varphi=\pi$ бўлган тебраниш тескари боғланиш оқаи узатилади. Транзисторнинг таъминлаш занжирига уланган L_ϕ , C_ϕ филтрлар элементлари коллектор токини ўзгарувчан ташкил этувчисини оқиб ўтишини таъминлайди. Автогенераторнинг ушбу схемаси юқори частотали тебранишларни ҳосил қилишда ишлатилади. Масалан, автогенераторли частота модуляторларида.

Паст частотали тебранишларни ҳосил қилишда RC автогенераторлари қўлланилади.



Бу схемада RC типдаги 3 та звенодан занжир фазани силжитишини қуйидагича ёзиш мумкин.

занжири “Г” иборат. Хар бир

$$X_C = \sqrt{3}R; \quad |\varphi| = \arctg \frac{X_C}{R} = \arctg \sqrt{3} = \frac{\pi}{3};$$

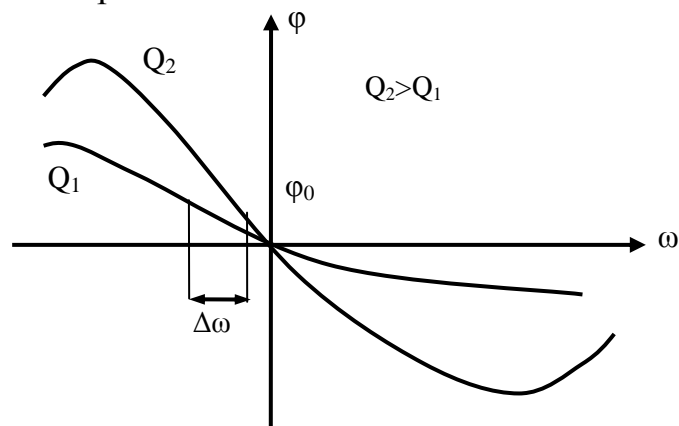
Автогенераторларда частота барқарорлиги.

Алоқа тизимларининг узлуксиз ишлаши ва ишончлилигини аниқлашда автогенераторларда частота барқарорлиги катта аҳамиятга эга. Чунки радиолокацион станцияларнинг ишлаш аниқлиги айнан ушбу характеристикага боғлиқ. Автогенераторларда частота барқарорлиги куйидагича аниқланади.

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_0}$$

Бу ерда: f_0 -автогенераторда ўрнатилган частота. Δf -частотанинг мумкин бўлган ўзгариши.

Хар хил ҳолатларда частота барқарорлиги хар хилда бўлади. Масалан, радиостанцияларда 10^{-4} , спутникдан олинган сигналлар учун 10^{-10} бўлади. Автогенераторлар частотаси фаза баланси ёрдамида аниқланади ва бу частотанинг ўзгариши(кўпгина ҳолларда камайиши) тебраниш контурининг асслигига боғлиқ. Ассликнинг хар хил қийматларида частота ва фазани боғлиқлик графигини келтирамиз.



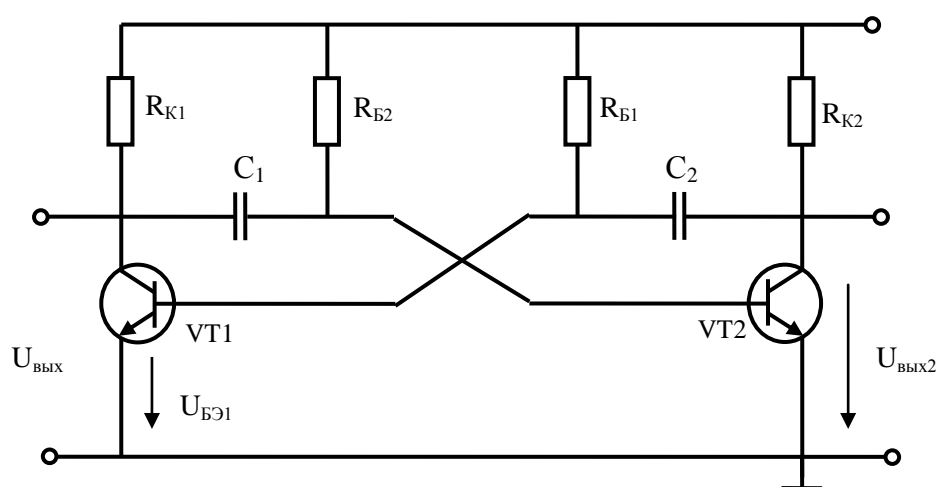
Графикдан кўриниб турибдики Q_2 асслик катта бўлганида частотанинг ўзгариши кичик ассликка эга. Q_1 да частотанинг ўзгариши катта бўлади. Частота барқарорлигини ўрнатиш учун асслиги ката бўлган тебраниш контурлари қўлланилади.

Маъруза -5

РЕЛАКСАЦИОН РЕЖИМДА АВТОГЕНЕРАТОР. КУРИЛМАНИНГ МУМКИН БЎЛГАН ИШЛАШ ТАРТИБИ. МУЛЬТВИБРАТОРЛАР ВА УЛАРНИНГ ТРАНЗИСТОРЛИ СХЕМАЛАРИ

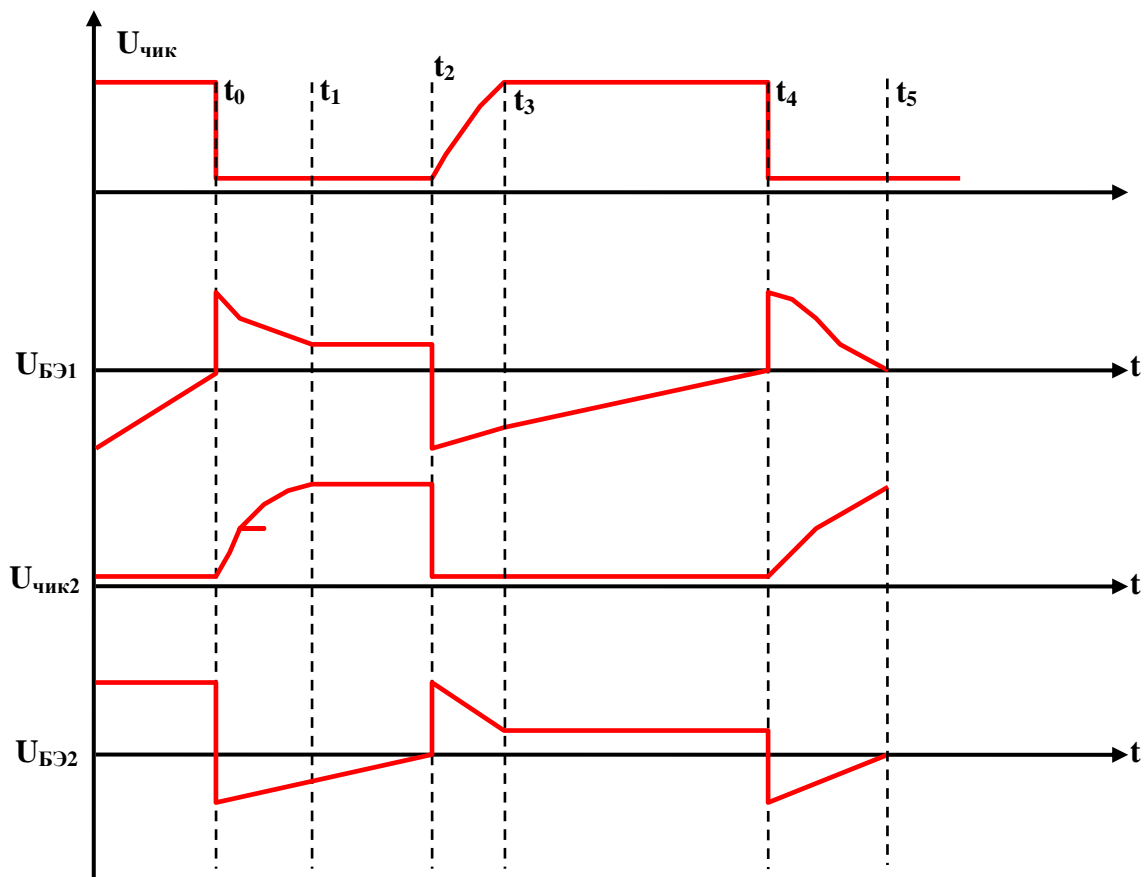
Мультивибратор – латинча сўздан олинган бўлиб, “мульти” – кўп, “вибратор” – тебраниш маъносини англатади. Мультивибраторлар тўғри тўртбурчакли импульсларнинг генератори бўлиб, мусбат тескари боғланишга эга кучайтиргичдир. Мультивибраторларнинг иккита тури мавжуддир.

- 1) Автотебранувчи (турғун мувозанат ҳолатига эга эмас).
- 2) Кутувчи (битта турғун мувозанат ҳолатига эга) баъзи ҳолларда бир вибраторли деб ҳам юритилади.



Коллектор – база боғланишига эга мультивибратор қуйидаги схемага эга.

Ушбу мультивибратор схемаси симметрик схема. Яъни $K_{Л1}=K_{Л2}=K_{Ж}$, $K_{Б1}=K_{Б2}=K_{Ж}$, $C_1=C_2=C$; Бу схемани ишлаш принципини вақт диаграммасини кўриб чиқамиз.



t_0 вақтгача VT1 транзистор тўйиниш режимида, VT2 транзистор кесилиш режимида ўтади. Бу вақтда схемада иккита алоҳида жараён кечади. Яъни C_1 ва C_2 лар ортқича зарядланишда бўлади. t_1 вақтда C_2 тўлиқ разрядланади ва VT1 транзистор тўйинишдан кейин R_{K2} резистор орқали зарядланиши бошланади. Бунда кучланиш $U_{C2} = U_T \left(-e^{-t/R_{K2}C_2} \right)$ га тенг бўлади.

VT1 тўйиниш эмиттер ўтишида C_2 конденсатор VT2 транзисторнинг коллектор – эмиттер шунтлагани учун бу конденсаторнинг зарядланиши VT2 транзисторни кучланишини ўзгариш тезлигини кўрсатади. Бу конденсаторнинг зарядланиши $U_{C2}=0.9U_T$ қийматда тугатилади. Транзисторнинг коллектор кучланишини фронт узунлиги қуйидагига тенг:

$$t_1 - t_0 = R_{K1} \cdot C_1 \ln 10 \approx 2.3 R_{K1} C_1$$

t_0 вақтда VT1 транзистор база токи R_{B1} қаршилиқнинг доимий токи ва C_2 конденсатор импульс токи йиғиндисидан иборат бўлади. Шунинг учун VT1 транзисторнинг токи тўйиниш учун керак бўлган ... VT1 эмиттер ўтишидаги кучланишнинг максимал қийматига эга бўлади. C_2 зарадланиш вақти оралиғида бу кучланишнинг қиймати $U_{БЭН}$ қийматгача камаяди. Кейинги жараён C_1 конденсаторнинг разрядланиши билан боғлиқ бўлади. Бу разрядланиш VT1 ва R_{B2} орқали бўлганлиги туфайли C_1 нинг разрядланиши қуйидаги ифода билан аниқланади.

$$U_{C1} = U_T \left[2 \exp \left(- \frac{t C_1}{R_{B2}} \right) - 1 \right] \quad (3)$$

Шунга кўра разрядланиш экспоненциал то 0 гача камаяди. C_1 конденсаторнинг разрядланиш вақти эса қуйидагига тенг.

$$t_2 - t_0 = 0.7 R_{B2} * C_1 \quad (4)$$

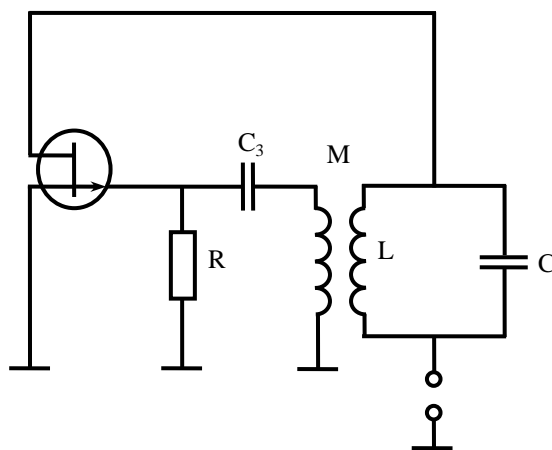
t_2 вақтда транзисторни уланиши бошланади. VT1 ёпилади, VT2 тўйиниш режимига ўтади ва юқорида келтирилган жараёнлар мос равишда такрорланади. Юқорида келтирилган схема симметрик бўлганлиги учун чиқишдаги импульс тўртбурчакли импульс шаклига яқин бўлади. Импульс узунлиги пауза узунлиги билан тенг бўлади. Чиқиш кучланишининг частотаси таъминот кучланишига боғлиқ эмас. Фақат схема элементларига боғлиқ.

$$f \approx \frac{0.7}{R_B C}$$

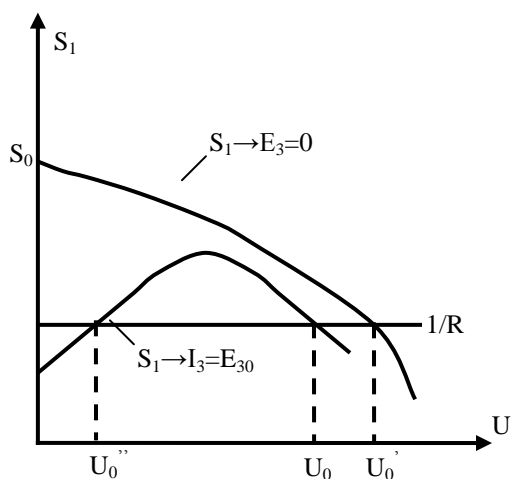
Маъруза -6

АВТОМАТИК СИЛЖИШ ВА УЗЛУКЛИ ГЕНЕРАЦИЯ

Генераторларда фойдали иш коэффициентини ошириш учун кесиш услуги қўлланилади. Узлукли генерация ҳосил қилиш учун элементар схемани кўриб чиқамиз.



Кесиш режимида токнинг доимий ташкил этувчиси ва транзисторларда тақсимлаш қуввати қийматлари камаюди. Кесиш режимида биринчи гармоника бўйича характеристика тиклиги тебраниш амплитудаси кичик бўлган ҳолатларда 0 га яқин бўлади. Бу эса ўз-ўзидан қўзғалишнинг қаттиқ режимини таъминлайди. Бундай ҳолатларда генераторларда ўз-ўзидан тебраниш ҳосил бўлмайди. Агар қандайдир услублар билан силжиш камайтирилса, тебраниш ҳосил бўлади. Шунинг учун генераторлар автоматик силжиш яъни контурдаги кучланишга боғлиқ бўлган силжиш қўлланилади. Генераторда майдоний транзистор учун затвор исток орасидаги кучланиш 0 га тенг бўлади. Ишчи нукта сток-затвор характеристикасининг характеристика тиклиги катта бўлган қисмида жойлашади. Биринчи гармоника бўйича характеристика тиклиги S_1 ни кучланишга боғлиқлик графигини келтирамиз.



Графикдан кўришиб турибдики затвордаги силжиш $E_3=0$ бўлганда ўз-ўзидан қўзғалишнинг “юмшоқ” режимига тўғри келади. Агар $1/R < S_0$ шарт бажарилса, тебранишнинг амплитудаси U_0 қийматгача ошади.

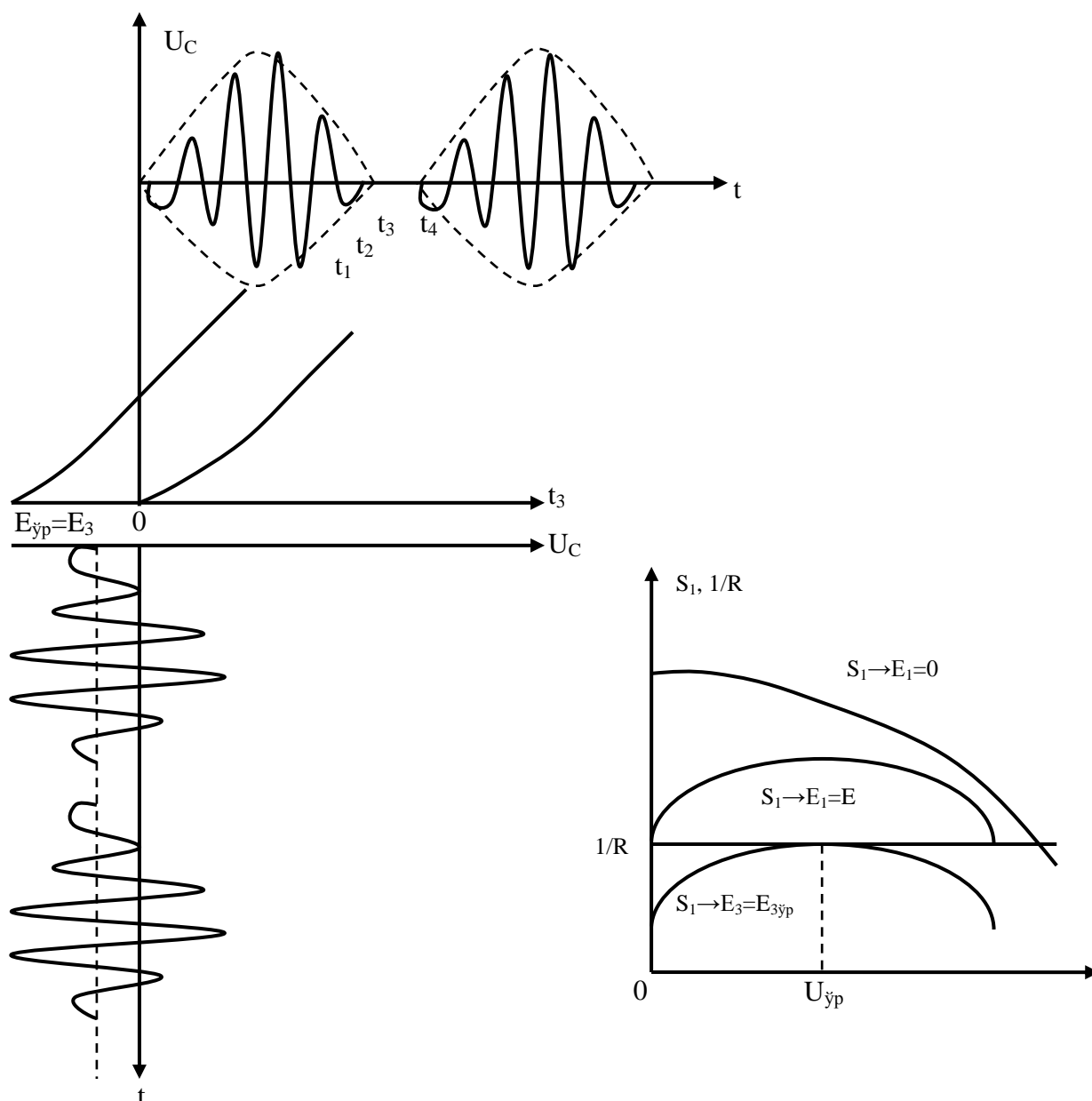
$$U_3 \cos \omega_0 t$$

ҳосил бўлади. Бу кучланишнинг мусбат ярим даврида затвордан ток оқиб ўтади. Бу токнинг доимий ташкил этувчиси I_{30} , C_3 конденсаторини зарядлайди ва

характеристикадаги ишчи нуқтани чапга силжитади ва бу силжитиш кучланиши куйидагига тенг.

$$E_{30}=I_{30}*R_3$$

Агар тебраниш узилса, затвордан ток оқиб ўтмайди. C_3 конденсатор R_3 каршилиқ орқали разрядланади. Натижада силжиш кучланишининг қиймати камаёди. Силжиш қийматининг кейинги натижаларида $k\beta > 1$ тебраниш ҳосил бўлади. Ишчи нуқта эса ўз-ўзидан қўзғалишнинг “қаттиқ” режимига силжийди. C_3 ва R_3 нинг катта қийматларида узлукли генерация ҳосил бўлади. Бунда доимий амплитудага эга тебраниш эмас, балки юқори частотали тебраниш билан тўлдирилган алоҳида импульслар генерация қилинади. Узлукли генерация тебранишини вақт диаграммасини кўриб чиқамиз.



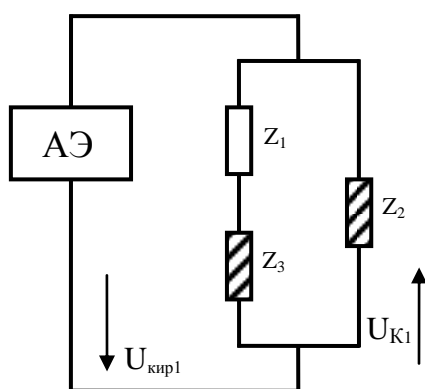
0 дан t_1 вақтгача бўлган оралиқни кўриб чиқамиз. Бу вақт оралиғида $E_3=E_k$ характеристика тиклиги тебранишни қўзғалишини таъминлайди.

Тебранишнинг амплитудаси ошиб боради. C_3 конденсатор затвор токи билан зарядланади. Манфий силжиш ошади. Агар C_3 катта қийматга эга бўлса, E_3 нинг ошиши кичик қийматларда ўзгаради. t_1 дан t_2 гача бўлган вақт оралиғи C_3 зарядланишда давом этади. E_3 нинг қиймати ошади. Тебранишнинг амплитудаси $U_{0\text{ўрт.}}$ қийматгача камаяди. t_2 дан t_3 гача бўлган вақт оралиғида тебраниш сўниб боради. t_3 моментида узулиш ҳосил бўлади. Амплитуда $U_{0\text{ўрт.}}$ дан 0 гача камаяди. C_3 нинг кучланиши $C_3 \cdot R_3$, вақт доимийси катта бўлган қийматларда ҳам ўзгармайди. t_3 дан t_4 оралиқда тебраниш амплитудаси ва затвор токи 0 га тенг. E_3 силжиш 0 га интилган ҳолда экспоненциал қонун бўйича камаяди. Манфий силжиш E_k (қўзғалиш силжиши) қийматигача силжиганда тебраниш яна ҳосил бўлади. Ушбу цикл яна давом этади. Узлукли генерация R_3 ни қийматини камайтириш йўли билан йўқотилиши мумкин, яъни ушбу ҳолатда E_3 ни қиймати $E_{\text{ўрт.}}$ қийматгача силжисмайди, тебраниш узилмайди. Бундан ташқари C_3 ни қийматини камайтириш билан ҳам узлукли генерацияга чек қўйиш мумкин. Агар $C_3 \cdot R_3$ вақт доимийси τ кичик бўлса, амплитуда ошиши билан E_3 силжиш ошади. Биринчи гармоника бўйича характеристика тиклиги камаяди. натижада тебраниш доимий амплитудага эга бўлади(стационар ҳолат).

Маъруза -7

ИЧКИ ТЕСКАРИ АЛОҚАЛИ АВТОГЕНЕРАТОРЛАР. ГЕНЕРАТОРЛАРНИНГ УЧ НУҚТАЛИ СХЕМАЛАРИ

Генераторларнинг уч нуқтали схемаларини умумий кўринишда куйидагича келтириш мумкин.



$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= iX_1 \\ Z_2 &= iX_2 \\ Z_3 &= iX_3 \end{aligned} \right\} \text{ реактив элементлар}$$

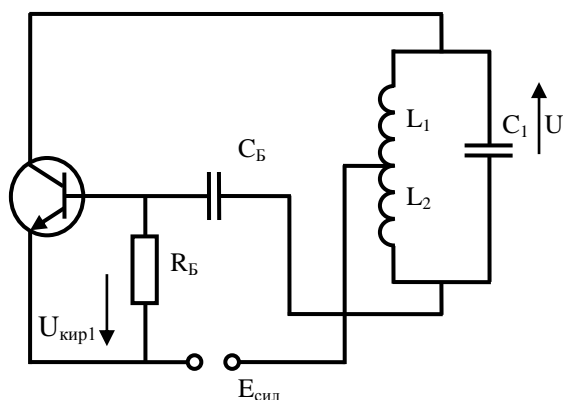
Бу ерда бир хил реактив элементлар ишлатилади. Яъни С ёки L. Генераторда амплитуда ва фаза баланси шarti бир вақтда бажарилиши керак. Бу шарт (κ) ва (β) ни тўғри танлаш орқали бажарилади. Актив элемент киришидаги кучланиш $U_{\text{кир1}}$ га нисбатан 180° га сурилган. Фаза баланси шarti бажарилиши учун X_1 ва X_2 кучланиш бўлувчида фаза 180° га бурилиши керак. Бунинг учун биринчи шарт бажарилиши керак.

$$\frac{X_2}{X_1 + X_2} < 0 \quad (1)$$

Бу шарт X_1 ва X_2 элементлари хар хил турдаги элемент бўлганда бажарилади ва $|X_1| > |X_2|$ бўлиши керак.

Генерация қилинаётган частота резонанс частотага яқин бўлиши учун X_2 ва X_3 элементлари бир хил характерга эга элементлар бўлиши керак. Генераторларнинг уч нуқтали схемалари икки хил кўринишда бўлади:

1. Индуктив уч нуқтали. Бунда X_2 ва X_3 индуктив характерга эга, X_1 эса сиғим.
2. Сиғим уч нуқтали. Бунда X_2 ва X_3 сиғим, X_1 эса индуктивлик.



Мисол сифатида индуктив уч нуқтали генератор схемасини келтирамыз.

Тескари боғланиш занжирини узатиш коэффициенти схема элементларига боғлиқ. Ушбу схемада транзистор киришидаги

$$\text{кучланиш } \beta = \frac{X_2}{X_1 + X_2} \quad \text{таъминот}$$

кучланиши билан фазаси π га фарк қилганлиги сабабли тескари боғланиш коэффициенти манфий бўлиши талаб

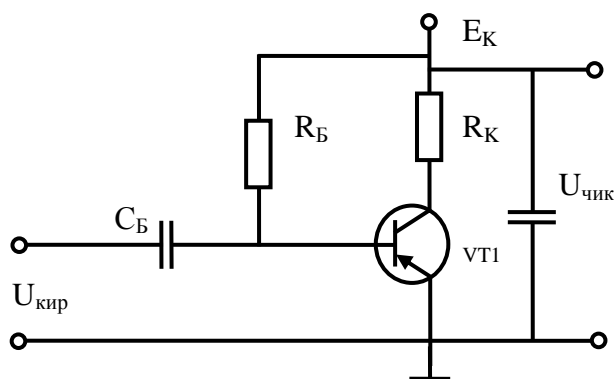
этилади. Яъни

$$\beta = \frac{1}{\frac{X_1}{X_2} + 1};$$

7.1 Аррасимон кучланиш генератори

Аррасимон кучланиш генераторининг транзисторли схемасини келтирамиз.

Аррасимон кучланиш генератори киришига бошқарувчи сигнал берилмасидан олдин транзистор очик, коллекторидаги ва конденсатордаги кучланиш бир бирига тенг уларнинг қиймати кичик. Киришга мусбат импульс берилиши билан транзистор ёпилади. Коллектор токининг қиймати 0 гача камаяди. Конденсаторнинг зарядланиши экспоненциал қонун билан ошади.



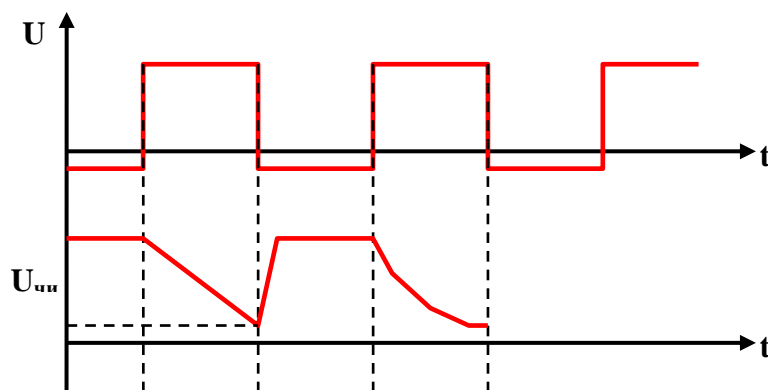
$$-E_K + I_{K0} * R_K$$

Киришдаги импульснинг таъсири тўхтатилиши билан транзистор очилади. Унинг қаршилиги камаяди. Шунга мос равишда конденсатор разрядланади. Разрядланиш жараёни ҳам экспоненциал характерга эга бўлади. Конденсатор зарядланганда кучланиш ошади.

Қаршилиқ R_K даги кучланиш камаяди. Зарядланиш токи қуйидагига тенг бўлади.

$$i_c = \frac{E - U_c}{R_K};$$

Юқорида келтирилган хема учун вақт диаграммани келтирамиз.



Маъруза -8

АВТОГЕНЕРАТОРДА БУРЧАКЛИ МОДУЛЯЦИЯ. АВТОГЕНЕРАТОРНИНГ АСОСИЙ ВАЗИФАЛАРИ. ЧМ СИГНАЛЛАРНИНГ АВТОГЕНЕРАТОРЛИ МОДУЛЯТОРИ

Частота модуляция натижасида юқори частотали ташувчи

$$u_r(t) = U_r \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

нинг оний частотаси ўзгариши керак, бу ўзгариш $\Delta\omega_0$ модуляцияловчи сигнал

$$u_m(t) = U_m \cos\Omega t$$

амплитудасига пропорционал бўлиши керак, яъни

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega = \omega_0 + k_{\text{чм}} u_m(t).$$

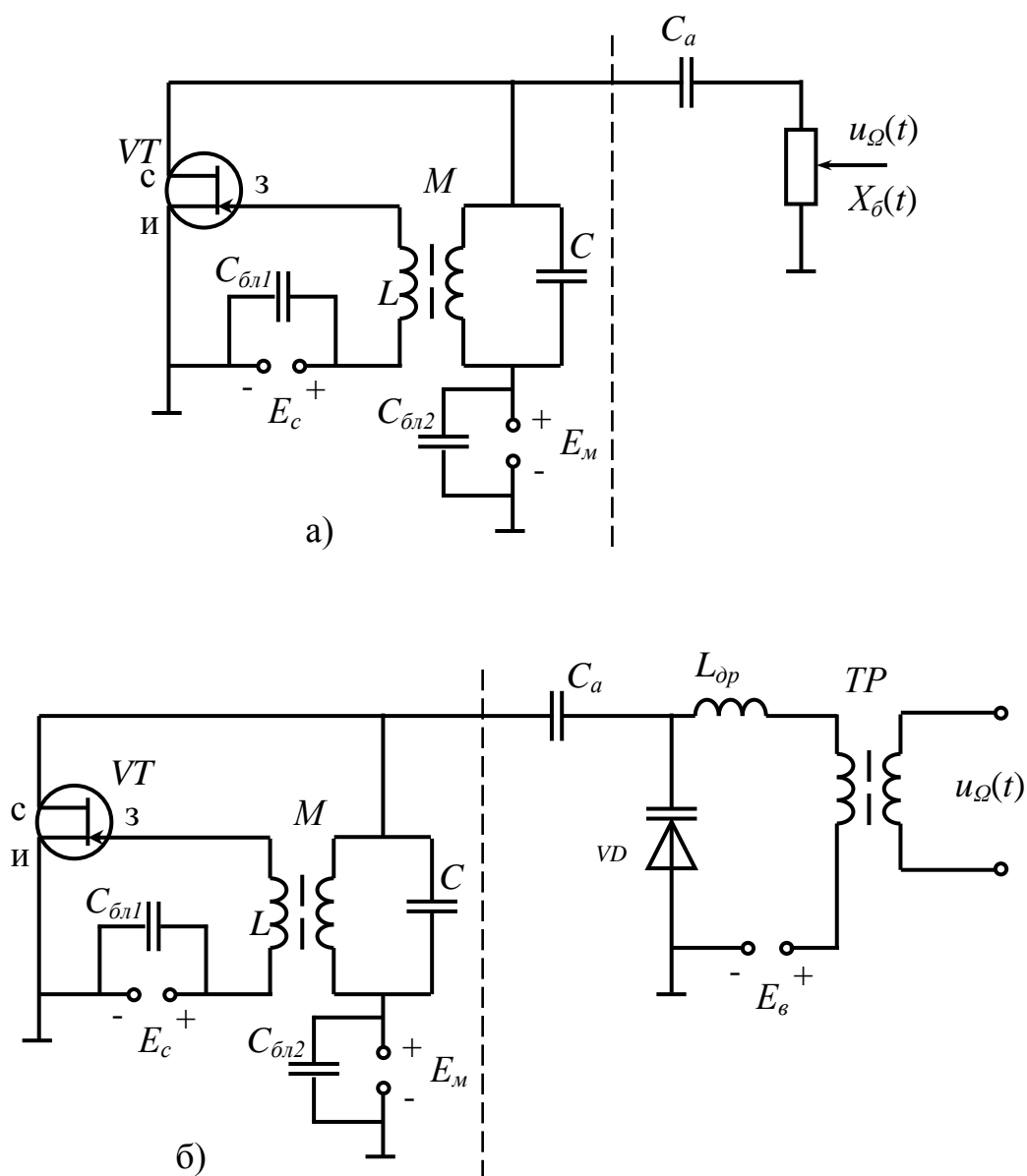
Частота модулятори икки қисмдан иборат бўлиши керак: биринчиси, ω_0 частотали тебранишлар генератори ва иккинчиси, генерацияланаётган тебраниш частотасини модуляция сигнали орқали бошқарувчи қисм. Генератор қурилмаси билан қўлланманинг охириги қисмида танишамиз. Ҳозирча генераторда унинг тебраниш частотасини аниқловчи резонанс LC параллел контури бор деб ҳисоблаймиз. LC – контур резонанс частотаси ω_0 қуйидагига тенг

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Демак, биз параллел контур индуктивлиги L ёки сифими C ни ўзгартириб, унинг резонанс частотаси ω_0 ни ўзгартиришимиз мумкин. Натижада генератор частотаси ўзгаради. Контур параметрларини турли усуллар билан ўзгартириш мумкин, ҳамма ҳолда ҳам бошқарувчи элемент $X_0(t)$ реактив элемент бўлиб, у L ёки C га таъсир этиши керак.

7.1а-расмда частота модулятори соддалашган схемаси ва 7.1-расмда бошқарувчи элементи $X_0(t)$ сифатида варикапдан фойдаланилган частота модулятори схемаси келтирилган.

$X_0(t)$ модуляцияловчи кучланиш $u_m(t)$ орқали бошқарилади. Варикап p - n ўтиши сифимини унга қўйилган кучланишга боғлиқлик характеристикаси $C=\Phi(U)$ 7.2-расмда келтирилган.



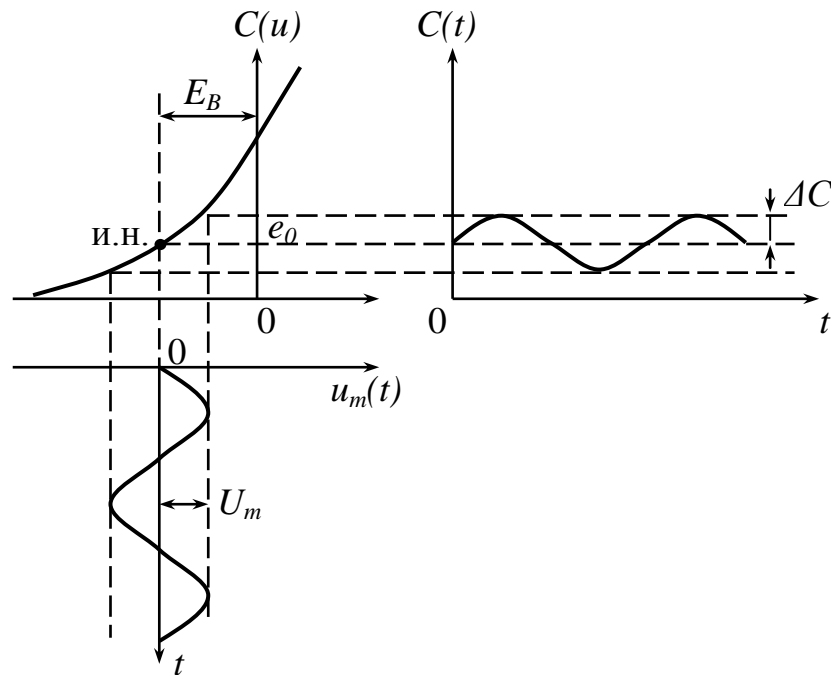
7.1-рasm. Частота модуляторлари схемаси. а) соддалаштирилган схемаси, б) ЧМ сигнални вариакaп ёрдамида олиш схемаси.

7.1-рasmда пунктир чизикдан чап томони ω_0 частотали тебранишлар генератори бўлиб, унга вариакaп VD ажратувчи конденсатор C_a орқали уланган. Вариакaпнинг эквивалент қаршилиги ҳар бир онда, унинг доимий қисми C_0 ва ўзгарувчан қисми $\Delta C(t)$ дан иборат, яъни

$$C_o(t) = C_0 + \Delta C(t).$$

Вариакaп вольт-фарада характеристикаси (6.13-рasm) да иш нуктаси унга бериладиган силжиш кучланиши $E_б$ орқали ўрнатилади. Модуляцияловчи кучланиш $u_{\Omega}(t)$ трансформатор TV ва дроссел $L_{оп}$ орқали силжиш кучланиши $E_б$ билан бирга вариакaпга бериледи. Бу кучланишлар

таъсирида варикап сиғими бошқарилади. C_a – кичик сиғимли конденсатор ω частотали юқори частотали тебранишлар учун қаршилик кўрсатмайди, натижада варикап ва LC контур бир-бирига параллел уланади. Иккинчи томондан C_a конденсатори модуляцияловчи $u_{\Omega}(t)$ ни параллел контурга ўтказмайди. Бундан ташқари C_a силжиш кучланиши манбаи E_s ни L индуктивлик орқали ўтишига йўл қўймайди. Дроссел $L_{\partial p}$ параллел LC контурни юқори частотада трансформатор TV ва E_s манба ички қаршилиги билан шунтланишини бартараф қилади.



7.2-расм. Варикап ёрдамида ЧМ сигнални олишга оид вақт диаграммалари.

Варикапга кичик сатҳли модуляцияловчи кучланиш $u_{\Omega}(t)$ таъсирида унинг сиғими $C_{\partial}(t)$ модуляцияловчи кучланишга пропорционал ўзгаради (6.13-расм). Бунинг натижасида генерация частотаси ўзгаради, у қуйидаги ифода орқали аниқланади

$$\omega \approx \frac{1}{\sqrt{L(C + C_{\partial})}},$$

ёки

$$\omega \approx \frac{1}{\sqrt{L(C + C_0 + \Delta C)}}.$$

Варикап бошланғич сиғими C_0 ва параллел контур конденсатори C сиғими биргаликда ташувчиси частотасини ω_0 ни белгилайди. Демак

$C'_0 = C + C_0$ деб олсак ташувчи частотаси $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC'}}$ бўлади ва (6.42) куйидаги кўринишни олади

$$\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C}{C'_0}}}.$$

Демак параллел контур сиғимининг ΔC га ўзгариши унинг частотасини $\Delta\omega$ ўзгаришига олиб келади, яъни

$$\omega \approx \omega_0 + \Delta\omega$$

бўлади. Частота ўзгариши $\Delta\omega$ сиғим ўзгариши ΔC га пропорционал бўлиши учун $\frac{\Delta C}{C'_0} \leq 0,1 \div 0,2$ бўлиши керак.

Бошқарувчи реактив элемент сифатида реактив транзисторлардан ҳам фойдаланилади.

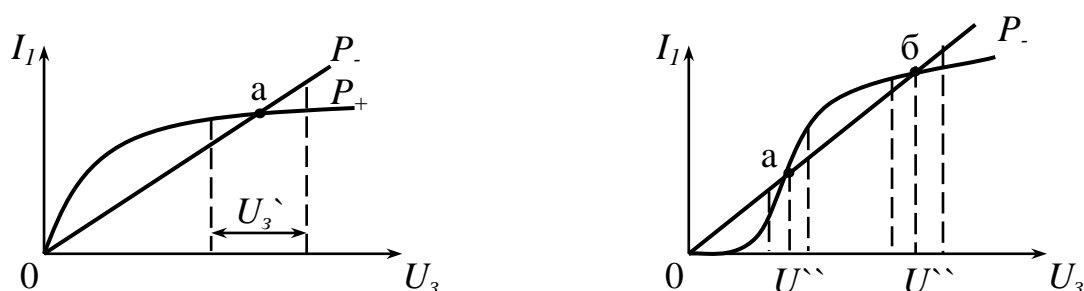
Частота модуляторининг статик модуляцион характеристикаси (СМХ) деб, частота ўзгариши $\Delta\omega$ ни силжиш кучланиши E_e га боғлиқлигига айтилади, яъни $\Delta\omega = \Phi(E_e)$. Бунда $U_m \approx 0$ ва генератор электр манбалари кучланиши ўзгармас деб ҳисобланади. Ушбу СМХ орқали модуляторнинг иш ҳолати ва модуляциялаш сифати аниқланади.

Маъруза -9

LC VA RC АВТОГЕНЕРАТОРЛАРИ. ГЕНЕРАТОРЛАРНИНГ ВАЗИФАСИ ВА СХЕМАСИ. ТЕСКАРИ АЛОҚА ЗАНЖИРИГА ЭЮК НИНГ ТАЪСИРИ.

Автогенераторларнинг ишлаш режимлари уларнинг тебраниш характеристикалари ва ўртача қиялик характеристикалари орқали баҳоланади.

АГ нинг тебраниш характеристикаси деб, актив элемент (транзистор, электрон лампа ва ҳ.к.) дан ўтаётган ток биринчи гармоникаси I_1 нинг унинг киришидаги гармоник шаклдаги кучланиш U_3 амплитудасига боғлиқлигига айтилади, яъни $I_1 = \Phi(U_3)$.



8.5-расм. а) юмшоқ режим учун тебраниш характеристикаси, б) қаттиқ режим учун тебраниш характеристикаси.

8.5а-расмдаги ҳолатда U_3 қиймати нольга яқин ҳолатдан то (а) – нуқтагача $P_t > P_-$, демак ўз-ўзидан қўзғалиш генерация содир бўлади ва $P_t = P_-$ (а) – нуқтада тебранишлар амплитудаси барқарорлашади агар баъзи сабабларга кўра U_3 нинг (а) – нуқтасига мос қиймати $\pm \Delta U$ га ўзгарса, унинг қиймати бир-оз вақтдан кейин ўзининг (а) – нуқтасига мос ҳолатига қайтади, чунки (а) – нуқтадан чапда $P_t > P_+$ жараён ривожланиб (а) – нуқтага интилади. (а) – нуқтадан ўнгда $P_t < P_-$ бўлиб бу ҳолат узок давом этолмайди ва яна аста-секин $P_t = P_-$ бўлган (а) – нуқтага қайтади. Бу режим юмшоқ режим деб юритилади. Бу режимда О – нуқтаси динамик режимда барқарор эмас, (а) – нуқтаси динамик режимда барқарор, бу ҳолат генерация давомидида ўзгармайди агар ташқи таъсир генерацияни сўндиришга сабаб бўлмаса.

8.5б-расмда P_t ва P_- уч нуқтада кесишади. Бошланғич нуқтада (О) $P_t = P_-$, агар, бирон бир сабаб билан $U_3 > 0$ аммо $< U_3'$ бўлса генерация содир бўлмайди $P_t < P_-$, 0 – нуқтада режими турган. (а) – нуқтасида $P_t = P_-$, аммо ундан чапда $P_t < P_-$, ўнгда эса $P_t > P_-$. Агар (а) нуқтасига мос кучланиш қиймати U_3' амплитудаси $\pm \Delta U$ га ўзгарса, қурилма иш режими ўзгаради, бунда (а) нуқтадан чапда $P_t < P_-$ бўлгани учун бор бўлган тебраниш аста сўнади, 9а) нуқтанинг ўнг томонида $P_t > P_-$ бўлгани учун у (а) нуқтадаги ҳолатидан (б) нуқтага мос иш ҳолатига ўтади. (а) нуқтаси динамик режимда барқарор эмас. (б) нуқтаси динамик режимда барқарор (бу ҳолат юмшоқ

режимдаги (а) нуқтасига ўхшаш ҳолат). 8.5б-расмдаги ҳолатда генерация ҳосил қилиш учун унга ташқаридан амплитудаси U_3^1 дан катта бўлган туртки кучланиши берилиши керак. Бу таҳлилда ўз-ўзидан қўзғалувчи генератор режими қаттиқ режимда қўзғалиш режими деб аталади.

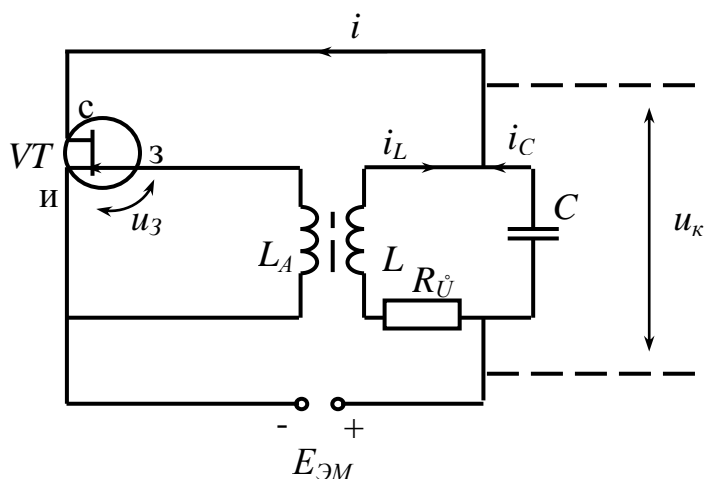
Генераторнинг юмшоқ ёки қаттиқ режимда ўз-ўзидан қўзғалиши – генерация қилиши иш нуқтаси АЭ ВАХ сининг қайси қисмида ўрнатилганлигига боғлиқ.

Агар бошланғич ҳолат иш нуқтаси АЭ ВАХ сининг энг катта қияликка эга қисмида ўрнатилса ва қўзғалиш шарти бажарилса, бу юмшоқ режимга мос келади. Бошланғич иш нуқтаси АЭ ВАХ сининг қиялиги кам бўлган бошланғич қисмига ўрнатилган бўлса, бу қаттиқ иш режимига мос келади.

9.1. Автогенераторлар қўзғалиш шарти

Транзистор киришидаги кучланиш унинг ВАХ сининг жуда оз қисмига мос келса, ушбу нуқта атрофида унинг характеристикасини чизикли ва қиялиги S_0 деб ҳисоблаш мумкин, чунки генерация жуда кучсиз ток ва кучланишлар қийматининг тасодифий ўзгариши натижасида юзага келади. Генерация содир бўлиши жараёнида, уни чизикли доимий параметрга эга деб қаралади.

Автогенератор тенгламасини тузиш учун Кирхгоф қонунидан фойдаланамиз.



8.1-расм. Майдон транзисторли автогенератор соддалашган электр схемаси.

Транзистор сток токи $i_c = i_L + i_C$ бўлиб

$$i = S_1 U_3$$

га тенг. Транзистор затворидаги кучланиш U_3 алоқа индуктивлигидаги ЭЮК E_{Π} га тенг

$$U_3 = E_{\Pi} = M \frac{di_L}{dt}.$$

(8.4) ни (8.3) ифодага қўйиб

$$i = MS_0 \frac{di_L}{dt}$$

ни оламир. Сигим орқали ўтувчи токни LC – контурдаги кучланиш U_K орқали ифода қилаймиз

$$i_C = C \frac{dU_K}{dt}.$$

U_K кучланиши L индуктивлик ва $R_{\text{й}}$ даги кучланишлар йиғиндисига тенглигини эътиборга олсак

$$u_K = R_{\Pi} i_L + L \frac{di_L}{dt},$$

(8.7) ифодани дифференциаллаб i_C ток учун қуйидаги ифодани оламир

$$i_C = R_{\Pi} C \frac{di_L}{dt} + LC d^2 \frac{i_L}{dt^2}.$$

i_C ва i_L тоқлар йиғиндисини i ни аниқлаймиз, яъни

$$MS_0 \frac{di_L}{dt} = i_L + R_{\text{й}} C \frac{di_L}{dt} + LC \frac{d^2 i_L}{dt^2}.$$

Ушбу ифоданинг ҳамма ташкил этувчиларини LC га бўлиб, қуйидаги ифодани оламир

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \left(\frac{R}{L} - \frac{MS_0}{LC} \right) \frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i_L = 0,$$

бунда $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$ - LC – контур резонанс частотаси.

Бу тенглама генераторнинг ўз-ўзидан қўзғалиш иш режимини ифодалайди. Бу иккинчи даражали дифференциал тенглама бўлиб, унинг ҳамма коэффицентлари доимий ва токка боғлиқ эмас.

Оддий параллел LC – тебраниш контури куйидаги дифференциал тенглама билан ифодаланади

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + 2\alpha \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0,$$

бунда $2\alpha = \frac{R_{\text{й}}}{L}$ - контур сўниш коэффиценти.

(8.10) ва (8.11) тенгламалар тузилиши бир хил. Шунинг учун генераторнинг сўниш коэффиценти тескари боғланиш қийматига боғлиқ тебраниш контури сифатида қаралиши мумкин.

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + 2\alpha \frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i = 0$$

бунда, эквивалент сўниш коэффиценти

$$2\alpha_{\text{э}} = 2\alpha - \frac{MS_0}{LC}.$$

агар тескари боғланиш мусбат бўлса сўниш коэффиценти α камаяди, чунки $\frac{MS_0}{LC}$ - мусбат. Сўниш коэффиценти α тебранишнинг сўниш тезлигини, яъни энергиянинг қаршилиқ $R_{\text{й}}$ да йўқотилиш тезлигини тавсифлайди. Демак МТБ (мусбат тескари боғланиш) орқали тебраниш контурига қўшимча энергия олиб кирилади, бу сўниш коэффицентини камайтириш демакдир.

$\alpha_{\text{э}}$ - нинг мусбат қийматларида контурдаги тебранишнинг сўниш жараёни келтирилган. Сўниш тезлиги $\alpha_{\text{э}}$ нинг абсолют қийматига боғлиқ. Тескари боғланишли М ни ошириш ҳисобига

$$2\alpha_{\text{э}} = 2\alpha - \frac{MS_0}{LC} = 0$$

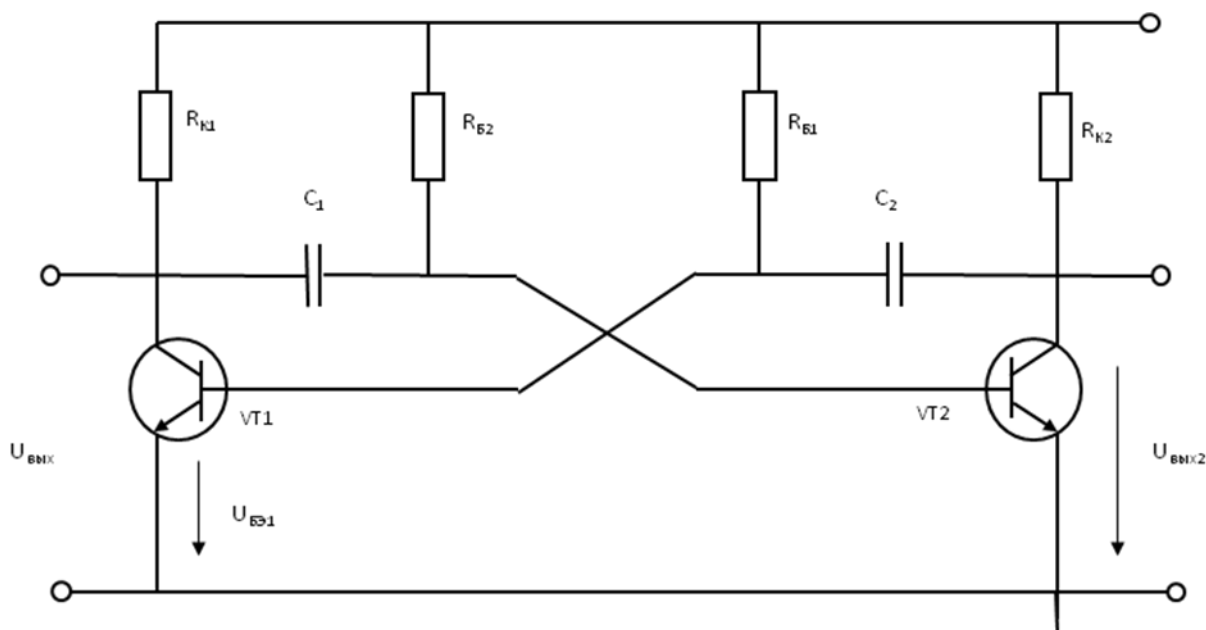
Маъруза 10.

МУЛЬТВИБРАТОР ҚУРИЛМАЛАРИНИНГ КЛАССИФИКАЦИЯСИ ВА ҚЎЛЛАНИЛИШИ.

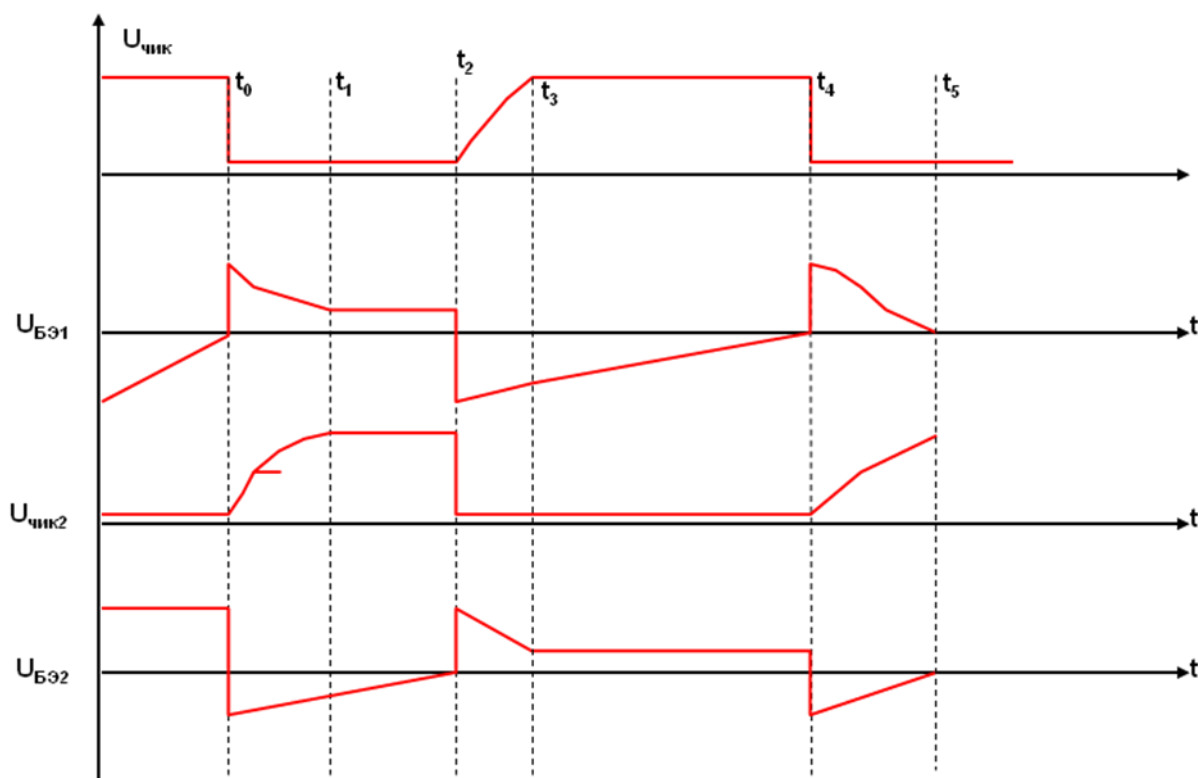
Мультивибратор – латинча сўздан олинган бўлиб, “мульти” – кўп, “вибратор” – тебраниш маъносини англатади. Мультивибраторлар тўғри тўртбурчакли импульсларнинг генератори бўлиб, мусбат тескари боғланишга эга кучайтиргичдир. Мультивибраторларнинг иккита тури мавжуддир.

- Автотебранувчи (турғун мувозанат ҳолатига эга эмас).
- Кутувчи (битта турғун мувозанат ҳолатига эга) баъзи ҳолларда бир вибраторли деб ҳам юритилади.

Коллектор – база боғланишига эга мультивибратор қуйидаги схемага эга.



Ушбу мультивибратор схемаси симметрик схема. Яъни $K_{Л1}=K_{Л2}=K_{ж}$ $K_{Б1}=K_{Б2}=K_{ж}$ $C_1=C_2=C$; Бу схемани ишлаш принципини вақт диаграммасини кўриб чиқамиз.



t_0 вақтгача VT1 транзистор тўйиниш режимида, VT2 транзистор кесилиш режимида ўтади. Бу вақтда схемада иккита алоҳида жараён кечади. Яъни C_1 ва C_2 лар ортқича зарядланишда бўлади. t_1 вақтда C_2 тўлиқ разрядланади ва VT1 транзистор тўйинишдан кейин R_{K2} резистор орқали зарядланиши бошланади. Бунда кучланиш га тенг бўлади.

VT1 тўйиниш эмиттер ўтишида C_2 конденсатор VT2 транзисторнинг коллектор – эмиттер шунтлагани учун бу конденсаторнинг зарядланиши VT2 транзисторни кучланишини ўзгариш тезлигини кўрсатади. Бу конденсаторнинг зарядланиши $U_{C2}=0.9U_T$ қийматда тугатилади. Транзисторнинг коллектор кучланишини фронт узунлиги қуйидагига тенг:

$$t_1-t_0=R_{K1}*C_1\ln 10\approx 2.3R_{K1}C_1$$

t_0 вақтда VT1 транзистор база токи R_{B1} қаршилиқнинг доимий токи ва C_2 конденсатор импульс токи йиғиндисидан иборат бўлади. Шунинг учун VT1 транзисторнинг токи тўйиниш учун керак бўлган ... VT1 эмиттер ўтишидаги кучланишнинг максимал қийматига эга бўлади. C_2 зарадланиш вақти оралиғида бу кучланишнинг қиймати $U_{БЭН}$ қийматгача камаяди. Кейинги жараён C_1 конденсаторнинг разрядланиши билан боғлиқ бўлади. Бу разрядланиш VT1 ва R_{B2} орқали бўлганлиги туфайли C_1 нинг разрядланиши қуйидаги ифода билан аниқланади.

Шунга кўра разрядланиш экспоненциал то 0 гача камаяди. C_1 конденсаторнинг разрядланиш вақти эса қуйидагига тенг.

$$t_2 - t_0 = 0.7 R_{B2} * C_1$$

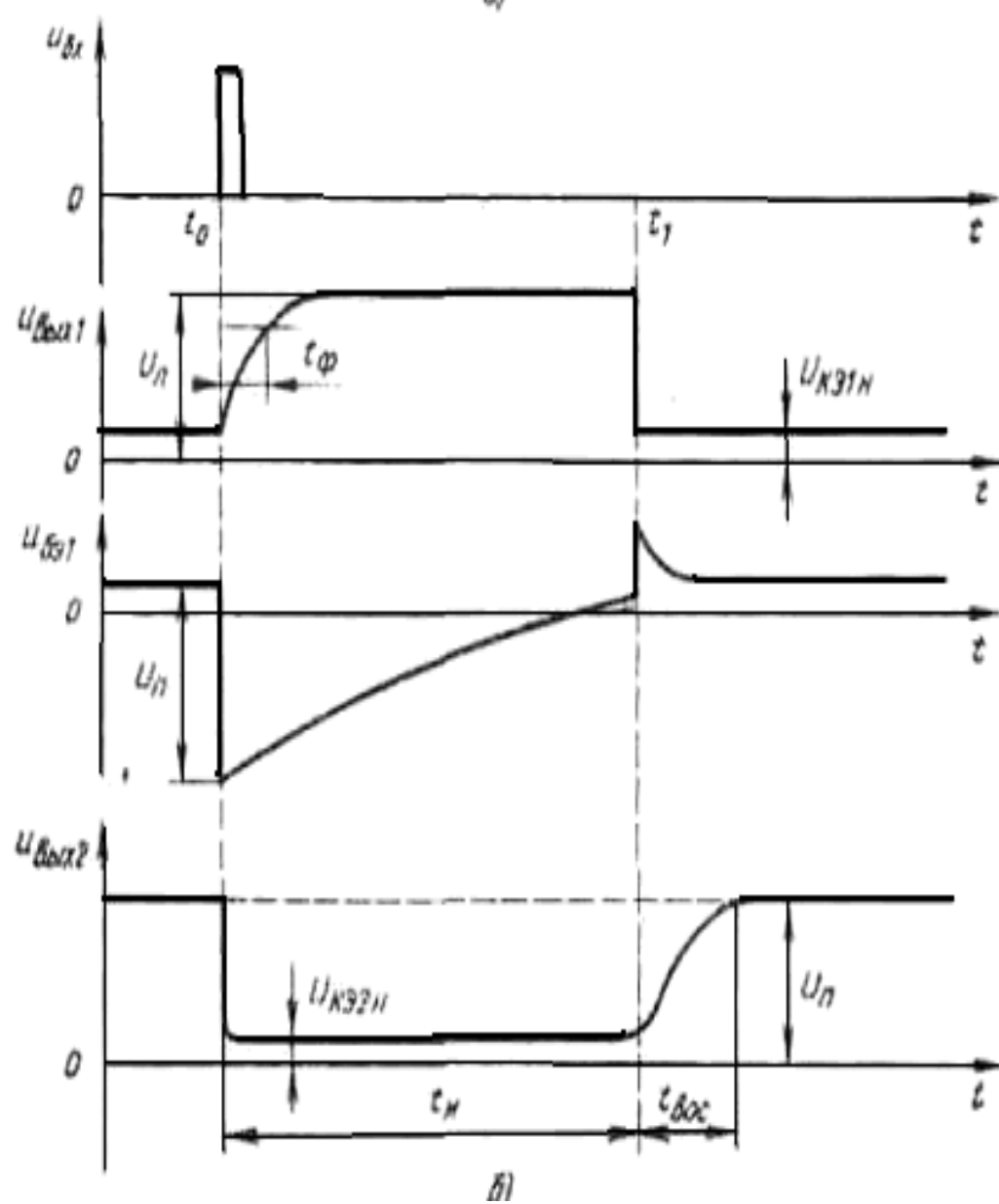
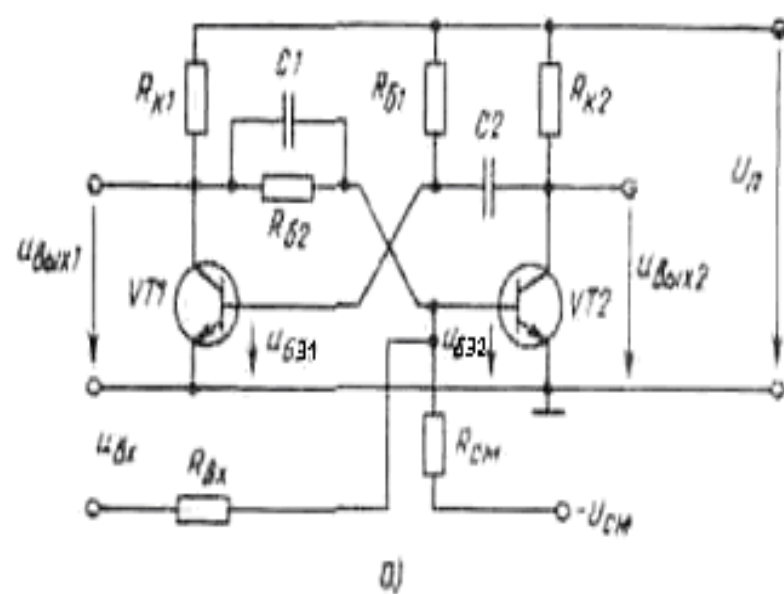
t_2 вақтда транзисторни ураниши бошланади. VT1 ёпилади, VT2 тўйиниш режимига ўтади ва юқорида келтирилган жараёнлар мос равишда такрорланади. Юқорида келтирилган схема симметрик бўлганлиги учун чиқишдаги импульс тўртбурчакли импульс шаклига яқин бўлади. Импульс узунлиги пауза узунлиги билан тенг бўлади. Чиқиш кучланишининг частотаси таъминот кучланишига боғлиқ эмас. Фақат схема элементларига боғлиқ.

Маъруза -11

КУТУВЧИ МУЛЬТИВИБРАТОР. ЭКВИВАЛЕНТ СХЕМАСИ, ИШЛАШ ПРИНЦИПИ. СХЕМАНИНГ ИШЛАШ ТАРТИБИНИ КЎРСАТУВЧИ ВАҚТ ДИАГРАММАЛАР.

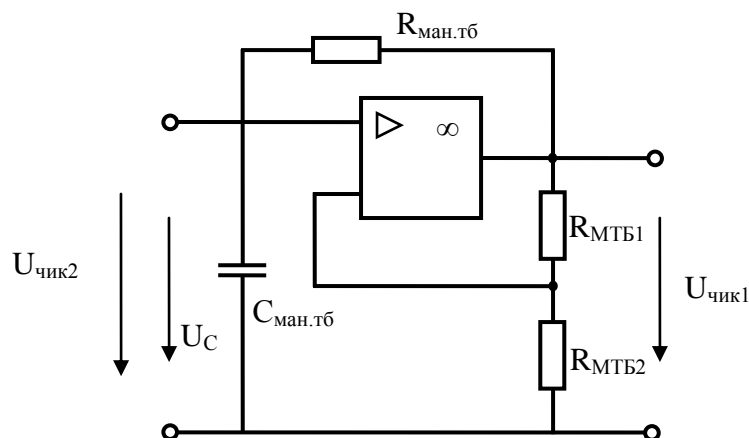
Симметрик мультивибратор схемасидан кутувчи мультивибратор режимига ўтиш учун мультивибратор 1 квазитурғун ҳолати барқарор мувозанат ҳолатида бўлиши керак. Бундай ҳолатга эришиш учун VT1 тўйиниш режимида C2 зарядланган C1 зарядланган ҳолатда бўлиши керак. Ушбу ҳолатни қўллайдиган мультивибраторни схемасини келтирамиз. Киришга бериладиган импульснинг параметрлари, амплитудаси ва кенглиги VT2 транзисторни очиш орқали тикланади. $U_{КЭ1}=U_{кир1}$ Кучланиш ошиши VT2 транзисторни тўйиниш режимига $U_{КЭ2}=U_{чик2}$ эса камайганлиги туфайли VT1 транзисторни ёқилишига олиб боради. VT2 тўйиниш режимига ўтганда C1 конденсаторнинг заряди:

$$I_{Б2}=U_T/R_{К1} \text{ дан } I_{Б2}=U_T/(R_{К1}+R_{Б2}) \text{ гача камаяди.}$$



ОПЕРАЦИОН КУЧАЙТИРГИЧЛАР ИШТИРОКИДАГИ ГЕНЕРАТОРЛАР

Автогенераторларни ҳосил қилиш учун тескари боғланиш кучайтиргичларида фаза ва амплитуда балансини ҳосил қилиш керак. Генератор схемаларида кучайтиргич сифатида операцион кучайтиргичларни қўлланилишини кўриб чиқаиз.



Схемадан кўриниб турибдики генераторда иккита тескари боғланиш занжири мавжуд:

- 1) Мусбат тескари боғланиш занжири.
- 2) Манфий тескари боғланиш занжири.

Мусбат тескари боғланиш коэффиценти қуйидагига тенг

$$b_{МТБ} = \frac{R_{МТБ2}}{R_{МТБ1} + R_{МТБ2}};$$

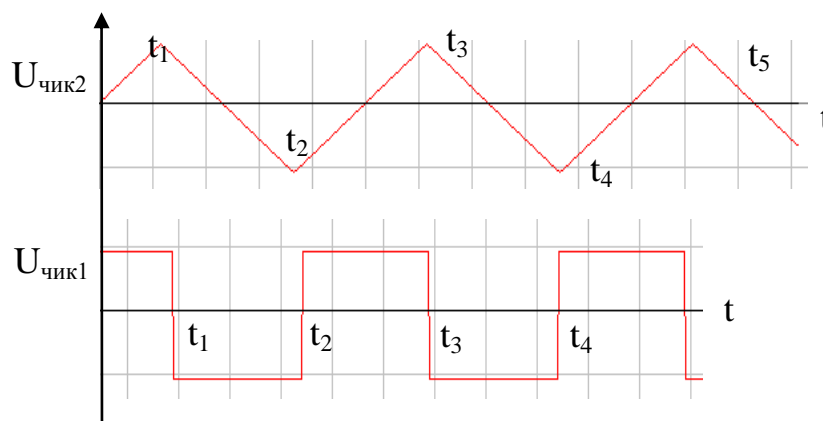
Манфий тескари боғланиш коэффиценти қуйидагига тенг

$$b_{ман.ТБ} = \frac{1}{R_{ман.ТБ} + C_{ман.ТБ} + 1};$$

Ушбу схемада $U_{чик, max} = -U_{чик, max}$ шарт бажарилиши учун схемани ишлаш тартибини кўриб чиқамиз. $t=0$ вақт momentiда схемага кучланиш берилсин. ОК чиқишида $U_{чик1} = U_{чик, max}$ бўлсин, у ҳолда ОК кришида $U_{кир. ОК} = -b_{МТБ} U_{чик, max} < 0$ қийматни қабул қилади. Бу эса унинг чиқишидаги кучланиш мусбат ОК чиқишида бу кучланишнинг ҳосил бўлиши $C_{ман.ТБ}$ ни зарядлана бошланишини билдиради. Конденсаторни зарядланиш вақт доимийси $\tau_z = C_{ман.ТБ} R_{ман.ТБ}$ катталиги ҳамда операцион кучайтиргич кириш кучланиши ёрдамида схемада кечадиган жараён баҳоланади ва схеманинг бу ҳолати квазибарқарор ҳисобланади. ОК инвертор киришида $U_{кир} = b_{МТБ} U_{чик, max}$, ($U_{кир ОК} = 0$) қийматга эга бўлганда кучланишнинг қиймати ўз қутбини ўзгартиради ва $U_{чик1} = -U_{чик, max}$ қийматгача камаяди. Натижада ноинвертор киришдаги кучланиш $U_{н.и.кир} = -b_{МТБ} U_{чик, max}$ қийматгача камаяди. Кучайтиргич киришидаги кучланиш эса (0) дан катта қийматгача ошади.

$$U_{\text{кпрОК}} = 2 b_{\text{МТБ}} U_{\text{чик,мах}} > 0.$$

ОК тескари боғланиш конденсаторини қайта зарядланишига олиб келади. Маълум вақт давомида кучайтиргич кириш кучланиши камаяди ва 0 бўлганда схеманинг галдаги қайта уланиши бўлади ва юқорида келтирилган жараёнлар такрорланади. ОК чиқишида ўзгарувчан тўғри тўртбурчак шаклли импульс шаклланади. Чиқиш кучланиши вақт диаграммаларини келтирамиз.



Конденсаторнинг қайта зарядланиши туфайли $U \dots$ учбурчакли шаклга яқин бўлади. Юқорида келтирилган натижаларга қараб, иккита хулоса чиқариш мумкин:

- 1) ОК нинг чиқиш кучланиши $U_{\text{чик1}}$ га нисбатан схемани автотебранувчи режимда ишловчи мултивибратор деб қараш мумкин.
- 2) $C_{\text{ман.ТБ}}$ конденсатор кучланиши $U_{\text{чик2}}$ кучланишга нисбатан схемани аррасимон кучланиш генератори деб қараш мумкин. Чиқиш кучланишининг частотаси схема элементларига боғлиқдир. Манфий тескари боғланиш конденсатори зарядланиш доимийсига кучланишини боғлиқлигини кўриб чиқамиз.

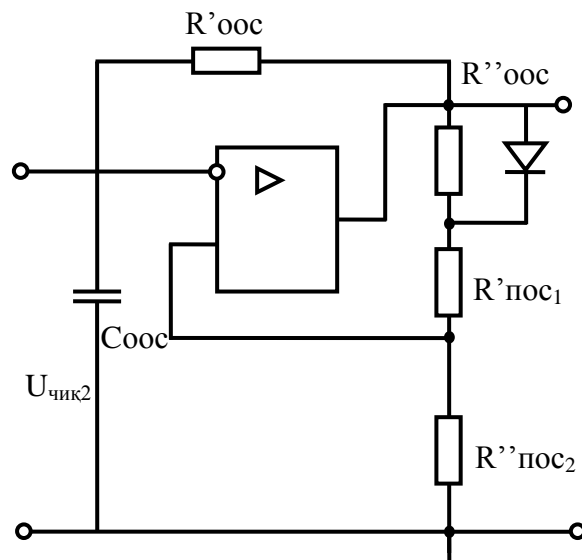
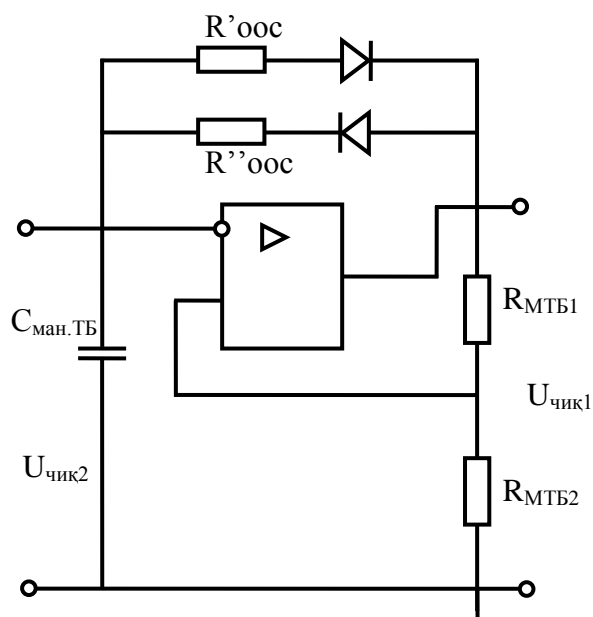
$$U_C = U_{CЭР} + U_{C\text{мах}} = U_{C0} \exp(t/\tau_3) + U_{\text{чик,мах}} [1 - \exp(-t/\tau_3)]$$

$C_{\text{ман.ТБ}}$ нинг қайта зарядланиш жараёнининг эркин ва мажбурий ташкил этувчилари U_{C0} конденсатордаги бошланғич кучланиш (1) ифодадан чиқиш сигналининг частотасини аниқлаймиз.

$$f = \frac{1}{2(t_2 - t_1)} = \frac{1}{2R_{\text{ман.ТБ}} \cdot C_{\text{ман.ТБ}} \ln(1 + \frac{2R_{\text{мТБ2}}}{R_{\text{мТБ1}}})};$$

Иккинчи ифодадан кўриниб турибдики частотани ошириш учун манфий тескари боғланишли вақт доимийси τ_3 ва мусбат тескари боғланиш занжирининг узатиш коэффиценти $b_{\text{МТБ}}$ га боғлиқ, яъни бу қийматларни камайтириш керак. Бу эса чиқиш кучланишини $U_{\text{чик2}}$ амплитудасини камайишига олиб келади. 2-ифода $U_{\text{чик,т}} = |-U_{\text{чик,т}}|$ шарт бажарилганда ва τ_3 , $b_{\text{МТБ}}$ қийматлари чиқиш кучланишини кутбига боғлиқ бўлмаган ҳоллар учун тўғри бўлади. Лекин реал ҳолларда юқоридаги шарт бажарилмайди. Бундан ташқари тўғри тўртбурчакли кучланиш (импульс ва пауза кенглиги бир бирига тенг бўлмаган) ва ҳар хил оралиқларда абсолютқийматларга эга учбурчакли импульслар ҳосил қилиш керак бўлади. Бу қўйилган талабларни

бажариш учун τ_3 ва $b_{\text{МТБ}}$ қийматлари мос равишда танланади. Ушбу катталикларнинг қийматлари хар хил бўлганида схемалар қуйидаги кўринишга эга бўлади.



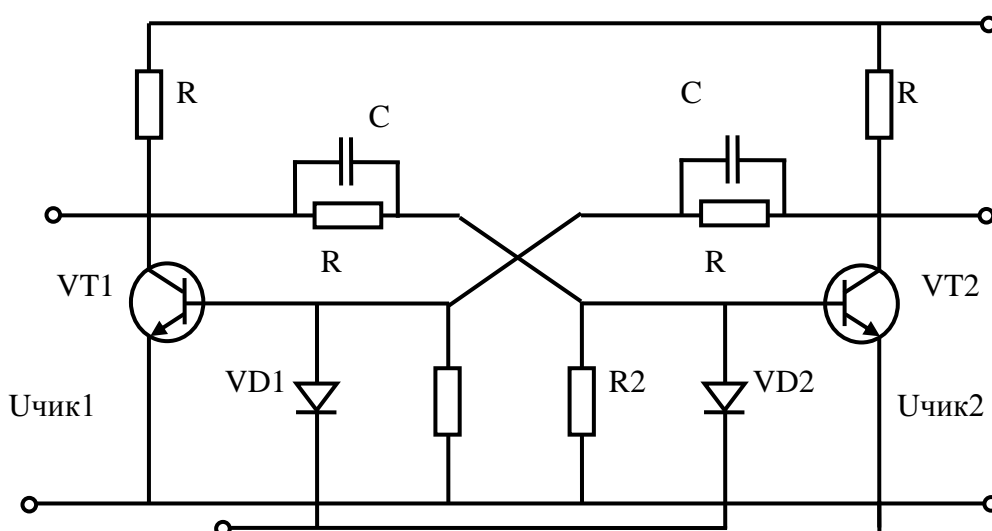
ГЕНЕРАТОРЛАРНИ ТРАНЗИСТОРЛИ ТРИГГЕРЛАР АСОСИДА ҚУРИШ

Триггер иккита барқарор мувозанат ҳолатига эга ва ташқи бошқарувчи сигнал таъсирида бир ҳолатдан иккинчи ҳолатга ўтувчи қурилмадир. Электр схемасида барқарор ҳолат деб, шундай режимга айтиладики, бунда схеманинг ҳар қайси элементида ток ва кучланиш вақт бўйича доимий бўлади. Триггернинг транзисторли схемаларининг асосан икки тури ишлатилади.

1. База- коллектор;

2. База – эмиттер боғланишли триггерлар

База – коллектор боғланишли триггер схемаси:



Триггер схемаси иккита уланиш каскадидан иборат. Улар бошқарувчи калит схемалари VT1, R_{K1} ва VT2, R_{K2} бу схема симметрик триггер деб ҳам юритилади. $R_{K1} = R_{K2}$, $R_{cm1} = R_{cm2}$. Қурилмада жараёнларни тезлигини ошириш учун ва 1- схемани чиқишини иккинчи бошқарувчи қисмига боғлаш мақсадида $R \dots$. Асосий манбаа таъминотдан ташқари R_{cm1} ва R_{cm2} резисторлари орқали VT1 ва VT2 ларни ёқилишини таъминловчи U_{cl} кучланиш берилади. Таъминотдан кучланиш берилиши билан VT1 ва VT2 транзисторлар база занжиридан ток оқиб ўтади. Бу токнинг қиймати қуйидагича аниқланади:

$$i_{B1} = \frac{\frac{U_{чик2} - U_{БЭ10}}{R_{B1}} + \frac{U_{cl} - U_{БЭ10}}{R_{cm1}}}{\frac{1 + r_{куп1}}{R_{B1}} + \frac{r_{куп1}}{R_{cm1}}};$$

$$i_{B1} = \frac{\frac{U_{чик1} - U_{БЭ20}}{R_{Б2}} + \frac{U_{сл} - U_{БЭ20}}{R_{см2}}}{\frac{1 + r_{кир2}}{R_{Б2}} + \frac{r_{кир1}}{R_{сл2}}};$$

Бу ерда $U_{БЭ10}$, $r_{кир1}$, $U_{БЭ20}$, $r_{кир2}$ ларнинг қиймати VT1, VT2 транзисторларни ВАХи чизикли – бўлакли аппроксимация қилинганда олинади. VT1, VT2 лар учун $h_{21} \gg 1$ бўлиб, кучланиш ифодаларини келтирамиз.

$$U_{чик2} = U_T - i_{B2} * h_{21Э2} * R_{K2}$$

$$U_{чик1} = U_T - i_{B1} * h_{21Э1} * R_{K1}$$

Юқорида таъкидлаб ўтилганидек схема симметрик бўлгани учун $i_{B1} = i_{B2}$, $U_{чик1} = U_{чик2}$ ва ҳар иккала транзистор актив режимда ишлайди деган хулосага келиш мумкин. Бирон бир вақт моментида $i_{B1} < i_{B2}$ бўлса, 3 ва 4 ифодага асосан $U_{чик2} < U_{чик1}$ бўлади. $U_{чик1}$ нинг ошиши ўз навбатида i_{B2} ошишига ва $U_{чик2}$ камайишига олиб келади. Мусбат тескари боғланиш таъсирида тоқлар ўзгариш жараёни кўчкисимон тарзда ўтади. Шунга мос равишда транзисторларнинг уланиши ҳам кўчкисимон характерга эга бўлади. Ушбу ҳолат транзисторларни бирортасини тўйиниш режимига иккинчисини кесиш режимига ўтганида тугатилади. Схемани бу ҳолати барқарор бўлади. Схемадаги VT1 транзистор ёпик ҳолатда VT2 тўйиниш ҳолатда бўлган ҳолат учун схемани эквивалент кўринишини келтирамиз.

(Расм)

VT1 транзисторни барқарорлик шарти қуйидагича аниқланади.

$$R_{сл} \leq \frac{U_{сл}}{I_{K0}} \quad (5)$$

VT2 транзистор тўйиниш режимига ўтиши учун

$$I_{B2} \geq \frac{U_T q}{R_{K2} * h_{21Эmin}} \quad (6)$$

Бу ерда q – тўйиниш даражасини билдирувчи коэффициент. $h_{21Эmin}$ транзисторнинг токни ўтказиш коэффициентининг минимум қиймати. I_{B2} ни аниқлаймиз.

$$I_{B2} = \frac{U_T - I_{K0} * R_{K1}}{R_{K1} + R_{Б2}} - \frac{U_{сл}}{R_{сл2}} \quad (7)$$

Симметрик схема учун транзисторни тўйиниш ҳолатини барқарорлик шартини келтирамиз.

$$R_{Б} \leq R_{К} \left[\frac{h_{21Эmin} \left(1 - \frac{I_{K0} R_{К}}{U_T} \right)}{q + \frac{h_{21Эmin} U_{сл} R_{К}}{U_T R_{сл}}} - 1 \right] \quad (8)$$

Триггерни барқарорлик ҳолатидан чиқариш учун ташқаридан бошқарувчи сигнални транзисторнинг база ёки коллектор занжирига бериш

керак. Агар бошқарувчи кучланиш транзисторларнинг биттасига берилса, бошқаришнинг бундай усули алоҳида, агар иккита транзистор занжирига берлса, умумий уланиш дейилади. Кўпгина ҳолларда триггерларни бошқаришда схемаларни қўлланилаётган транзисторларни ёпувчи импульс қўлланилади. Бу усул бошқарувчи сигналларни қувватини камайтиради ва схемада кечувчи жараёнларни тезлаштиради.

Бошқарувчи импульснинг амплитудаси, кенглиги дастлаб уланган транзисторнинг ёпилиш шарти билан аниқланади. Триггер схемасидаги асосий жараён C_1 ва C_2 конденсаторларни кучланишлари билан боғлиқ. Бу конденсаторлар хотира элементи вазифасини ҳам бажаради. Бошқарувчи импульс берилиши билан $I_{B1} \gg I_{B2}$ бўлади. VT1 ни уланиш жараёни бошланади. Натижада $U_B \dots I_{B2}$ ток камайиб боради. VT1 тўйиниши VT2 ёпилиши билан бу жараён тугайди. Натижада схемада янги барқарор ҳолат ўрнатилади. $U_{KЭ} = U_{чик}$ кучланиш ошиш тезлиги C_2 конденсаторни R_{K2} орқали зарядланиш вақти билан аниқланади. Бунда форсировка вақти қуйидагича аниқланади. $t_{\phi} = 3R_{K2}C_2$. VT1 транзисторнинг база токи

$$I_B \approx \frac{U_T}{R_{K2} + R_{B1}};$$

Қийматгача камаяди. Айнан шу вақт моментида C_1 , R_{B2} ва $R_{сл2}$ орқали разрядланади.

$$t_{к.м.} \approx 3 \frac{R_{B2} \cdot R_{сл2} \cdot C_1}{R_{B2} + R_{сл2}};$$

Реал схемаларда:

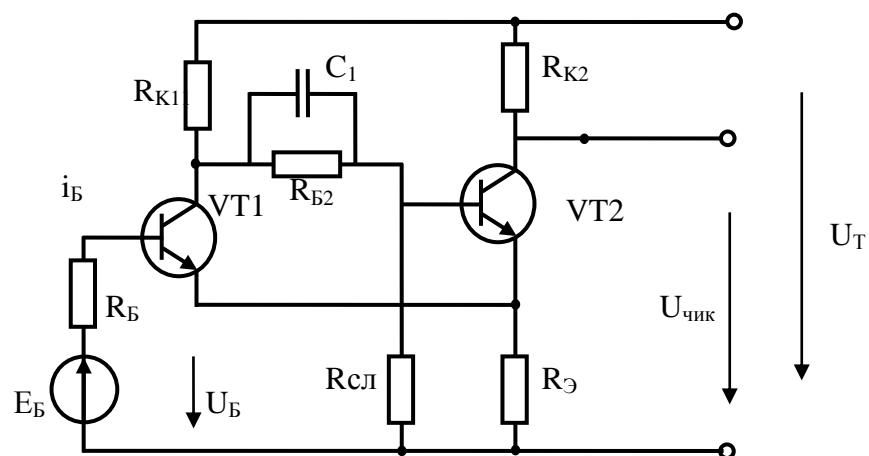
$R_B \gg R_K$; $R_{сл} \gg R_K$ бўлгани учун қайта тиклаш вақти $t_{к.т.} \gg t_{\phi}$ ва бошқарувчи импульснинг минимал даври қуйидаги шарт билан аниқланади.

$$T_{min} \geq t_{к.т.}$$

14.1 Эмиттер боғланишли триггерлар

Бу триггерлар транзисторлар орасида носимметрик боғланиши билан ажралиб туради. Эмиттер боғланишли триггер схемасини келтирамиз. Бу схемада R, C , занжири форсировка занжиридан ташқари мусбат тескари боғланишли занжирни ташкил қилади. Дастлаб VT2 транзистори тўйиниш режимида унинг киришида R_1 ва R_{K1} резисторлар кетма-кет уланган ва бу резисторлар орқали таъминотдан берилаётган кучланиш таъсирида I_{B2H} коллектор-эмиттер кучланиши камайиши натижасида VT1 транзистор ёпилади. $U_{KЭ} = I_{Э2} \cdot R_{Э}$. C_1 эса, $U_{C1} \approx I_{B2H} \cdot R_1$ қийматгача зарядланади. База кучланиши $U_B > U_{BЭ10} + I_{Э2H} \cdot R_{Э}$ ошиши билан VT1 транзистор очилади. Бу ерда $U_{BЭ10}$ биринчи транзисторнинг эмиттер ўтишидаги бўсағавий кучланиш. C_1 конденсаторнинг зарядланиши VT2 нинг эмиттер ўтишини тескари йўналишда силжитади ва I_{B2} камаяди. I_{B2} нинг камайиши VT1 транзисторни коллектор токининг ўзгаришига олиб келади. Яъни

$$\Delta i_{K1} = -i_{B2}; \quad \Delta i_{Э2} = (h_{21Э2} + 1) \Delta i_{B2};$$



Маъруза- 15

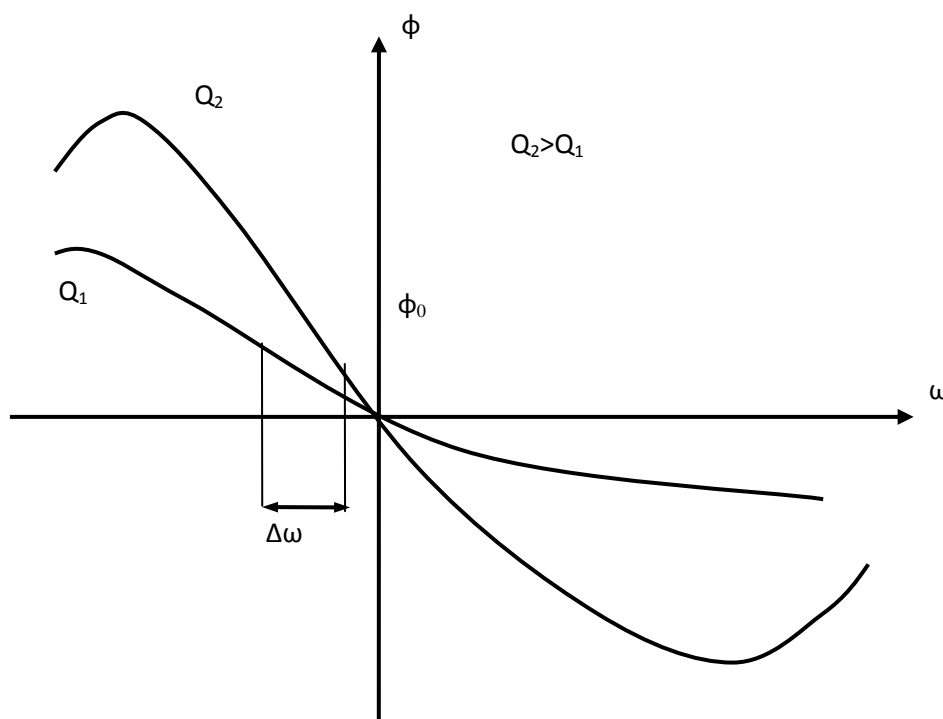
ГЕНЕРАТОРДА ЧАСТОТАНИ ЎРНАТИШ. АСОСИЙ НИСБАТЛАР

Алоқа тизимларининг узлуксиз ишлаши ва ишончлилигини аниқлашда автогенераторларда частота барқарорлиги катта аҳамиятга эга. Чунки радиолокацион станцияларнинг ишлаш аниқлиги айнан ушбу характеристикага боғлиқ. Автогенераторларда частота барқарорлиги куйидагича аниқланади.

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_0}$$

Бу ерда: f_0 -автогенераторда ўрнатилган частота. Δf -частотанинг мумкин бўлган ўзгариши.

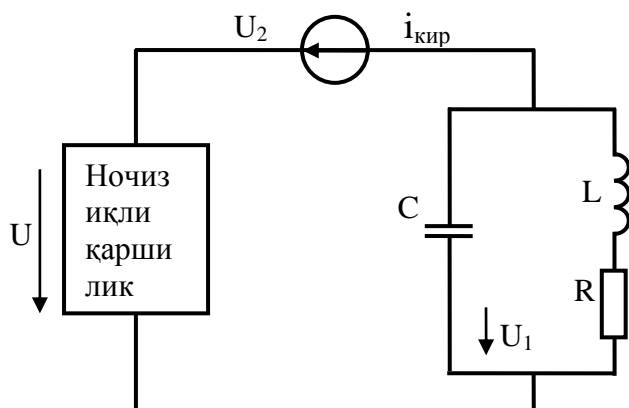
Хар хил ҳолатларда частота барқарорлиги хар хилда бўлади. Масалан, радиостанцияларда 10-4, спутникдан олинган сигналлар учун 10-10 бўлади. Автогенераторлар частотаси фаза баланси ёрдамида аниқланади ва бу частотанинг ўзгариши(кўпгина ҳолларда камайиши) тебраниш контурининг асллигига боғлиқ. Ассликнинг хар хил қийматларида частота ва фазани боғлиқлик графигини келтирамыз.



Графикдан кўриниб турибдики Q2 аслик катта бўлганида частотанинг ўзгариши кичик асликка эга. Q1 да частотанинг ўзгариши катта бўлади. Частота барқарорлигини ўрнатиш учун аслиги ката бўлган тебраниш контурлари қўлланилади.

15.1 Тебранишларни асинхрон сўндириш

Автогенераторларда фаза баланси шарти бир нечта частоталарда бажарилади. Автогенераторларда бир вақтнинг ўзида хар хил частотали тебранишларни генерация қилиш ва бир частотадан иккинчи частотага ўтиш имкониятларини кўриб чиқамиз. Бунинг учун автогенераторни алмаштириш схемасини келтирамиз.



Гармоник тебранишлар генераторини ишлаш режимини кўриб чиқамиз. Контурга таъсир қилувчи ток i_k ўз ўзини қўзғатишнинг юмшоқ режимига мос келади.

$$i_k = a_1 U - \frac{4}{3} a_3 U^3 \quad (1)$$

Ушбу тебранишнинг таъсири бўлмаганда ($U_2=0$) биринчи гармоника бўйича кучланиш таъсири бўлмаганда ($U_2=0$) биринчи гармоника бўйича характеристика тиклиги қуйидагига тенг бўлади.

$$S_1 = \frac{I_1}{U_1} = a_1 - a_3 U_1^2 \quad (2)$$

Тебранишнинг амплитудаси қуйидагига тенг:

$$U_{тебр.} = \sqrt{\frac{1}{a_3} \left(a_1 - \frac{1}{R} \right)}$$

Ташқаридан берилаётган кучланиш ўзгаришини келтирамиз.

$U_2 = U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi)$ у ҳолда ночизиқли қаршиликка таъсир қилувчи кучланиш қуйидагига тенг бўлади.

$$U = U_1 + U_2 = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi) + U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi)$$

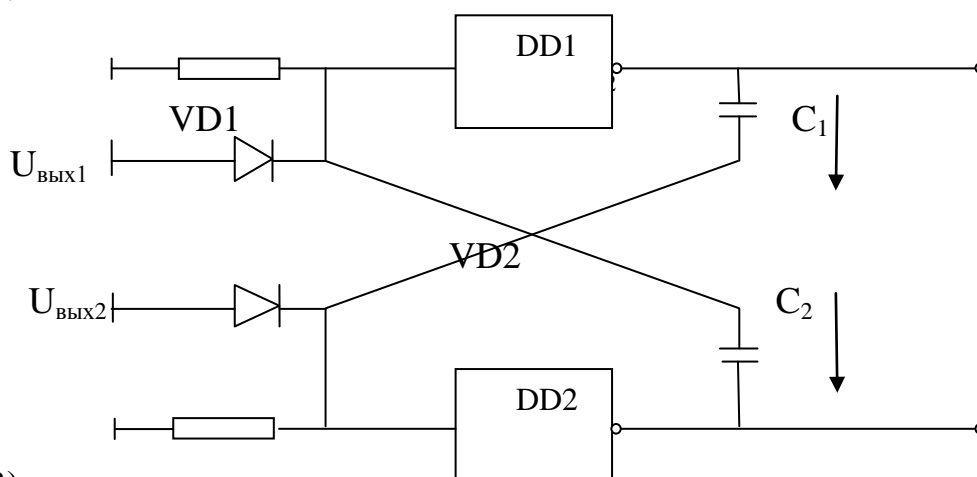
Мавзу -16

БАЗА-ЛОГИК ЭЛЕМЕНТЛАР АСОСИДА АВТОГЕНЕРАТОРЛАРНИ ҚУРИШ

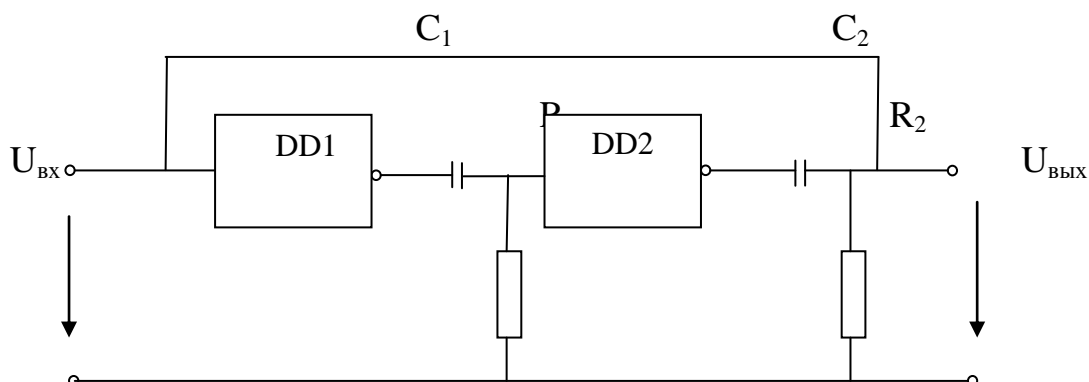
Ногармоник тебранишларни ҳосил килувчи автогенераторларда масалан: аррасимон кучланиш генераторларида конденсаторнинг қайта зарядланиши асосида ногармоник тебраниш амалга оширилади. Бунда конденсаторнинг бошлангич ва охириги кучланишини кийматини билган ҳолда конденсаторнинг қайта зарядланиш вақтини аниклаш мумкин эди.

Бунда нозичиқи элемент сифатида транзисторлардан фойдаланамиз. Мултивибраторларда биполяр транзисторларнинг қўлланилишини кўриб чиқдик. Бундан ташқари мултивибраторларни база-логик элементларни қўллаган ҳолда қуриш мумкин. 2- та инвертор асосида қурилган мултивибратор схемаларини келтирамиз. Бу схема транзисторли мултивибратор схемасини такрорлайди.

А)



В)



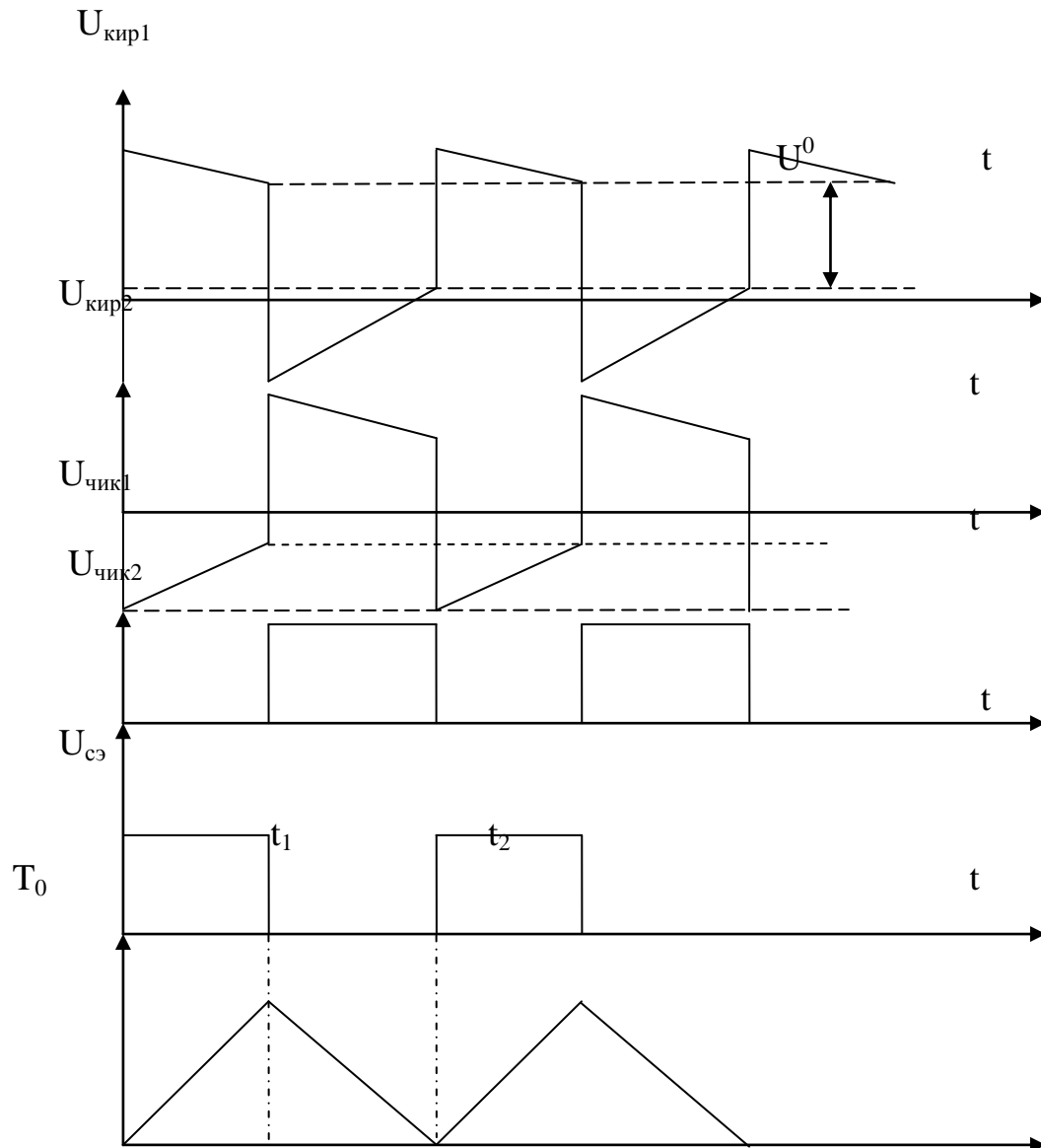
В) схемада инверторлар ноинерцион мусбат боғланишга эга ва бунда фаза силжиши йигиндиси қуйидагича аникланади.

$$\varphi_{\Sigma} = \varphi_{DD1} + \varphi_{DD2} + \varphi_{R1C1} + \varphi_{R2C2} + \varphi_{TB} = 2\pi;$$

Курилатган схемада RC занжирининг кучайтириш коэффициенти 1 га тенг деб каралади. Шунинг учун схеманинг умумий кучайтириш коэффициенти DD1 ва DD2 элементлари билан аникланади.

$$K_{\Sigma} = K_{DD1} + K_{DD2};$$

А) схемадаги R_1 , R_2 бир бирига тенг килиб олинади, C_1 ва C_2 ҳам бир хилда олинади. Шунинг учун конденсаторда кайта зарядланиш токи булмаганда инверторлар киришида логик 0 сигнали шаклланади. Схема ишлаш тартибини вақт диаграммаларда курамиз.



t_0 вақт моментида схемада қуйидаги қучланиш урнатилади

$$U_{\text{чик2}}=U^1; U_{\text{чик1}}=U^0;$$

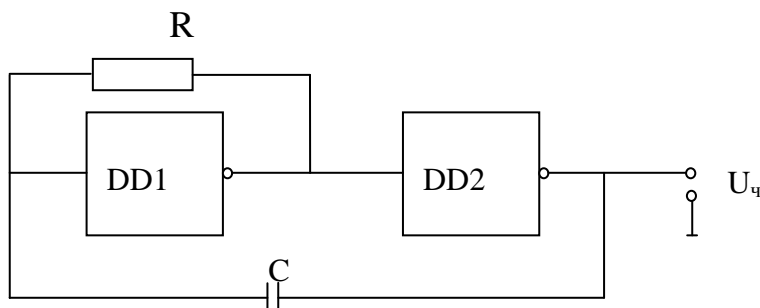
DD1 инвертор киришида $U_{c2}=0$ булганда 1-кириш $U_{\text{кир1}}=I_c(t_0)R=U^1$ бу эса $U_{\text{чик1}}$ да логик 0 яъни U^0 кийматини урнатилашига олиб келади. Натижада DD2 инверторнинг чикишида U^1 максимум киймат булишини таъминлайди. Схеманинг $U_{\text{чик1}}=U^0, U_{\text{чик2}}=U^1$ холатда квазибаркарор холат булади. Бу холат t_1 моментгача давом этади. Бу вақтда C_2 заряд туфайли $U_{\text{кир1}}$ киймати камаяди. DD1 ва DD2 инверторларнинг чикиш кучланиши узгаради. Бу вақт оралиги куйидагича аникланади.

$$\Delta t=t_1-t_0=RC\ln(U_{\text{лог.бус}}/(U_{\text{бус}}*U^0))$$

t_1 вақт моментида **DD1** чикишида U^1 кучланиш шаклланади ва C_1 оркали DD2 киришга берилади. Чикишда U^0 кучланиш шаклланади, яъни схемада 2-квазибаркарор холат урнатилади.

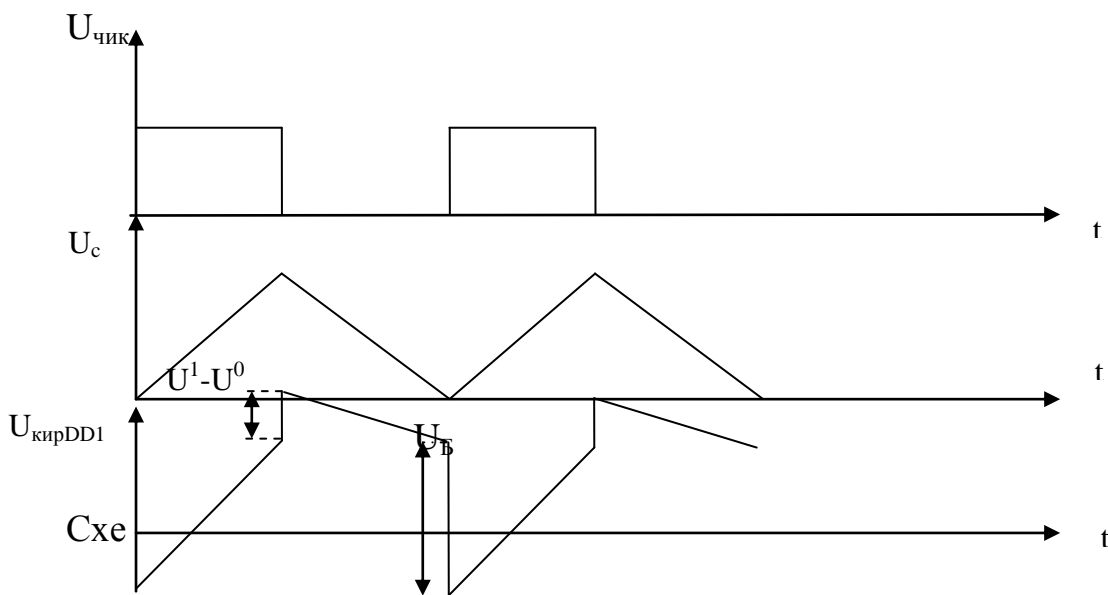
16.1 Вақт кўрсаткувчи RC занжирли автогенераторлар

Вақт кўрсатувчи 1 та RC занжирли 2 та инвертордан тузилган автогенератор схемасини келтирамыз



RC занжири кулланилишининг хусусиятларидан бири конденсаторнинг қайта зарядланиши ва схеманинг уз узидан кузгалиш шартининг бажарилишидир. Бу схемадан куришиб турибдики R манфий тескари боғланиш занжирини ҳосил қилади ва инверторнинг утиш характеристикасини чизикли қисмида булишини таъминлайди, яъни кучайтириш коэффиценти K бирдан катта булади.

Схемани иш тартибини курсатувчи вақт диаграммани келтирамыз.



схемада эквивалент кучланиш $U_{л.б\ddot{y}c}$ ёки - $U_{л.б\ddot{y}c}$ қийматларни олади.

DD1 киришидаги кучланиш $U_{кирDD1}=U_{б\ddot{y}c}$ булганда схеманинг қайта уланиши бўлади. Конденсатордаги кучланиш $U_{б\ddot{y}c}-U^0<0$ қийматигача ўзгаради. Конденсатордаги максимал ва минимал кучланишларнинг қийматларининг модули бир-бирига тенг эмас ва зарядланиш, разрядланиш вақтлари бир хил эмас, натижада генератор чиқишида $U\neq 2$ скважностьга эга импульслар ҳосил килади.

Вақт диаграммада берилган жараён учун ҳар хилдаги вақт моментларини кўрамиз.

t_1-t_0 вақт оралиғи

$$U_{экв}>U_{лб}>0$$

$$U_c(0)=U_{б\ddot{y}c}-U^0<0 \quad U_c(t_1)=U_{б\ddot{y}c}-U^0>0$$

t_2-t_1 –вақт оралиғи

$$U_{экв}= -U_{лб}<0$$

$$U_c(t_1)=U_{б\ddot{y}c}-U^0>0 \quad U(t_2)=U_{б\ddot{y}c}-U^1<0$$

Импульс ва пауза узунлиги

$$t_1-t_0=RC \ln(U_{лб}/(U^1-U_{лб})+1);$$

$$t_2-t_1=RC \ln(U_{лб}/(U_{б\ddot{y}c}-U^0)+1);$$

Тебраниш даври

$$T_{\Gamma}=t_2-t_0=RC\left[\frac{2U_{лб}^2}{(U^1-U_{б\ddot{y}c})(U_{б\ddot{y}c}-U^0)}+1\right]$$

Тебраниш даври амалиётда қуйидагича олинади:

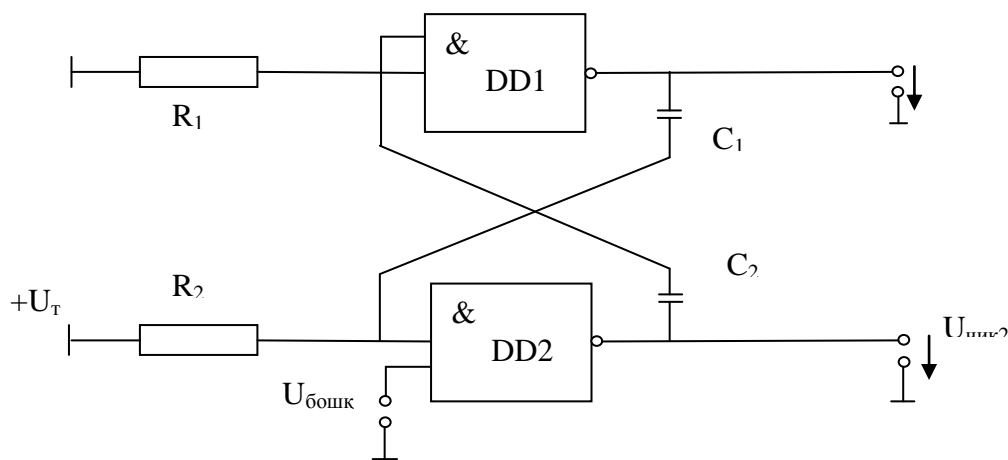
$$T_{\Gamma}=(2\div 3)RC$$

СИГНАЛЛАРНИ ШАКЛЛАНТИРИШ ВА ИШЛОВ БЕРИШ -2-ҚИСМ

Маъруза -17

TTL ЭЛЕМЕНТЛАРИ ЕРДАМИДА БИР ВИБРАТОР -ГЕНЕРАТОР СХЕМАЛАРИНИ ҚУРИШ

Ташқи ишга туширувчи импульс таъсирида квазибаркарор ҳолатга ўтувчи ва чиқишида 1 та импульс шакллантирувчи кутувчи мултивибратор асосида курилган бир вибратор схемасини келтирамиз.

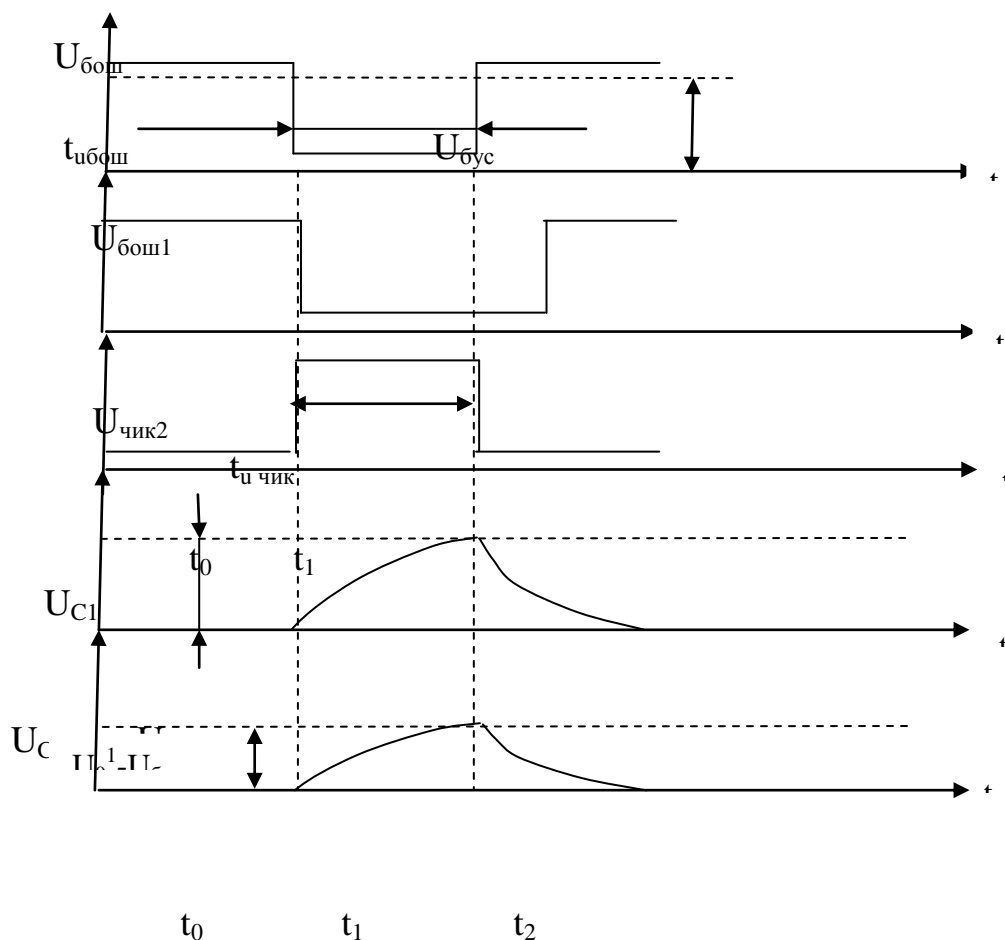


Бу схемада ишчи режимни ўзгартириш учун қуйидагилар талаб этилади.

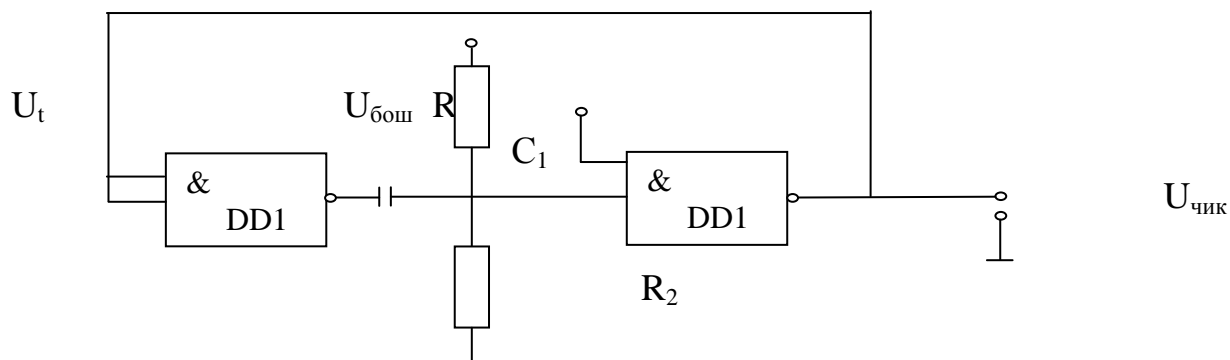
1) R резистор орқали DD2 элемент киришига қушимча мусбат силжиш берилади

2) DD2 элементига 2-киришдан бошқарувчи кучланиш берилади.

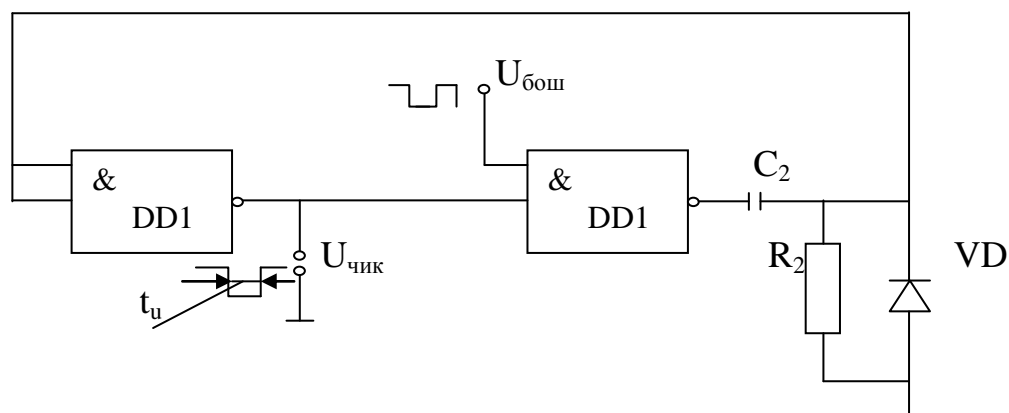
Бу схемани ишлаш тартибини курсатувчи вақт диаграммаларини келтирамиз.



Бошқарувчи киришга бўсағавий кучланишда ошувчи қийматли кучланиш берилади. Бунда DD2 чиқишида U^0 ва C_2 конденсаторда 0 кучланиш бўлади. DD1 да эса U^1 кучланиш мавжуд бўлади. DD2 киришига U^1 берилганда конденсатор C_2 да кучланиш ўзгармайди яъни 0 га тенг. Ушбу ҳолат бошқарувчи киришга импульс берилгунча давом этади. Диаграммада кўрсатилганидек t_0 вақт моментида бошқаришга импульс берилади. $U_{\text{бош}}$, $U_{\text{бус}}$ қийматидан кам бўлади. Бунда иккинчи чиқишда U^1 ҳосил бўлади ва бу кучланиш разрядланган C_2 орқали DD1 киришига берилади. Биринчи чиқишда эса U^0 қиймати ҳосил бўлади. t_0 вақтда C_1 кучланиши нолга тенг бўлса DD1 кириш кучланиши ҳам 0 бўлади. DD2 чиқиши U^1 қийматни олади. Бу ҳолат схемада квазибарқарор ҳолат дейилади. C_1, C_2 конденсаторларини зарядланиши DD1 чиқишида манфий, DD2 чиқишида мусбат импульсни ҳосил қилади. Бир вибраторни бошқача кўринишидаги схемасини кўриб чиқамиз.



А) расм



Б) расм

А схема: Таъминотдан берилаётган кучланиш R_1 орқали C_1 ни зарядланишини таъминлайди, бунда DD2 киришидаги кучланиш U^0 дан $U_{б\text{ус}}$ гача ошади. Схема чиқишида эса мусбат кутбلى импульс ҳосил қилинади.

Б схема: Бу схема асосан C_2 нинг зарядланиши билан характерланади. R_2 ва DD2 киришидаги кучланиш U_1 дан $U_{б\text{ус}}$ қийматигача камаяди ва схема чиқишида манфий кутбلى импульс ҳосил қилинади.

Ҳар иккала схемани импульсларни кенглиги қуйидагича формула ёрдамида аниқланади.

$$t_u = RC \ln \left(\frac{U_t - U^0}{U_t - U_{\text{б\ddot{y}}\text{yc}}} \right) \quad (1)$$

$$t_u = RC \ln \left(\frac{U_{\text{лог\ddot{y}}\text{yc}}}{U_{\text{лог\ddot{y}}\text{yc}} - U_{\text{б\ddot{y}}\text{yc}} - U^2} \right) \quad (2)$$

А схемада барқарор ҳолатда DD2 киришида U_1 бўлиши учун R_1 қаршилиқнинг қиймати қуйидаги шарт бўйича олинади.

$$R_{1\text{max}} = \frac{U_t - U_{\text{кир.ниш}}^1}{I_{\text{кир.ниш}}^1} \quad \text{А схема учун}$$

Б схемада эса R_2 нинг қиймати DD1 киришида U^0 кучланиш шаклланиши учун қуйидаги шарт ердамида аниқланади.

$$R_2 \leq \frac{U_{\text{max}}^0}{I_{\text{max}}^0}$$

Ифодадан куришиб турибдики $R_2 \ll R_{1\text{max}}$

Бу эса А схемада ҳосил қилинадиган импульснинг кенглиги Б схемага нисбатан катталигини билдиради. Бир вибраторнинг асосий хусусиятларидан бири қайта тикланиш вақтидир, бу вақт давомида конденсатор тулик разрядланади. Агар ушбу вақтда кейинги импульс берилса қурилма чиқишида кенглиги кичкина бўлган яъни қисқа импульс ҳосил бўлади. C_2 конденсаторининг разрядланиш вақти доимийсини камайтириш учун Б схемада диод қўлланилади.

Маъруза -18

СИГНАЛЛАРГА РАҚАМЛИ ИШЛОВ БЕРИШ АСОСЛАРИ

Сигналларга рақамли ишлов беришдан мақсад турли ўзгартиришлар орқали уларни самарадорлик билан узатиш, сақлаш ва ахборотни ажратиб олишдан иборат. Кейинги вақтларда кенг ривожланган сигналларга рақамли ишлов бериш усуллари бир қатор афзалликларга эга:

- умуман олганда сигналларга ишлов беришнинг ҳар қандай мураккаб алгоритмларини амалга ошириш мумкинлиги ва ушбу сигналларга ишлов бериш алгоритмларини реал вақтда амалга ошириш имкониятини берувчи элементлар базаси борлиги;
- рақамли қурилмалар юқори аниқликда ишлаш имкониятини берувчи алгоритмларнинг яратилганлиги ва мавжудлиги;
- назарий жиҳатдан узатилаётган хабарларни ҳалақитбардош кодлардан фойдаланиб узатиш ва сақлаш натижасида хатосиз қайта тиклаш имкониятининг борлиги рақамли сигналларга хосдир.

Юқоридаги афзалликларни амалга ошириш дискрет сигналлар ва элементар занжирлар ҳақидаги асосий маълумотларга эга бўлиш даражасига боғлиқ.

18.1 Дискрет сигналларнинг моделлари

Дискрет сигналларнинг қийматлари узлуксиз сигналлардан фарқлироқ, узлуксиз вақт оний қийматларида эмас, балки маълум Δt дискрет вақтлардагина маълум бўлиб, унинг $x(k\Delta t)$ оний қийматлари $k\Delta t$ дискрет вақтларга мос келади.

Дискретловчи кетма-кетликлар. Одатда $x(t)$ узлуксиз дискрет сигналдан бир хил Δt ораликлар, дискретизация оралиғи ёки дискретизация қадами деб аталувчи вақтларда унинг оний қиймати аниқланади, бунда $\Delta t = t_k - t_{k-1} = t_{k-1} - t_{k-2} = t_{k-n} - t_{k-n-1}$ ва ҳаказо бўлади ва кўп ҳолларда $\Delta t = \text{const}$, ўзгармас этиб танланади.

Дискретизациялаш жараёнини, яъни узлуксиз сигналлар $x(t)$ дан дискрет сигналлар $x(k\Delta t)$ га ўтишни умумлашган функция $\eta(t)$ орқали тарифлаш мумкин, яъни

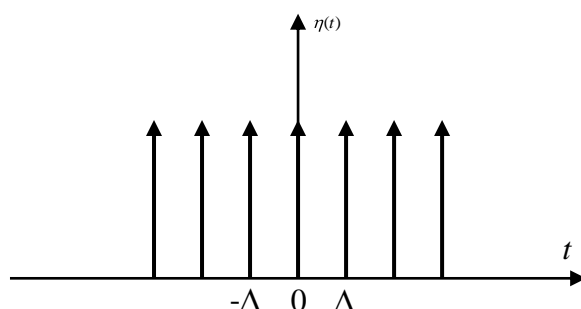
$$\eta(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - k\Delta t), \quad (18.1)$$

ва уни дискретлаш кетма-кетлиги деб аталади.

Дискрет сигнал $x(k\Delta t)$ ни узлуксиз сигнал $x(t)$ ва дискретлаш кетма-кетлиги функциялари $\eta(t)$ кўпайтмаси сифатида тасаввур этиш керак, бунда $x(k\Delta t)$ сигнал қуйидагича ифодаланади, яъни

$$x(k\Delta t) = (x, \eta) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - k\Delta t) dt. \quad (18.2)$$

(17.2) формула узлуксиз сигналларни дискретлашни амалга ошириш алгоритмини кўрсатиб беради. Дискретлаш курилмасининг иш жараёни унинг киришидаги узлуксиз сигнал $x(t)$ дан унинг Δt вақт оралиқларида оний қийматларини аниқлашдан иборат, бунда $\eta(t)$ импульслар кетма-кетлиги кичик давомийликка эга бўлиб “тароксимон” кўринишни эслатади (17.1-расм). бунда $x(t)$ нинг нольга тенг қийматларида дискретловчи курилма чиқишида ҳам шунга мос қийматлари ҳосил бўлади.



18.1-расм. Дискретлаш кетма-кетлиги.

Модуляцияланган импульслар кетма-кетлиги. Бу модуляция турида маълум бир частотада такрорланувчи кичик давомийликдаги импульслар “ташувчи” вазифасини бажаради. Импульслар модуляторини икки киришли ва бир чиқишли (назарий жиҳатдан олти полюсли) курилмаси деб тасаввур этиш керак. Улардан бирига модуляцияловчи узлуксиз сигнал $x(t)$, иккинчисига “ташувчи” импульслар кетма-кетлиги $\eta(t)$ берилади. Бунда модулятор ўзининг киришидаги $x(t)$ сигналнинг ҳар бир $k\Delta t$ вақтдаги оний қийматларини аниқлайди ва чиқишида ушбу оний қийматларга пропорционал юзага эга бўлган импульслар кетма-кетлигини ҳосил қилади. Модулятор чиқишидаги сигнални модуляцияланган импульслар кетма-кетлиги (МИК) деб аталади.

Модуляцияланган импульсларнинг сатҳи ёки кенглиги модуляцияловчи (узатиладиган) сигнал сатҳига пропорционал бўлиши керак. Бундай тур модуляцияси усуллари амплитуда-импульс модуляцияси (АИМ) ва кенглик-импульс модуляцияси (КИМ) деб аталади. АИМ сигналларда импульслар кенглиги ўзгармас ҳолда сақланади ва КИМ сигналларда импульслар амплитудаси ўзгармас ҳолда сақланади.

У ёки бу модуляция туридан фойдаланиш узатиладиган сигналлар ўзига хос хусусиятига ва ушбу сигналларни яратишни амалга ошириш техник имкониятларига боғлиқ. Масалан АИМ сигналдан модуляцияловчи сигнал қийматларининг ўзгариш динамик диапазони катта бўлганда фойдаланилади. Бу ҳолда радиоузатиш курилмаси амплитуда характеристикаси ҳам талаб даражасидаги чизиқликда бўлиши керак. Бундай радиоузатиш тизимини

яратишнинг ўзига хос қийинчиликлари бор. КИМ сигналлар узатиш курилмаси амплитуда характеристикаси чизиқли бўлишига алоҳида талаб қўймайди, аммо КИМни амалга ошириш АИМни амалга оширишга нисбатан ҳозирча биров мураккаброқ.

МИК шаклидаги сигнални қуйидаги усулда олиш мумкин. бунинг учун $x(t)$ сигнални динамик шаклда тасаввур қиламиз, яъни

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t - k\Delta t) dt. \quad (18.3)$$

МИК қийматлари фақат $t_k = (k\Delta t)$ ($k = 0, 1, 2, 3, \dots$) вақтлардагина маълумлигини эътиборга олиб (17.3) формуладаги интеграллаш амалини йиғиндини ҳисоблаш амали билан алмаштириш мумкин, яъни

$$x_{МИК}(t) = \Delta \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k \delta(t - k\Delta t), \quad (18.4)$$

бунда, $x_k = x(k\Delta t)$ аналог сигналнинг $k\Delta t$ вақтдаги оний қийматлари.

Модуляцияланган импульслар кетма-кетлиги спектрал зичлиги. (18.3) формула орқали ифодаланадиган идеал модулятор чиқишидаги МИК спектр кенглигини тадқиқоти. МИК пропорционаллик коэффиценти “К” аниқликда $x(t)$ функциянинг дискретловчи кетма-кетлиги $\eta(t)$ кўпайтмасига тенг, яъни

$$x_{МИК}(t) = x(t)\eta(t). \quad (18.5)$$

Маълумки икки сигнал кўпайтмаси спектри, ушбу сигналлар спектрлари зичлиги ёймаси(свертка)га тенг. Шунинг учун, агар сигналлар ва уларнинг спектрлари Фурье тўғри ва тескари алмаштиришлари орқали аниқланган, яъни $x(t) \leftrightarrow s_x(j\omega)$, $\eta(t) \leftrightarrow s_\eta(j\omega)$ бўлса, у ҳолда МИК спектри зичлиги қуйидагича аниқланади:

$$s_{МИК}(\omega) = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s_\eta(\zeta) s_x(\omega - \zeta) d\zeta. \quad (18.6)$$

Дискретловчи кетма-кетлик спектри $s_\eta(\omega)$ ни аниқлаш учун $\eta(t)$ ни Фурье комплекс қатори орқали ифодалаймиз, натижада

$$\eta(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi n t / \Delta t}, \quad (18.7)$$

ни оламиз. Ушбу қатор коэффицентлари, қуйидагича

$$C_n = \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{\Delta t/2} \delta(t) e^{-j2\pi n t / \Delta t} dt = \frac{1}{\Delta t}. \quad (18.8)$$

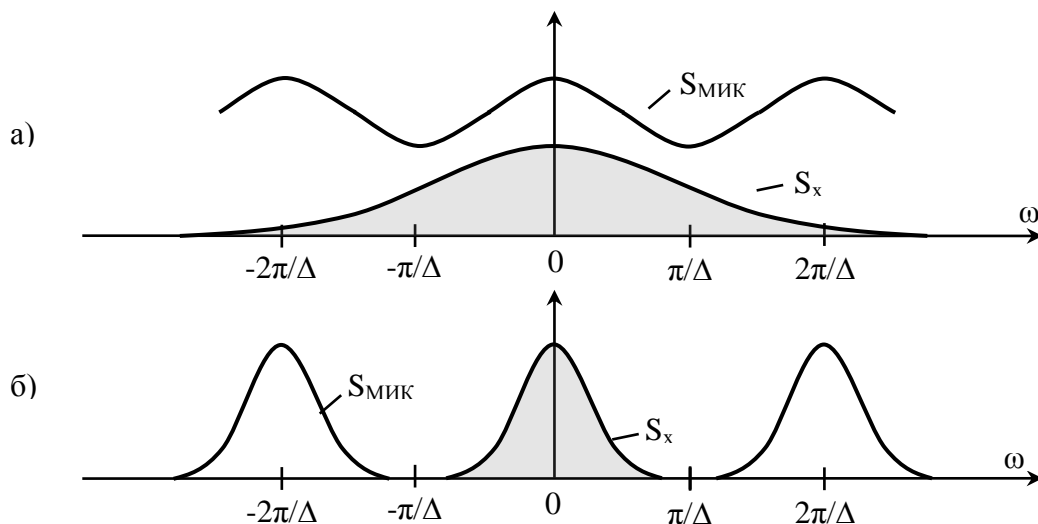
Дельта функциянинг филтрлаш хоссаси $u(\omega) = 2\pi A \delta(\omega)$ ни эътиборга олиб дискретлаш спектри зичлиги учун қуйидаги ифодани оламиз:

$$S_\eta(\omega) = \frac{2\pi}{\Delta t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - 2\pi n / \Delta t), \quad (18.9)$$

яъни дискретловчи импульслар кетма-кетлиги частоталар ўқи бўйича жойлашган чексиз кўп дельта-импульслар кетма-кетлигидан иборат. Ушбу спектр зичлиги даврий такрорланувчи бўлиб, такрорланиш даври $\frac{2\pi}{\Delta t}$, сек⁻¹ га тенг. Ва ниҳоят (17.9) ва (17.8) ифодалардаги интеграллаш ва йиғиндини ҳисоблаш амалларини бажариш кетма-кетлигини алмаштириб, қуйидагини аниқлаймиз:

$$S_{\text{МИК}}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S'_x(\omega - 2\pi n / \Delta t). \quad (18.10)$$

Шундай қилиб, идеал дискретлаш натижасида олинган сигнал спектри, бирламчи сигнал спектрининг чексиз кўп такрорланувчи “нусхалари”дан ташкил топган деган ҳулоса чиқариш мумкин. Спектр “нусхалари” частоталар ўқида бир хил дискретлаш частотаси биринчи гармоникаси $\frac{2\pi}{\Delta t}$ га тенг бўлган частота билан такрорланади (18.2-расм).



18.2-расм. Сигнал юқори чегаравий частотаси турлича модуляцияланган импульслар кетма-кетлиги спектрал зичлиги. а) юқори чегаравий частотаси катта; б) юқори чегаравий частотаси кичик; (дискретизацияланган бирламчи сигнал спектрал зичлиги қора рангга бўялган).

Узлуксиз сигнални модуляцияланган импульслар кетма-кетлиги орқали қайта тиклаш. Котельников теоремасига асосан паст частотали узлуксиз сигнал спектрини $\omega = 0$ частотага нисбатан симметрик жойлашган ва энг юқори частотасини $\omega_{ю}$ деб ҳисоблаймиз. 17.2б-расмдан кўринадики агар $\omega_{ю} \leq \pi / \Delta t$ бўлса, $S(\omega)$ спектрнинг алоҳида нусхалари бир-бирининг устига тушмайди, частота бўйича ажралиб туради. Шунинг учун импульс модуляцияланган сигнал идеал ПЧФ ёрдамида аниқ қайта тикланиши мумкин.

Ҳақиқатдан ҳам узлуксиз сигнални тикловчи ПЧФ идеал фильтри қуйидагича ифодаланадиган бўлса,

$$K(j\omega) = \begin{cases} 0, & \omega < -\omega_{ю}; \\ k_0, & -\omega_{ю} \leq \omega \leq \omega_{ю}; \\ 0, & \omega > \omega_{ю}, \end{cases} \quad (18.11)$$

ушбу фильтрнинг импульс характеристикаси қуйидагича ифодаланади:

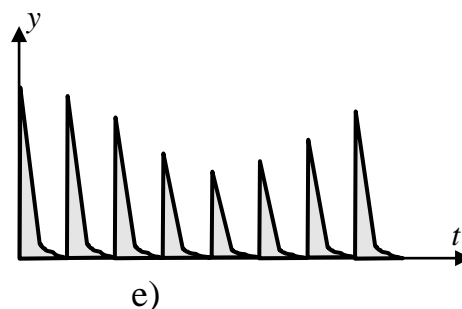
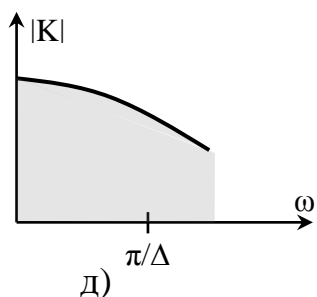
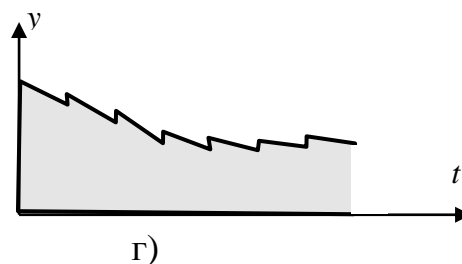
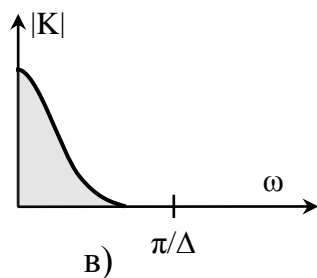
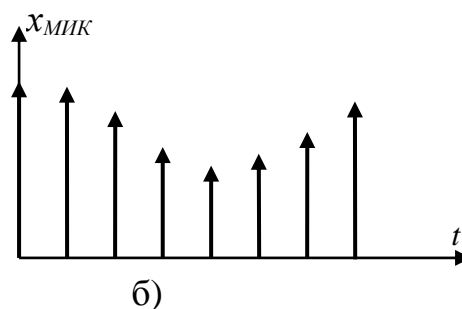
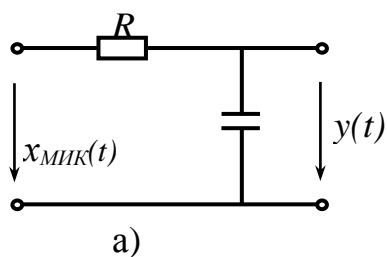
$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{K_0(\omega_{ю})}{\pi} \frac{\sin \omega_{ю} t}{\omega_{ю} t}. \quad (18.12)$$

(17.5) ифода орқали аниқланадиган МИК спектри турли катталиқдаги дельта-импульслар кетма-кетлиги йиғиндисидан иборатлигини эътиборга олиб тикловчи фильтр чиқишидаги $y(t)$ сигнални аниқлаймиз:

$$y(t) = \frac{K_0 \omega_{ю} \Delta t}{\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k \frac{\sin \omega_{ю} (t - k\Delta t)}{\omega_{ю} (t - k\Delta t)}. \quad (18.13)$$

Ушбу $y(t)$ сигнал дастлабки $x(t)$ сигнал шаклини аниқ такрорлайди, фақат сатҳ қиймати бўйича фарқланади.

Идеал фильтрни амалда яратиш мумкин эмас, ундан сигнални тиклашда назарий модел шаклида фойдаланилади. Ҳақиқий ПЧФ частоталар характеристикаси (АЧХ) МИК бир неча ёки $\omega = 0$ частота атрофидаги биргина частоталар спектрини ўтказиши (қамраб олган бўлиши) мумкин. 18.3-расмда R ва C элементлардан иборат бўлган тикловчи ПЧФга тегишли чизмалар келтирилган.



18.3-расм. RC-элементлардан иборат бўлган дискретизацияланган сигнални қайта тиклашга тегишли чизмалар. а) филтер схемаси; б) дискретланган кириш ссигнали; в, г) $RC \gg \Delta$ ҳолат учун филтр АЧХси ва унинг чиқишидаги сигнал; д, е) ҳудди шу боғланишлар $RC \ll \Delta$ учун.

Келтирилган чизмалардан кўринадики амалдаги (реал) ПЧФ бирламчи сигнални аниқ қайта тикламайди. Узлуксиз сигнални қайта аниқ тиклаш учун, унинг нафақат $\omega = 0$ частота атрофидаги спектр ташкил этувчиларидан шу билан бирга спектр ҳар қандай ён спектр ташкил этувчиларидан фойдаланиш керак.

Узлуксиз сигнал спектрини унинг оний қийматлари орқали аниқлаш. МИК математик ифодаларидан фойдаланиб узлуксиз сигнални нафақат қайта тиклаш, унинг спектри зичлигини ҳам аниқлаш мумкин. Бунинг учун узлуксиз сигнал оний қийматларини МИК спектри зичлиги билан боғлаш керак:

$$S_{МИК}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x_{МИК}(t) e^{-j\omega t} dt = \Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t - k\Delta t) e^{-j\omega t} dt = \Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k e^{-j\omega k \Delta t}. \quad (18.14)$$

МИК сигнал спектри (17.12) ифода орқали аниқланиши мумкинлигини эътиборга олиб, қуйидаги ифодани оламиз:

$$\Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k e^{-j\omega k \Delta t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_x(\omega - 2\pi n / \Delta t). \quad (18.15)$$

Бу формула Пуассон йиғиндиси формуласи деб аталади.

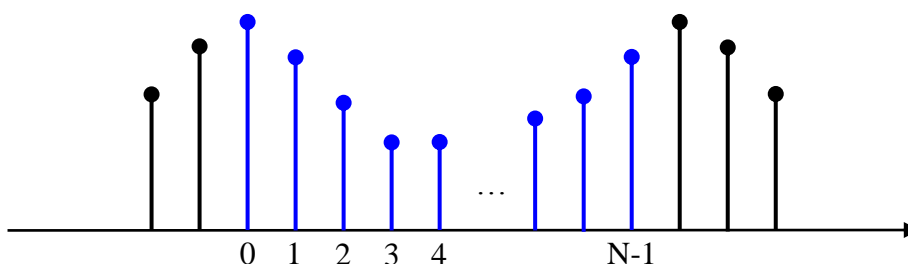
(17.15) ифоданинг чап томонидан фойдаланиб ҳамма ҳолларда ҳам $s_x(\omega)$ ни аниқлаш мумкин эмас, чунки баъзи ҳолларда МИК спектри нусхалари бир-бирининг устига тушган бўлиши мумкин. фақатгина $x(t)$ сигнал спектри паст частотали бўлиб, Котельников шартига жавоб берса, у ҳолда узлуксиз сигнал спектри зичлигини қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$S_x(\omega) = \begin{cases} 0, & \omega < -\pi / \Delta t; \\ \Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k e^{-j\omega k \Delta t}, & -\pi / \Delta t \leq \omega \leq \pi / \Delta t; \\ 0, & \omega > \pi / \Delta t. \end{cases} \quad (18.16)$$

Юқорида келтирилган шартлар бажарилса (17.16) формула ёрдамида узлуксиз сигнал спектрини аниқлаш мумкин.

Узлуксиз даврий сигналларни дискретлаш. Узлуксиз $x(t)$ сигнални вақт бўйича дискретлаш натижасида унинг чексиз кўп оний қийматларини аниқлаш мумкин. Амалда, узлуксиз сигналнинг чексиз кўп оний қийматлари ҳақида маълумот олиб бўлмайди ва уларга чекланган вақт бирлигида ишлов бериш имконияти ҳам мавжуд эмас.

Оний қийматлари $0, \Delta t, 2\Delta t, \dots (N-1)\Delta t$ вақтларда $x_0, x_1, x_2, \dots x_{N-1}$ ва уларнинг умумий сони $N = \frac{T}{\Delta t}$ бўлган дискрет сигналнинг спектри билан танишамиз. Ушбу $x(t)$ сигнал спектрини аниқлаш учун унинг N -та ҳақиқий ёки комплекс қийматлари асос бўлади. Узлуксиз $x(t)$ сигналдан олинган оний қийматлар $x(k\Delta t)$ тўплами даврий такрорланади деб фараз этсак, сигнални даврий деб ҳисоблашимиз мумкин (18.4-расм.)



17.4-расм. Узлуксиз даврий сигналларнинг дискрет кўриниши.

Ушбу сигналга мос маълум бир математик моделни танлаб, уни Фурье қаторига ёйиш ва унинг спектр ташкил этувчилари амплитудасини аниқлаш мумкин. Бу аниқланган коэффициентлар даврий сигнал спектр ташкил этувчилари коэффициентларига мос келади.

Фурье дискрет алмаштириши. Дельта импульслар кетма-кетлиги моделидан фойдаланиб $x(t)$ сигнални уни дискрет МИК орқали ифодалаймиз:

$$x_{\text{МИК}}(t) = \Delta t \sum_{k=0}^{N-1} x_k \delta(t - k\Delta t). \quad (18.17)$$

$x(t)$ сигналнинг дискрет моделини Фурье комплекс қатори орқали ифодалаймиз:

$$x_{\text{МИК}}(t) = \Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi kt/T}. \quad (18.18)$$

Унинг коэффициентлари қуйидагича аниқланади:

$$C_n = \frac{1}{T\Delta t} \int_0^T x_{\text{МИК}}(t) e^{-j2\pi nt/T} dt. \quad (18.19)$$

(18.17) ифодани (18.19) ифодага қўйиб ва ўлчамсиз ўзгарувчан катталиқ $\varsigma = \frac{t}{\Delta t}$ ни киритиб, қуйидагини оламиз:

$$\begin{aligned} C_n &= \frac{1}{N\Delta t} \int_0^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \delta(t - k\Delta t) e^{-j2\pi nkt/T} dt = \frac{1}{N} \int_0^N \sum_{k=0}^{N-1} x_k \delta(\varsigma - k) e^{-j2\pi n\varsigma/N} d\varsigma = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \int_0^N \delta(\varsigma - k) e^{-j2\pi n\varsigma/N} d\varsigma. \end{aligned} \quad (18.20)$$

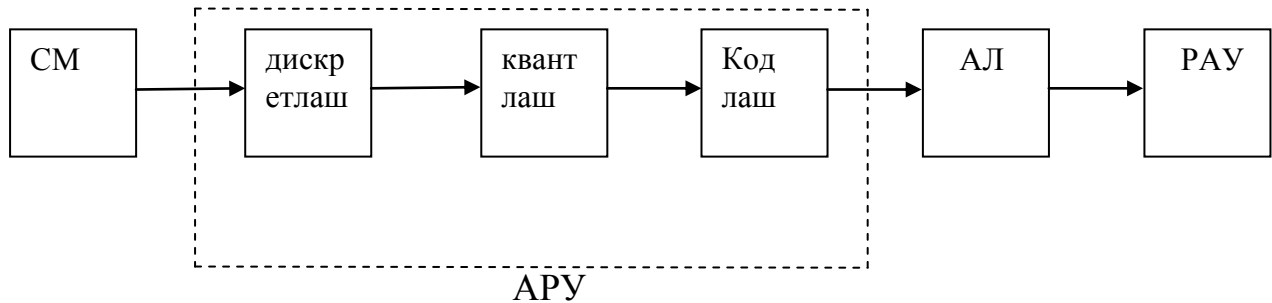
(18.20) ифодадан дельта функциянинг филтрлаш хоссасини қўллаб C_n коэффициентларини аниқлаш учун қуйидаги формулани оламиз:

$$C_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j2\pi nk/N}.$$

Маъруза- 19

АНАЛОГ РАҚАМЛИ ВА РАҚАМЛИ АНАЛОГ УЗГАРТИРГИЧЛАР

Аналог рақамли узгартиргич (АРУ) куйидаги структуравий схема асосида курилади



АРУда биринчи жараен сигнални дискретлаш . Дискретлаш интервали $\Delta t_q \leq \frac{1}{F_m}$ F_m - максимал частота $\Delta f_g = \frac{1}{\Delta t_g} = 2F_m$

Иккинчи жараен квантлаш , сатх буйича квантлашда квантлаш оралиги куйидагича олинади.

$\Delta b = \frac{X_{max} - X_{min}}{L}$ L -квант сатхлар сони $n = \log_2 L$ -квантлар сони

Учинчи жараен кодлаш. Масалан куйидагича кодланиш мумкин.

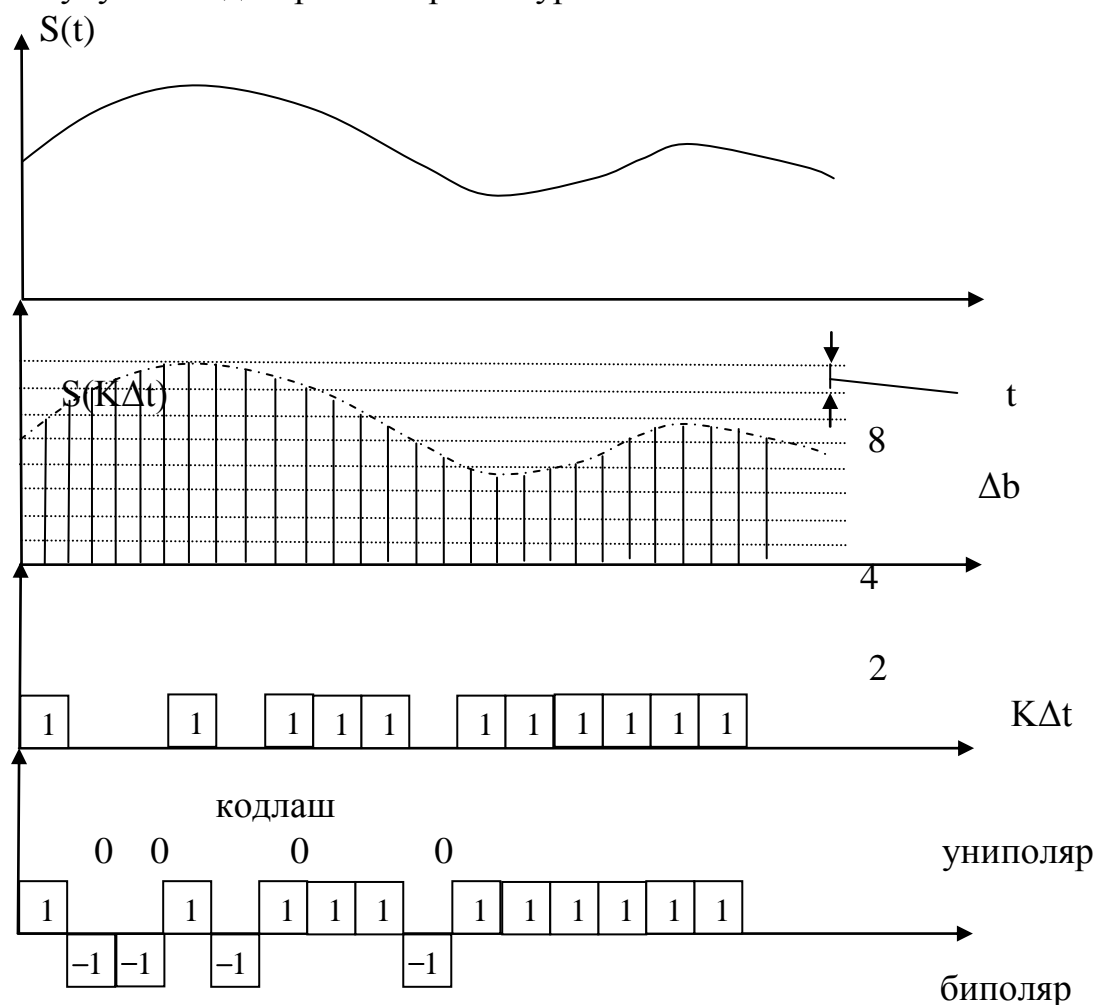
0 000

1 001

2 010

.....

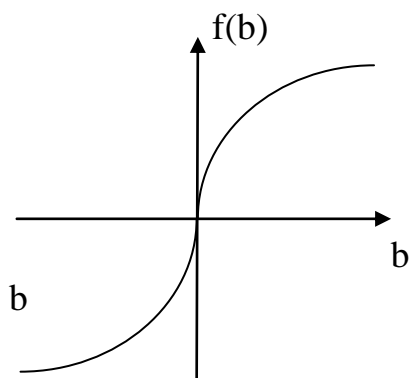
АРҲ учун вақт диаграммаларини куриб чикамиз.



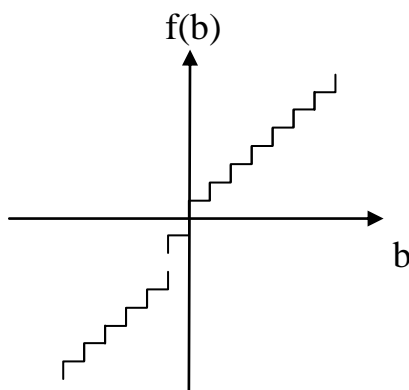
Квантлаш жараенидан куриниб турибдики оний кийматлар учун олинган сатхларда хатоликларга йул куйилади. Бу хатолик куйидаги формула ердамида аникланади.

$$E = \frac{\Delta b^2}{12}$$

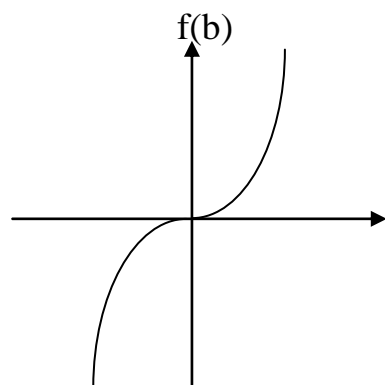
Квантлаш хатолигини бутунлай йукотиб булмайди , уни факат камайтириш мумкин . Камайтириш усулларида бири квантлаш оралиги Δb ни камайтириш мумкин, лекин бу усул ИКМ сигналларда кодларнинг разрядлар сонини оширади. Натижада ИКМ кенгаяди. Купгина холларда квантлаш хатолигини йукотиш мақсадида ночизикли квантлаш амалга оширилади. Бунда сигнал олдин компрессор ердамида сиқилади, кейин тенг кадамли квантланиб кабул килиш томонида экспандер ердамида кенгайтирилади.



Компрессор



квантловчи курилма



экспандер

Импульсли кодли модуляцияни турлари учун математик ифодалар ва вақт диаграммаларни келтирамиз.

1 АИМ

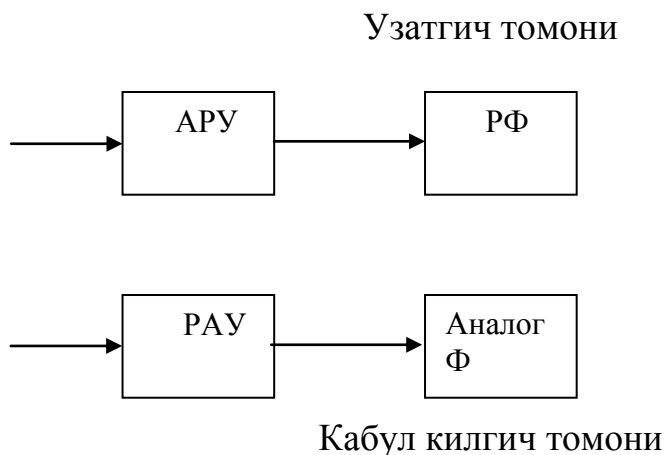
2 КИМ

3 Кенгликли импульс модуляцияси

4 ФИМ

ДИСКРЕТ СИГНАЛЛАРНИ ХАРАКТЕРИСТИКАЛАРИ

Сигналларни ракамли узгартиргичда куйидаги структуравий схемада курсатилган амаллар бажарилади.

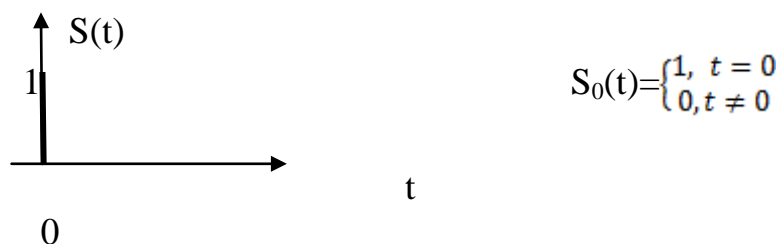


Ракамли филътра берилган сигнал вақт бўйича дискрет ва сатх бўйича квантланган бўлиб, ташкари математик жараен учун коэффицентлар ҳам квантланган бўлади. Сигнал ва унинг коэффицентларининг квантланганлиги ракамли тизимларни тахлил килишда купгина кийинчиликларни келтиради. Шунинг учун тахлил асосан 2 та боскичда амалга оширилади:

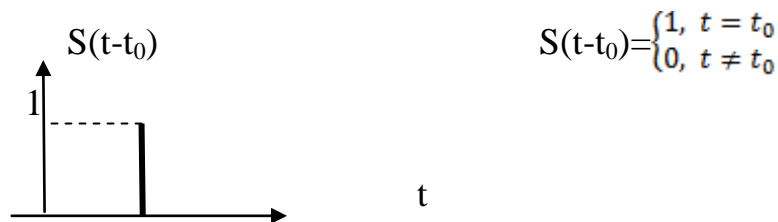
- 1) Сигнал диск лекин квантланмаган деб қараиб филътр коэффицентлари берилган диапазонда ҳар қандай кийматни қабул қилади
- 2) Сигнал ва коэффицентларнинг квантланганлиги этиборга олиниб квантлаш ҳатолиги амалга оширилади

Дискрет сигнал аналог сигнал сингари бир неча усулда ифодаланган бўлиши мумкин. Яъни бундай ҳоллар мисолида сигналлар спектр шаклларида ва фуръенинг дискрет узгартириши қуринишида ифодаланиши мумкин. Ракамли тизимларни тахлил килишда ишлатиладиган оддий дискрет кетма-кетликларни қуриб чиқамиз

- 1) Бирлик импульс



- 2) t_0 вақт моментига кечиктирилган бирлик импульси

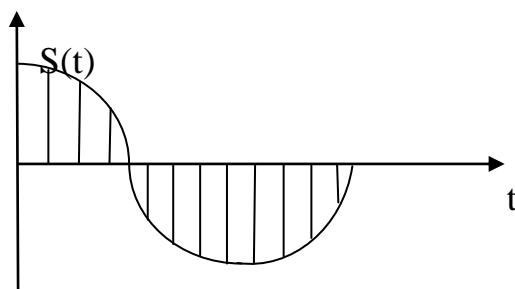


Бу импульс ҳар қандай сигнални дискрет қуринишида ифодалашга имкон беради, яъни дискрет сигнални импульслар ердамида уларнинг йигиндиси қуринишида ифодалаш мумкин.

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a(k) S_0(t - kT)$$

коэффициенти $a(k)$ = масштаб

3) Дискрет гармоник сигналлар



Гармоник сигнални дискрет қуриниши қуйидагича езилади

$$\omega = \frac{2\pi}{T_c} \quad T_c = \text{функция даври}$$

$$S(kt) = \cos \frac{2\pi}{T_c} kT = \cos \omega_0 k$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{N}$$

$$N = \frac{T_c}{T}$$

тактлар сони

4) Дискрет комплекс экспонента

$$S(t) = \exp(j \omega_0 t) = \cos \omega_0 t + j \sin \omega_0 t$$

5) Даражали функция

$$S(t) = \begin{cases} a^t, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}$$

Дискрет сигналларни урганишда Z узгартириш катта аҳамиятга эга. Юқорида келтирилган дискрет сигналларни турларини Z узгартиришини қуриб чиқамиз.

1) Бирлик импульс учун

$$S(t) = \begin{cases} 1, & t = 0 \\ 0, & t \neq 0 \end{cases}$$

$$S(t) = 1$$

$$S(Z) = 1$$

2) Гармоник тебраниш учун

$$S(t) = \begin{cases} \cos \omega_0 t, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}$$

$$S(t) = \cos \omega_0 t = \frac{1}{2} (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}) \quad \text{деб олинади}$$

$$S(Z) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1 - e^{j\omega_0} Z^{-1}} + \frac{1}{1 - e^{-j\omega_0} Z^{-1}} \right) = \frac{Z(Z - \cos \omega_0)}{Z^2 - 2Z \cos \omega_0 + 1}$$

Бу ерда $Z=e^{pT}$ узгартириш текислиги P текисликнинг урганилган кисми $P=\sigma+j\omega$ еки $P=\frac{1}{T}\ln Z$

3) Комплекс экспонента

$$S(t)=\begin{cases} e^{j\omega_0 t}, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad S(Z)=\sum_{n=0}^{\infty} e^{j\omega_0 t} \quad Z^{-1} \\ t=\sum_{t=0}^{\infty} (Z^{-1} e^{j\omega_0 t})^t = \frac{1}{1-Z^{-1} e^{j\omega_0}} = \frac{Z}{Z - e^{j\omega_0}};$$

4) Даражали функция

$$S(t)=\begin{cases} a^t, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad S(Z)=\sum_{t=0}^{\infty} aZ^{-t} = \frac{1}{1-aZ^{-1}} = \frac{Z}{Z-a};$$

ФУРЬЕ ДИСКРЕТ АЛМАШТИРИШИ

Фурье дискрет алмаштириши баъзи хоссаларини эслатиб ўтамиз:

1. Фурье дискрет алмаштириши чизикли ўзгартириш, яъни бир неча сигналлар йиғиндисига уларнинг ФДА йиғиндиси мос келади;
2. ФДАнинг (21.1) формула орқали аниқланадиган $C_0, C_1, C_2, \dots, C_{N-1}$ коэффициентлари сони, узлуксиз сигнал $x(t)$ бир даври давомида олинган оний қийматлари сони N га тенг, бунда $n = N$ бўлса $C_N = C_0$ бўлади;
3. C_0 коэффициенти $x(t)$ сигнал ҳамма оний қийматлари ўртача қийматига, яъни доимий ташкил этувчисига тенг;
4. Агар N жуфт сон бўлса,

$$C_{N/2} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k (-1)^k, \quad (21.1)$$

бўлади.

5. Агар $x(t)$ сигналнинг оний қийматлари $x_k(t)$ ҳақиқий қийматга эга бўлса, у ҳолда ФДАнинг $N/2$ га нисбатан симметрик жойлашган коэффициентлари ўзаро мослашган (сопряженный) жуфтликни ҳосил қилади:

$$C_{N-n} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j2\pi(N-n)k/N} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi nk/N} = e_n^*. \quad (21.2)$$

Шунинг учун $C_{\frac{N}{2}+1}, \dots, C_{N-1}$ коэффициентлар манфий частоталарга тегишли бўлиб, сигнал амплитуда спектрини ўрганиш учун қўшимча маълумот бермайди.

Бирламчи сигнал $x(t)$ ни унинг ФДА орқали тиклаш. Узлуксиз сигналнинг $x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}$ n оний қийматлари учун ФДА коэффициентлари $C_0, C_1, C_2, \dots, C_{N/2}$ аниқланган бўлса, бу коэффициентлар орқали спектри кенглиги чекланган сигнал $x(t)$ ни қайта тиклаш мумкин. бу сигнал учун Фурье қатори қуйидагига тенг бўлади:

$$x(t) = C_0 + 2|C_1| \cos(2\pi t/T + \varphi_1) + 2|C_2| \cos(4\pi t/T + \varphi_2) + \dots + 2|C_{N/2}| \cos(N\pi t/T + \varphi_{N/2}), \quad (21.3)$$

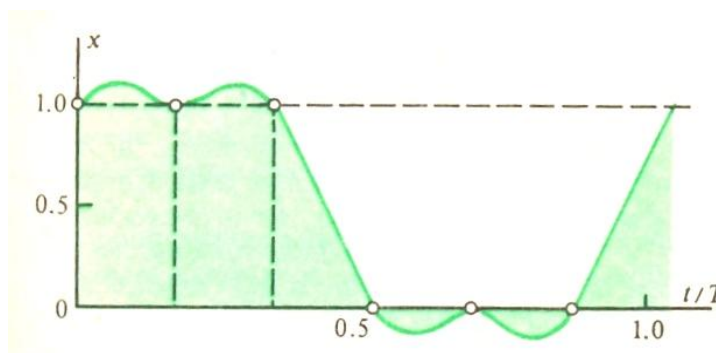
бунда, $\varphi_i = \arctg C_i$ - ФДА коэффициенти фазаси.

Агар дискрет сигнал бир даври 6-та оний қийматлар орқали
 $x(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{3} \cos(2\pi t / T - \frac{\pi}{3}) + \frac{1}{6} \cos(6\pi t / T)$ ифодаланган бўлса, у ҳолда бу сигнални Фурье дискрет
 алмаштириш коэффициентлари орқали қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$x(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{3} \cos(2\pi t / T - \frac{\pi}{3}) + \frac{1}{6} \cos(6\pi t / T), \quad (21.3)$$

бунда, $f_{ю} = \frac{\omega_{ю}}{2\pi} = \frac{1}{2\Delta t} = \frac{N}{2} f_1$ ва $f_1 = \frac{1}{T}$ - сигнал такрорланиш частотаси

биринчи гармоникаси. ФДА коэффициентлари орқали тикланган сигнал 21.1-
 расмда келтирилган.



21.1-расм. ФДА коэффициентлари орқали тикланган сигнал.

Шуни алоҳида таъкидлаш керакки, узлуксиз сигнални (21.3) ифода
 орқали тиклаш тахминий эмас, у спектри чекланган $x(t)$ сигналдан Δt вақт
 оралиқда олинган қийматларга тўлиқ мос келади. Кўп ҳолларда ФДАдан
 фойдаланиш қулай, чунки маълум сондаги гармоникалар йиғиндисидан
 фойдаланилади. Ушбу $x(t)$ даврий сигнални Котельников қатори орқали
 тиклаш учун унинг чексиз кўп ташкил этувчилари қийматларини эътиборга
 олишга тўғри келади.

Фурье тескари дискрет алмаштириши. Дискрет сигнални таҳлил
 қилишни қуйидагича амалга ошириш мумкин. бунда ФДА коэффициентлари
 C_n берилган деб ҳисоблаймиз. $t = k\Delta t$ деб белгилаб, фақат бирламчи
 узлуксиз сигнал $x(t)$ спектрида мавжуд гармоникалар йиғиндисини
 аниқлаймиз. Шундай қилиб $x(t)$ сигнални дискретлаш натижасида
 олинadиган оний қийматларини ҳисоблаш учун Фурье тескари дискрет
 алмаштириши (ФТДА) алгоритми ифодасини оламиз, яъни

$$x_k = \sum_{n=0}^{N-1} C_n e^{j2\pi nk/T}. \quad (21.4)$$

(21.4) ифода худди узлуксиз сигналлардаги Фурье тўғри ва тескари алмаштиришларига ўхшаш бўлиб, унинг дискрет сигнал учун тўғри ва тескари алмаштиришлари ифодаси ҳисобланади.

Фурье тез алмаштириши алгоритми. (21.4) ифода орқали ФДА ёки ФТДА ни ҳисоблаш учун N та кетма-кет элементар комплекс сонлар устидан N^2 та амални бажариш керак. Агар бажариладиган амаллар сони минг ва ундан катта бўлса, у ҳолда дискрет спектр таҳлили алгоритмини реал вақт масштабида амалга ошириш қийинлашади, чунки ҳисоблаш қурилмаларининг тезкорлиги чекланган. Ушбу масалани ечишда Фурье тез алмаштиришидан фойдаланиш керак, бунда бажариладиган ҳисоблаш амаллари сонини сезиларли даражада камайтиришга эришилади. Бунда ФДА ёки ФТДАни амалга оширишда қатор нисбатан кам ташкил этувчилари қатнашади.

Фурье тез дискрет алмаштиришларини амалга ошириш учун x_k оний қийматлар кетма-кетлигини икки қисмга (тоқ ва жуфт тартиб рақамлига қараб) ажратамиз, яъни

$$x_k = \begin{cases} x_{2k} & \text{агар } k \text{ жуфт бўлса} \\ x_{2k+1} & \text{агар } k \text{ тоқ бўлса} \end{cases} \quad (21.5)$$

бунда, $k = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1$.

ФДА n -чи коэффициенти қуйидагича аниқланади:

$$\begin{aligned} C_n &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \left(x_{2k} e^{-j4\pi k n / N} + x_{2k+1} e^{-j2\pi (2k+1) n / N} \right) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \left(x_{2k} e^{-j2\pi k n / N} + e^{-j2\pi n / N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \left(x_{2k+1} e^{-j2\pi k n / N} \right) \right). \end{aligned} \quad (21.6)$$

(21.6) дан кўринадики бирламчи сигнал ФДАнинг $\frac{N}{2} - 1$ тартиб рақамли коэффициентлари бир қисми ФДА икки хусусий кетма-кетликлари коэффициентлари орқали аниқланади, яъни

$$C_n = C_{nK} + e^{-j\frac{2\pi n}{N}} C_{nT}, \quad (21.7)$$

бунда $n = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1$.

Агар тоқ ва жуфт рақамли коэффициентлар кетма-кетлиги $N/2$ давр билан такрорланишини эътиборга олсак, улар сони қуйидагиларга тенг бўлади:

$$C_{nK} = C_{n+N/2K}, \quad C_{nT} = C_{n+N/2T}. \quad (21.8)$$

Бундан ташқари (21.7) ифодадаги кўпайтмани $n \geq \frac{N}{2}$ учун қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$e^{-j\frac{2\pi(\frac{N}{2}+n)}{N}} = e^{-j\pi} e^{-j\frac{2\pi n}{N}} = -e^{-j\frac{2\pi n}{N}}. \quad (21.9)$$

ФДА коэффициентлари иккинчи қисмина аниқлашда қуйидаги ифодадан фойдаланиш керак бўлади:

$$C_{\frac{N}{2}+n} = C_{nK} - e^{-j\frac{2\pi n}{N}} C_{nT} \quad (21.10)$$

(21.7) ва (21.10) ифодалар Фурье тез алмаштириши алгоритмининг асоси ҳисобланади. Ҳисоблашни амалга оширишда итерацион усулдан, сигнал оний қийматларини тоқ ва жуфт тартиб рақамли икки қисмга бўлинади ва шу тариқа ҳар икки қисм яна тоқ ва жуфт тартиб рақамларга бўлинади ва бу жараёни давом эттириш натижасида битта элементдан иборат кетма-кетлик ҳосил бўлишига эришилади. Бунда ушбу элемент ФДА унинг ўзига мос келади.

Z-алмаштириш қисқа назарияси. Z-алмаштириш дискрет ва рақамли қурилмаларни таҳлил этишда кенг қўлланилади. Агар $\mathbf{x} = (x_0, x_1, x_2, \dots)$ - сонлар кетма-кетлиги қандайдир $x(t)$ сигналнинг чекли ва чексиз кўп оний қийматлари тўплами деб ҳисобласак, унга манфий даражали Z-комплекс ўзгарувчи қатори йиғиндисини мос қилиб танлаймиз:

$$X(Z) = x_0 + \frac{x_1}{z} + \frac{x_2}{z^2} + \dots = \sum_{k=1}^{\infty} x_k z^{-k}. \quad (21.11)$$

Бу ҳолда, агар йиғинди мавжуд бўлса (21.11) ифода \mathbf{x} нинг Z-алмаштириши деб аталади. Бу тушунчанинг киритилиши натижасида дискрет кетма-кетликлар хоссаларини уларнинг Z-алмаштиришларини оддий математик анализ усулидан фойдаланиб ўрганиш мумкин.

(21.11) ифода асосида чекли оний қийматларга эга бўлган дискрет сигнал Z-алмаштиришни тўғридан-тўғри аниқлаш мумкин. Ягона оний қийматга эга бўлган $\mathbf{x} = (1, 0, 0, 0, \dots)$ сигналга $X(z) = 1$ мос келади. Агар $\mathbf{x} = (1, 1, 1, 0, 0, 0, \dots)$ бўлса, у ҳолда:

$$X(Z) = 1 + \frac{1}{z} + \frac{1}{z^2} = \frac{z^2 + z + 1}{z^2}. \quad (21.12)$$

Узлуксиз сигналлар Z-алмаштириши. Узлуксиз сигналнинг $t = k\Delta t$ вақтлардаги оний қийматлари тўпламини \mathfrak{X} деб ҳисоблаб, унга мос Z-алмаштиришни танлаш мумкин, яъни

$$X(Z) = \sum_{k=0}^{\infty} x(k\Delta t) z^{-k}. \quad (21.13)$$

Агар $x(t) = e^{\alpha t} = \exp \alpha t$ бўлса, унга қуйидаги Z-алмаштириш мос келади:

$$X(Z) = \sum_{k=0}^{\infty} \exp(\alpha k\Delta t) z^{-k} = \frac{z}{z - \exp(\alpha\Delta t)}, \quad (21.14)$$

ва $|z| > \exp(\alpha\Delta t)$ бўлса, унинг аналитик функцияси ҳисобланади.

Тескари Z-алмаштириши. Комплекс ўзгарувчи z функцияси $X(z)$ доирасимон $|z| > R_0$ ҳудудда аналитик деб ҳисоблаймиз. Z-алмаштиришнинг ажойиб хоссалидан бири $X(z)$ функция узлуксиз сигнал чексиз кўп оний қийматлари (x_0, x_1, x_2, \dots) ни аниқлаш имконини беради. Ҳақиқатдан ҳам (21.11) нинг ҳар икки қисмини z^{m-1} га кўпайтирамиз:

$$X(z)z^{m-1} = x_0 z^{m-1} + x_1 z^{m-2} + x_2 z^{m-3} + \dots + x_m z^{-1} + \dots \quad (21.15)$$

ва (21.15) нинг ҳар икки қисмидан интеграл оламиз. Бунда интеграллаш ёпиқ контури сифатида $X(z)$ нинг ҳамма қутбларини ўз ичига олувчи юза олинади. Бунда Коши теоремасининг асосий қонунидан фойдаланамиз.

$$\oint z^n dz = \begin{cases} 2\pi j, & \text{агар } n = -1; \\ 0, & \text{агар } n \neq -1. \end{cases} \quad (21.16)$$

(21.16) ифоданинг ўнг томони m -тартиб рақамли ташкил этувчисидан бошқа ҳамма ташкил этувчилари учун нольга тенг бўлади, яъни

$$x_m = \frac{1}{2\pi j} \oint z^{m-1} X(z) dz. \quad (21.17)$$

Ушбу формула тескари Z-алмаштириши деб аталади.

РАҚАМЛИ ФИЛЬТРЛАРНИНГ ТУЗИЛИШИ ВА АСОСИЙ ТАВСИФЛАРИ

Рақамли фильтр деб чекланган фарқлар тенгламаси алгоритмини амалга оширувчи ҳисоблаш қурилмасига айтилади.

$$y_p(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m x_p(k-m)T - \sum_{i=1}^{L-1} b_i y_p(k-i)T,$$

бунда $x_p(kT)$ - кириш сигнали оний қийматлари, $y_p(kT)$ - чиқиш сигнали оний қийматлари, a_m ва b_i - коэффициентлар, $T=\Delta t$ – дискретизациялаш оралиғи.

Чизиқли рақамли фильтрлар қуйидаги турларга бўлинади:

- a_i ва b_i коэффициентлари ўзгармас бўлган ва параметрлари ўзгарувчан бўлган қурилмалар;
- рақамли норекурсив (трансверсал) фильтрлар деб ҳамма коэффициентлари $b_i = 0$ бўлган ва чиқиш сигнали фақат кириш сигналига боғлиқ фильтрларга айтилади;
- рақамли рекурсив фильтрлар деб b_i коэффициентлари нольга тенг бўлмаган, яъни чиқиш ва кириш орасида боғланиши бўлган фильтрларга айтилади.

Дастлаб ўзгармас коэффициентли рақамли норекурсив фильтрлар тузилиши ва тавсифларини кўриб чиқамиз. Бу турли фильтрлар учун юқоридаги ифода асосида қуйидаги чекланган фарқ тенгламасини оламиз:

$$y_p(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m x_p(k-m)T.$$

Z ўзгартиришни қўллаб норекурсив филтрнинг узатиш функцияси ифодасини оламиз:

$$K_H(Z) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m z^{-m}.$$

$z = e^{j\omega T}$ белгиланишини киритиб норекурсив рақамли фильтр комплекс частота характеристикасини ифодаловчи формулани қуйидаги кўринишда ифодалаймиз:

$$K_H(j\omega) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T}.$$

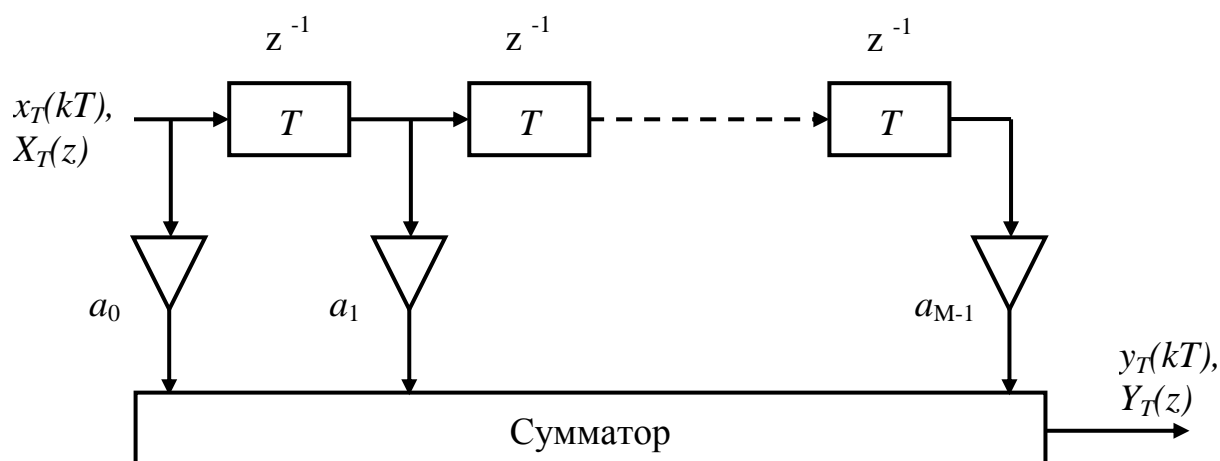
Норекурсив фильтр амплитуда-частота характеристикаси асосида қуйидагича аниқланади:

$$A_H(\omega) = |K_H(j\omega)| = \left| \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T} \right|,$$

ва унинг фаза-частота характеристикасини аниқлаймиз:

$$\theta_H(\omega) = \arg|K_H(j\omega)| = \arg \left| \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T} \right|.$$

вақт характеристикасида алгоритмларни бажариш норекурсив рақамли филтърнинг қуйидаги структурасини акс этиради (22.1-расм).



22.1-расм. Рақамли норекурсив филтър структуравий схемаси.

22.1-расмдаги схемада Т-звеноси кириш сигналини бирламчи аналог (узлуксиз) сигнални дискретлаш оралиғи Т вақтга кечиктиради. Ушбу Т-звенонинг Z алмаштириш натижасидаги кўриниши Z^{-1} шаклида бўлади.

Рақамли филтърнинг импульс характеристикаси унинг бирлик импульсга акс таъсирига тенг бўлиб, натижада қуйидаги кўринишда бўлади:

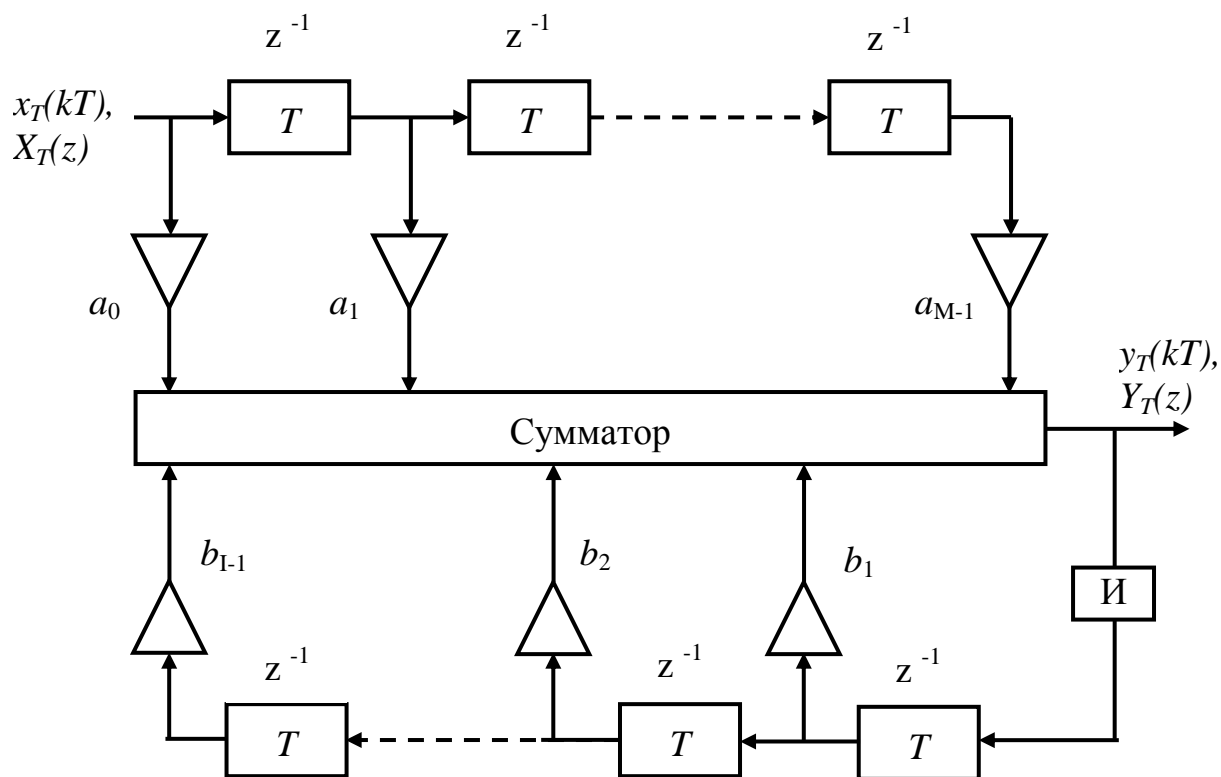
$$K_H(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \delta(k-m)T,$$

бунда $\delta(k-m)$ - бирлик дельта импульс.

Рекурсив филтър чекланган фарқли тенглама билан ифодаланadi. (17.40) тенгламани тўғридан-тўғри амалга ошириш 22.2-расмда келтирилган рақамли рекурсив филтър структуравий схемасини келтириб чиқаради.

Рекурсив филтърнинг норекурсив филтърдан фарқи, унда филтърнинг чиқиши ва киришининг тескари боғланишга эгалигидир. Бу боғланиш

занжири рақамли филтр унинг характеристикасининг сифат бўйича яхшиланишига олиб келади. Тескари боғланиш занжирида кириш сигнали фазасини 180° га ўзгартирувчи “И” элементи бўлиб, у +1 импульсни -1 импульсга айлантиради ва аксинча.



22.2-расм. Рақамли рекурсив филтр структуравий схемаси.

Z-алмаштиришни қўллаб рекурсив филтр узатиш коэффиценти ифодасини оламиз:

$$K_p(Z) = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} a_m z^{-m}}{\left(1 + \sum_{i=0}^{i-1} b_i z^{-i}\right)}.$$

$z = e^{j\omega T}$ ни киритиб рекурсив филтр комплекс частота характеристикасини аниқлаймиз:

$$K_p(j\omega) = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} a_m z^{-j\omega T}}{\left(1 + \sum_{i=0}^{i-1} b_i e^{-j\omega T}\right)}.$$

рекурсив филтр амплитуда-частота характеристикасини қуйидагича аниқлаймиз:

$$A_H(\omega) = |K_p(j\omega)| = \left| \frac{\sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T}}{\left(1 + \sum_{i=0}^{i-1} b_i e^{-ji\omega T}\right)} \right|.$$

Шунингдек норекурсив фильтр фаза-частота характеристикаси учун қуйидаги ифодани оламиз:

$$\theta_p(j\omega) = \arg|K_p(j\omega)| = \arg \left| \frac{\sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T}}{\left(1 - \sum_{i=0}^{i-1} b_i e^{-ji\omega T}\right)} \right|.$$

Тескари боғланиш занжирини узиб, рақамли рекурсив филтърнинг тўғри ва тескари занжирларининг импульс характеристикасини аниқлаш мумкин.

$$K_A(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \delta(k-m)T, \quad K_B(kT) = \sum_{i=0}^{i-1} b_i \delta(k-m)T.$$

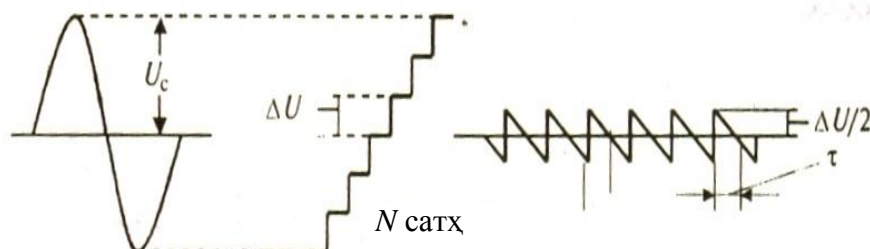
Рекурсив рақамли филтърнинг частота характеристикаси дискрет сигнал спектридек даврий бўлади, аммо такрорланиш частотаси $F = 1/T$ га тенг бўлмайди. Амплитуда-частота характеристикаси a_i ва b_i коэффициентларга боғлиқ равишда ўзгаради.

Норекурсив ва рекурсив рақамли филтърларнинг амплитуда-частота характеристикаларининг фарқланиши рекурсив филтърда тескари боғланиш занжирининг мавжудлиги билан асосланади. Натижада рекурсив филтър ёрдамида тор полосали амплитуда-частота характеристика олиш мумкин, аммо унинг фаза-частота характеристикаси тебранувчан шаклга эга бўлади, натижада рекурсив рақамли филтърнинг генерация ҳолатига ўтиш эҳтимоллиги ошади.

Рақамли филтърлашда аналог сигналларни рақамлига ўзгартиришдаги квантлар шовқинини ҳам эътиборга олиш керак. Ушбу масалани кўриб чиқамиз. Квантлаш натижасида аналог сигналнинг оний қийматлари рухсат этилган стаҳлар билан алмаштирилади ва рақамлар билан белгиланади. Сатҳлар сони эса ўз навбатида иккилик код билан кодланади. Бунда сигналнинг умумий сатҳи ва унинг қаршилиги 1 Ом бўлган юкламада ҳосил қиладиган қуввати (22.2-расм) қуйидагига тенг бўлади:

$$U_c = \frac{N\Delta U}{2}, \quad P_c = \frac{U_c^2}{2} = \frac{N^2\Delta U^2}{8},$$

бунда N – квантланган сатҳлар сони ва ΔU - икки қўшни квантлаш сатҳи орасидаги фарқ.



17.8-расм. Квантлар шовқинини аниқлашга доир.

Оддий қараганда квантлаш хатолиги икки қўшни квантлаш сатҳи орасидаги фарқ ΔU нинг ярмидан ошмайди ва такрорланувчи аррасимон бўлади, яъни $u_u(t) = U_u(t/\tau)$ (17.8-расм). бу хатоликни квантлаш шовқини ёки ҳалақит деб ҳисоблаш мумкин. ушбу квантлаш ҳалақитининг қаршилиги 1 Ом бўлган юкламадаги қуввати

$$P_u = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} u_u^2(t) dt = \frac{U_u^2}{\tau^3} \int_0^{\tau} t^2 dt = \frac{U_u^2}{3} = \frac{\Delta U^2}{12}.$$

(Юқоридаги ифодалардан фойдаланиб рақамли филтр чиқишидаги фойдали сигнални ҳалақитга нисбатини аниқлаш мумкин,

$$q^2 = \frac{P_c}{P_u} = \frac{N^2 \Delta U^2 / 8}{\Delta U^2 / 12} = \frac{3}{2} N^2 \approx 2^{2n} \text{ ёки } \left(q^2 \right)_{\text{дБ}} = 10 \lg \left(q^2 \right) = 6n \text{ (дБ)}.$$

Шундай қилиб сигнал-ҳалақит нисбати бир квантлаш разряди квантлаш шовқини таъсирида 6 дБ бўлади.

Рақамли филтр сифатида чекланган фарқли тенгламадаги алгоритмларни амалга оширувчи махсус сигнал процессорларидан фойдаланиш мумкин. сигнал процессорлари бир вақтнинг ўзида АРЎ ва РАЎ вазифаларини ҳам бажаради.

ФУРЬЕ ТЕЗ АЛМАШТИРИШЛАРИ

Фурьенинг дискрет узгартиришида дискрет кетма-кетликла узлуксиз давом этганида катта микдорда арифметик жараенларни амалга оширишга тугри келади. Бу эса уз навбатида ПК ларни кайта ишлаш вақтини тезлаштиришни талаб қилади. Бу тарзда арифметик жараенлар сонини ва тартибини камайтириш мақсадида фурьенинг тез алмаштириши қулланилади. Фурьенинг тез алмаштиришида ФТА бир улчовли сонларни 2 улчовли сонлар массивига айлантириш услуги қулланилади.

Ушбу усулда N та кетма-кетлик 2 та кетма-кетликка ажратилади. Ток ва жуфт аъзоларга бўлинади. Бунда

$$X_1(n)=x(2n); \quad x_2(n)=x(2n+1); \quad n=0,1,\dots,\frac{N}{2}-1;$$

Ушбу ҳол учун фурьенинг дискрет алмаштириши қуйидаги қуринишга эга бўлади

$$G(k)=\sum_{n=0}^{N-1} x_1(n) e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nk} + \sum_{n=0}^{N-1} x_2(n) e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nk} = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n) W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n+1) W_N^{(2n+1)k}$$

Бу ерда $W_N^2 = [e^{j(2\pi/N)}]^2 = W_{N/2}$

Охирги ифодани инобатга олган ҳолда Фурьенинг дискрет алмаштириши қуйидаги қуринишни олади

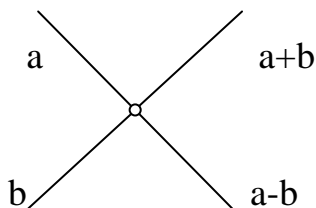
$$G(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_1(n) W_{\frac{N}{2}}^{nk} + W_N^{\frac{N}{2}-1} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_2(n) W_{\frac{N}{2}}^{nk}$$

$$G(k) = G_1(k) + W_N^k G_2(k)$$

Фурьенинг тез алмаштиришини аниқроқ қуриш мақсадида 8 та нуктали йуналтирилган графа қуринишидаги узгартиришни қуриб чиқамиз. Бунинг учун дастлаб графадаги белгиланишларга аниқлик киритамиз.

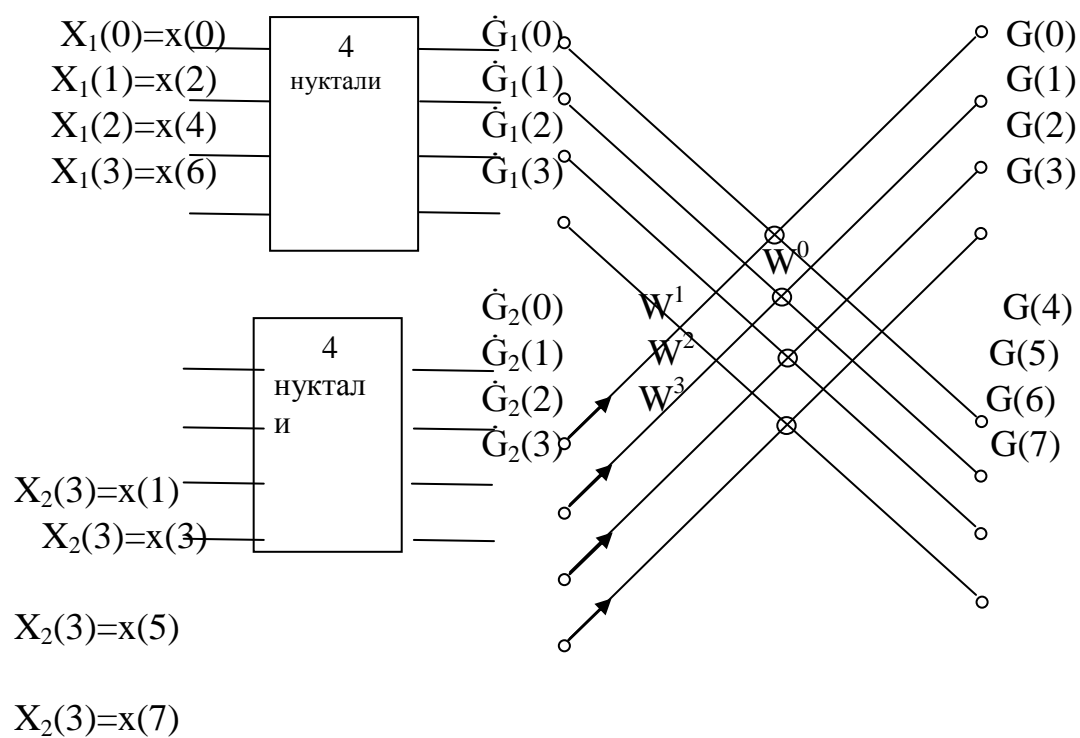
○ - бу шакл қушиш еки айириш амалини бажаришни курсатади. Тепага йуналтирилган бўлса қўшиш акс ҳолда айириш. Йуналтирилган стрелка эса қупайтмани билдиради.

Қупайтувчи стрелкани ёнида қўрсатилади.



$$a \xrightarrow{W^k} aW^k$$

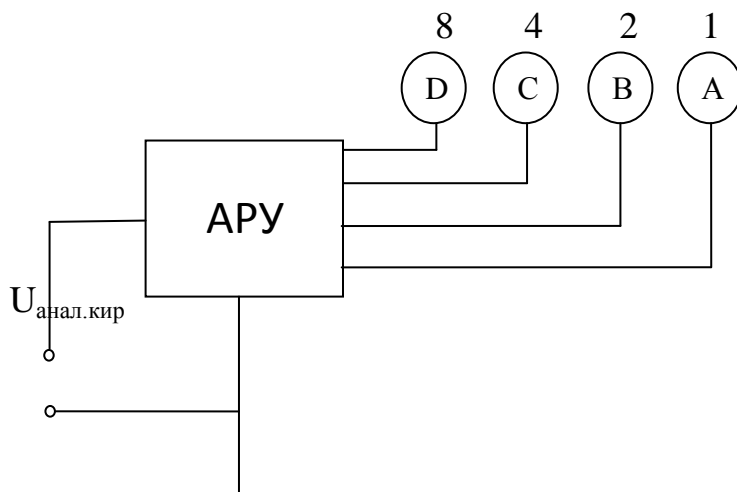
Ушбу мисол учун 4 талик узгартиргичдан фойдаланамиз



Маъруза -24

АРУ СТРУКТУРАВИЙ СХЕМАСИ, ИШЛАШ ТАРТИБИ

Дастлаб АРУни база структуравий схемасини куриб чикамиз



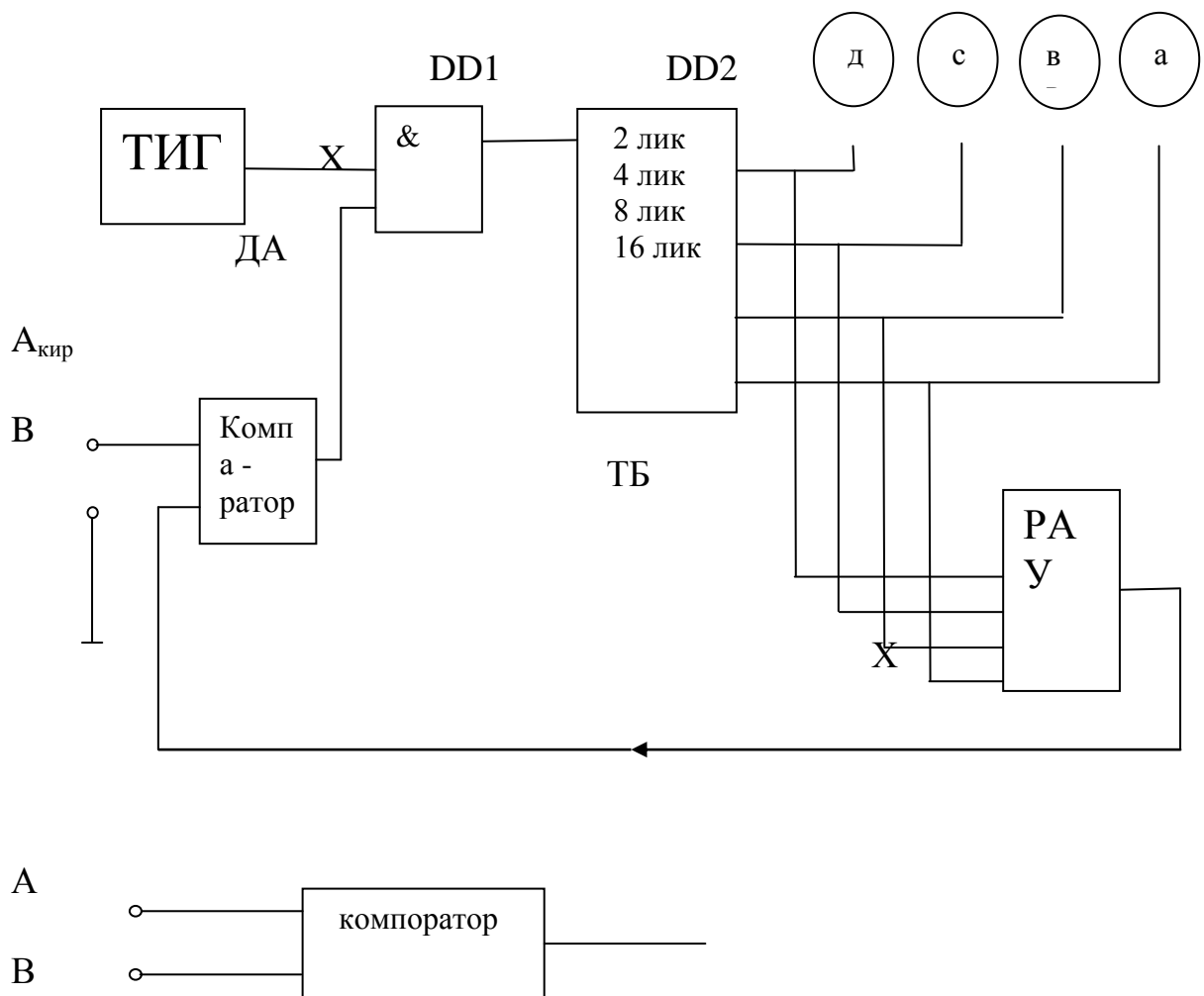
Ушбу АРУ учун хакконийлик жадвалини келтирамиз. Шунинг эътиборига олиш керакки киришга берилаётган кучланиш киймати $0 \div 3$ ораликда узгарсин

Хакконийлик жадвалида иккилик сигнални ҳосил қилишни куриб чикамиз:

№	Аналог кириш	D	C	B	A
	Волтлар	8	4	2	1
0	0	0	0	0	0
1	0,2	0	0	0	1
2	0,4	0	0	1	0
3	0,6	0	0	1	1
4	0,8	0	1	0	0
5	1	0	1	0	1
6	1,2	0	1	1	0
7	1,4	0	1	1	1
8	1,6	1	0	0	0
9	1,8	1	0	0	1

10	2	1	0	1	0
11	2,2	1	0	1	1
12	2,4	1	1	0	0
13	2,6	1	1	0	1
14	2,8	1	1	1	0
15	3	1	1	1	1

Бу жадвалдан куриниб турибдики биринчи сатх 00, иккинчиси 0,2 вольтга тугри келади. АРУ чиқишда эса 0 вольт учун 0000, 0.2 вольт учун эса 0001 комбинатсияси мос келади. Бундан хулоса килиб айтиш мумкинки хар бир сатр 0,2 вольтга фарк килади. Бундай хакконийлик жадвалига эга булган АРУ келтирамыз.



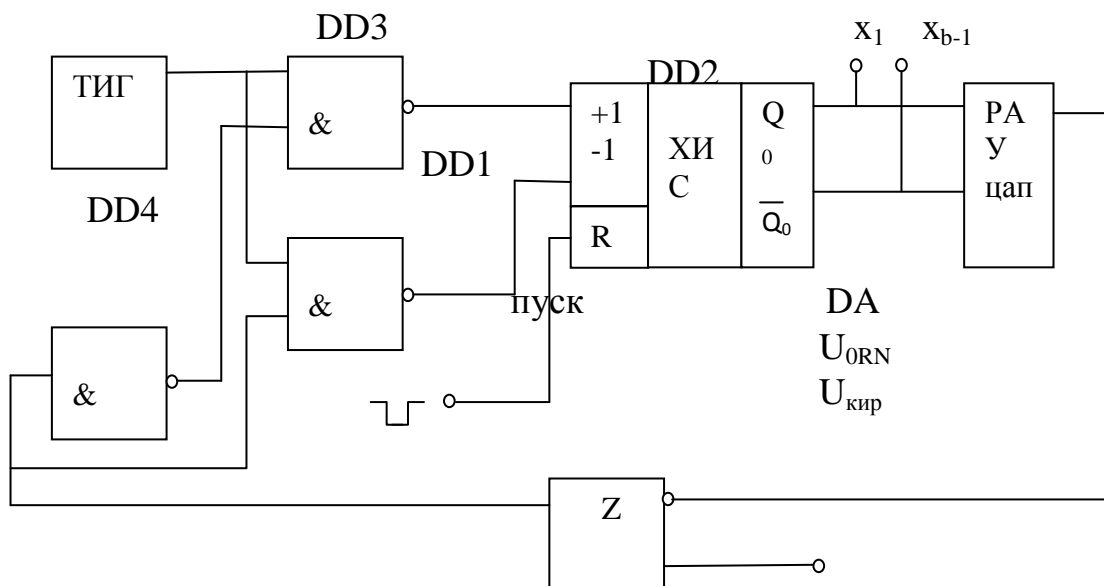
ТИГ-тартибли импулслар генератори
DD1-логик “Т” элементи
DD2-счетчик
DA-компаратор

Схемада компораторнинг вазифаси А киришдаги яъни аналог киришидаги кучланиш билан В киришидаги яъни РАУ чикишидаги кучланишларни таккослашдан иборат. Агар аналог киришидаги яъни А киришдаги кучланишни киймати В киришдаги кучланишга нисбатан катта булса компораторнинг чикиши DD1 нинг киришига логик 1 берилади. “Г” элементи очик хисобланади ва хисоблагичнинг киришига узатилади. Хисоблагичнинг вазифаси чикишида ракамли сигнал хосил килишдир. Хакконийлик жадвалидан куруниб турибдики хисоблаш аста-секин ошиб боради (иккилик код учун разряд ошиб боради)

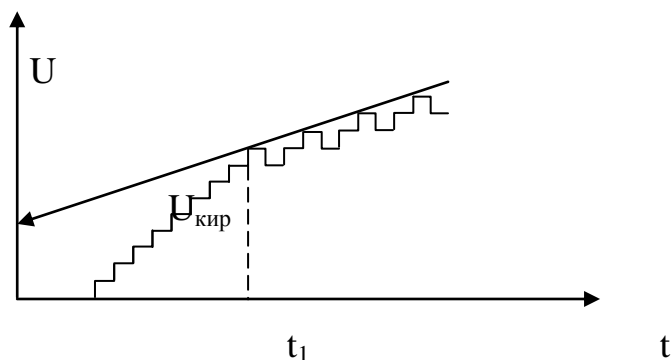
Хисоблаш жараени В киришдаги кучланишни А киришдагига нисбатан катта булгунига кадар давом этади. Бу ҳолатда компоратор чикишида логик 0 “Г” элементи епилади ва хисоблаш тухталади. АРУни ишлашини мисоллар тарикасида куриб чикамиз. Масалан компораторни Х чикишида логик 1 булса хисоблагични ҳолати 0000 булсин. Схемадаги аналог киришга (А нуктага) 0,55 вольт кучланиш берилсин. Х нуктадаги логик 1 “Г” элементи очилишини таъминлайди ва хисоблагичга импульс берилади. Бунда хисоблагич 0001 ҳолатга утади. Бу комбинатсияга РАУ мос равишда 0,2 вольт кучланиш чиқариб беради. Яъни бу дегани В киришда 0,2 вольт А киришда вольт ва компораторнинг чикишида логик 1. Бу логик 1 “Г” элементини очик ҳолатини таъминлайди, хисоблагич чикишида эса 0010 комбинатсия хосил килинади. Бу комбинатсияга мос келувчи 0,4 вольт В киришга берилади. Жараен яна бир марта айлангандан сунг яъни В киришда 0,6 вольт булганида компоратор чикишида 0 хосил килинади ва хисоблагичга импульс узатилиши тухтатилади. Ушбу куриб чиқилган АРУ динамик компенсатсион АРУ дейилади. Бундай деб номланишига сабаб АРУда кучланишни чизикли узгаришидир.

ЦИКЛИК БУЛМАГАН АРУ

АРУ ни ишлаш тезлигини ошириш учун реверсив хисоблагичлар ишлатилади ва бу хисоблагичлар циклик булмаган режимда ишлайди. Структуравий схемасини келтирамыз:



Олдинги схемага нисбатан ушбу АРУ да DD3 икки “1” элементи ва DD4 инвертор ишлатилади. Дастлаб DD2 хисоблагичнинг ҳолати “0” ҳолатида бўлади DD2 нинг +1 киришига тактли импульслар генераторидан (ТИГ дан) импульслар кетма-кетлиги берилади. Натижада чиқишда код ошиб боради. РАУ кучланиши ҳам ошади. Бу жараен t_1 вақтгача давом этади. DA компараторни ишга тушиши DD1 элементига пассив сигнални DD2 ни +1 киришига узатилиши билан боғлиқ. Чиқиш кучланиши вақт диаграммасини келтирамыз

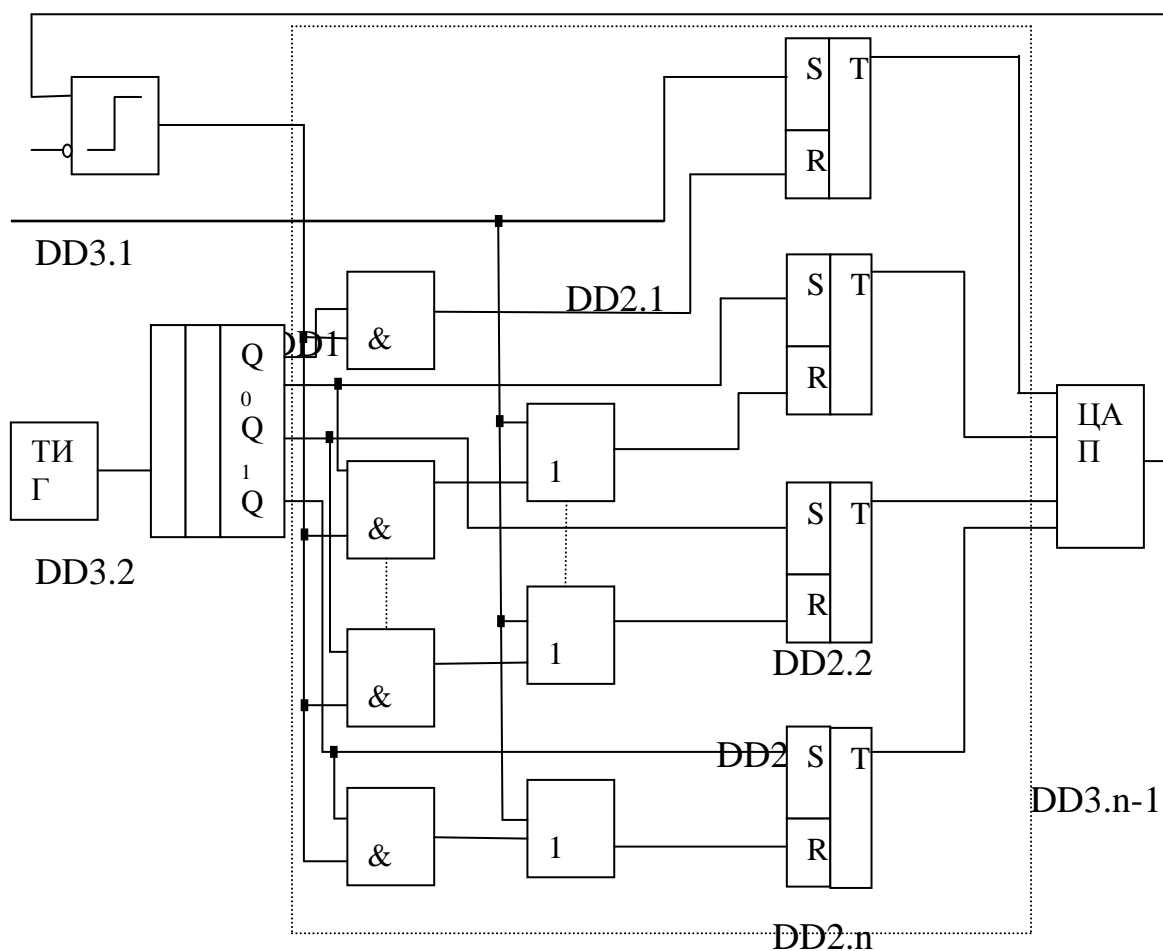


Графикда курсатилган t_1 вақт моментигача ҳар иккала АРУ (циклик ва циклик булмаган) бир хилда ишлайди. Киришдаги кучланиш билан РАУ чиқишидаги кучланиш иккаласининг қиймати бир хил бўлган вақтдан

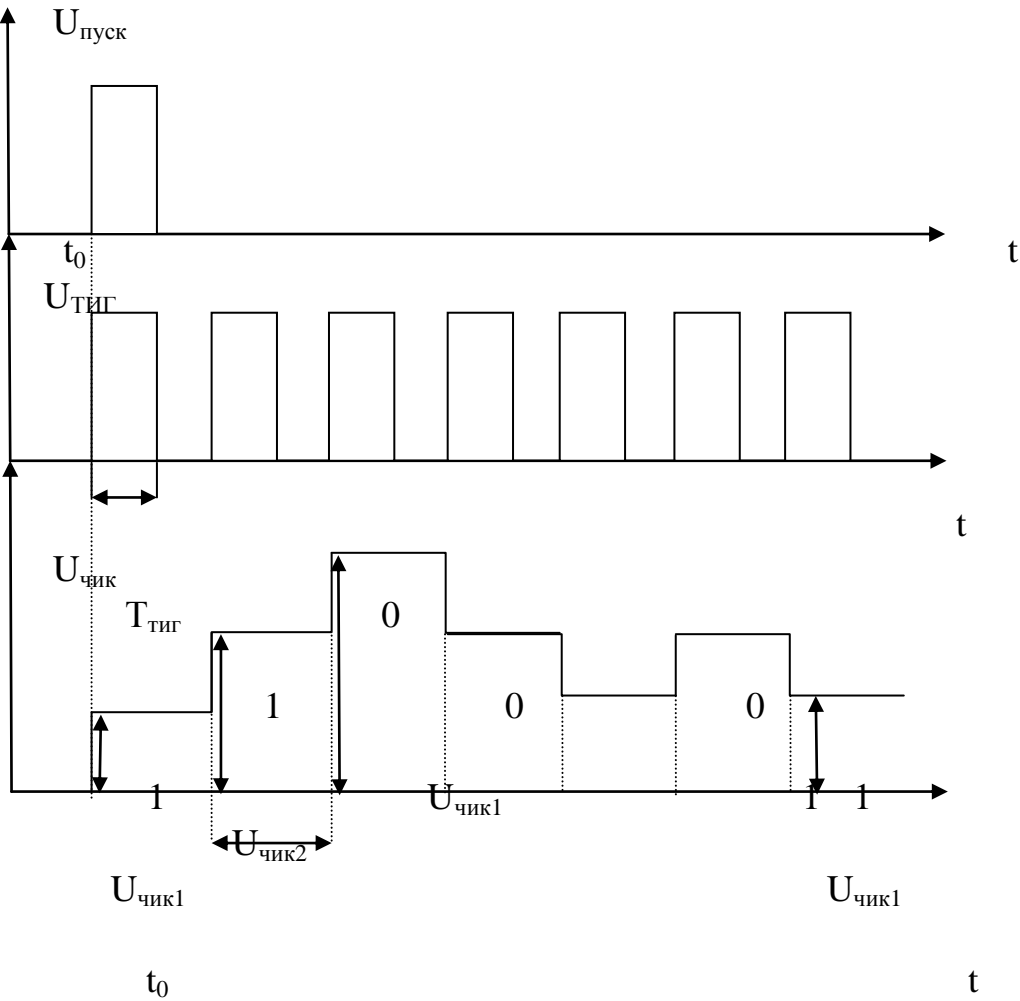
бошлаб компараторнинг кейинги уланиши содир булади, t_1 вақтдан кейин циклик булмаган АРУ да кириш кучланиши узгаришига караб декремент жараен бошланади яъни чиқиш коди камаяди. Битта камайиш кодидан кейин графикда курсатилганидек код яна ошади. Бу эса АРУ узгариш вақтини камайтиради. t_1 вақт моментида олдинги жараен такрорланмайди. Графикда курсатилган t_1 вақт моментида кейинги жараен тезлигини билдиради. Бу схемани камчилиги t_1 вақтнинг катталигидир.

25.1 РАЗРЯДЛИ КОДЛОВЧИ АРУ

Разрядли кодловчи АРУ ларда кетма-кет якинлашувчи регистрлар кулланилади. Шунинг учун ҳам букетма-кет якинлашувчи ҳам дейилади. Бу турдаги АРУ нинг схемаси.

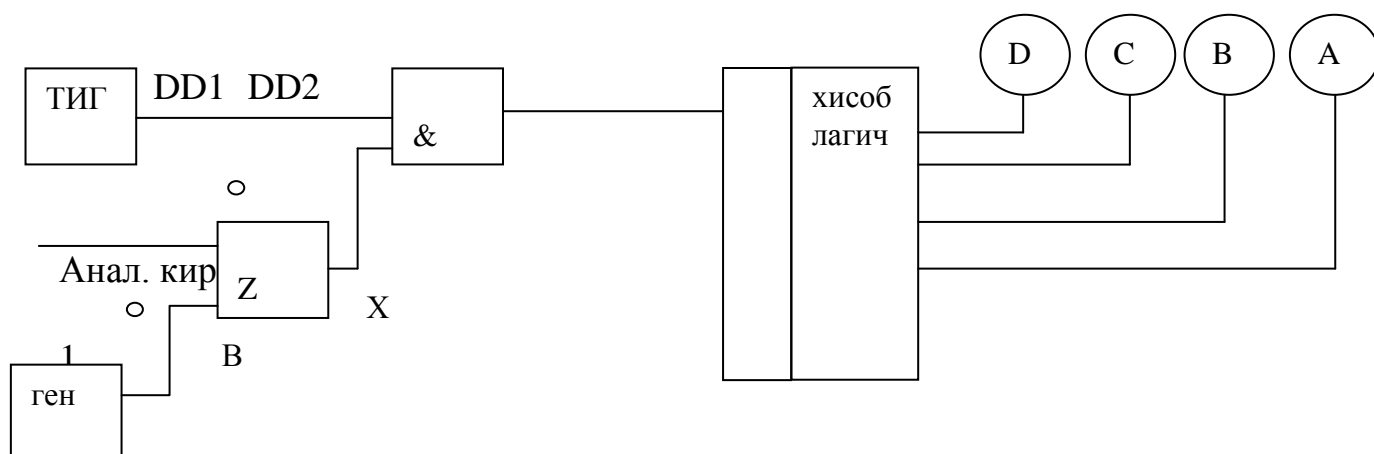


Кетма-кет якинлашувчи регистрга эга булган АРУ ни ишлашини курсатувчи
вакт диаграммани келтирамиз

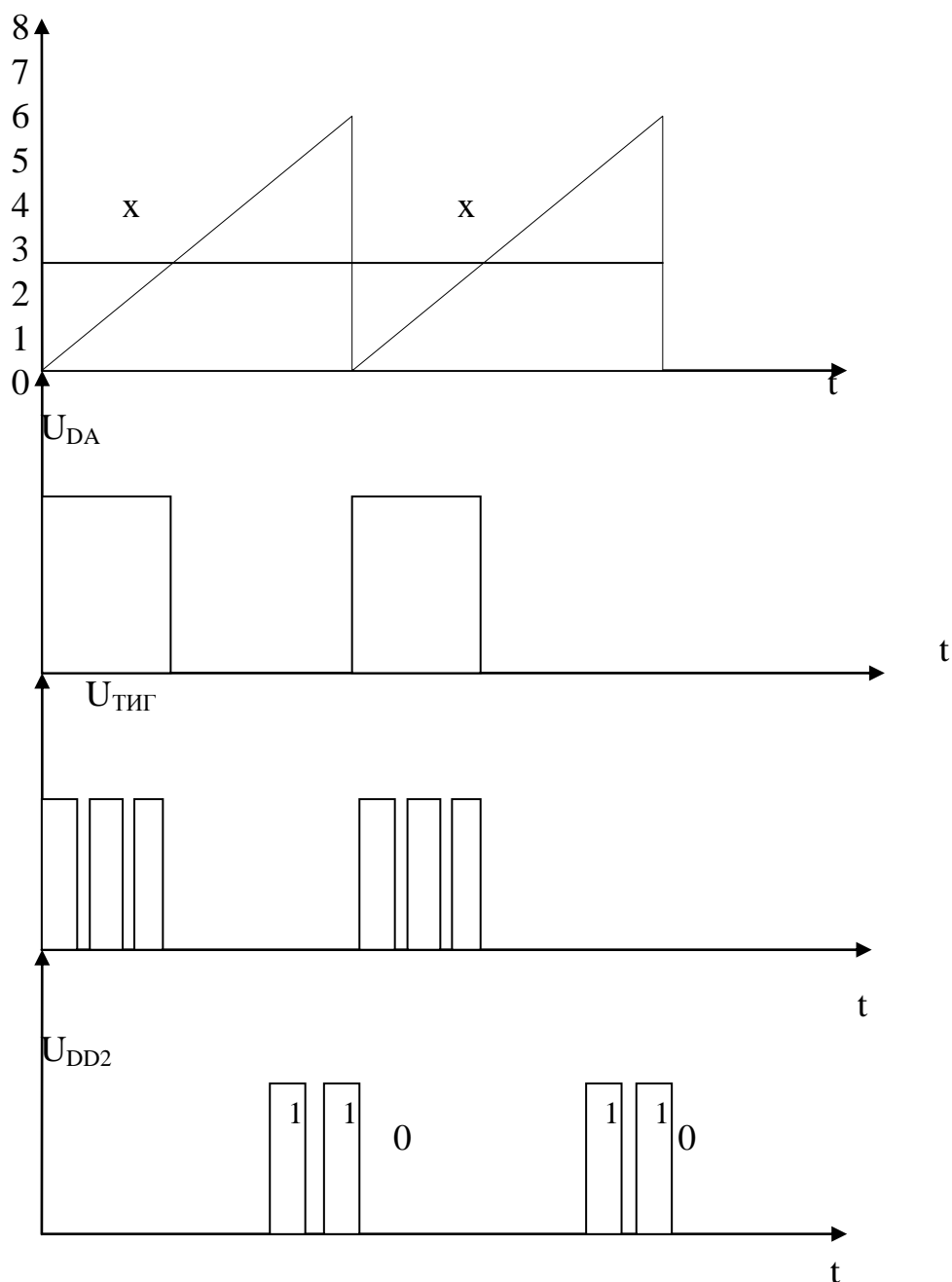


ФРОНТ

Схемасини келтирамиз



Динамик компенсацияловчи АРУдан фарқи шундаки бу АРУда чизикли узгарувчи кучланиш генератори ишлатилади. Ушбу генератор аррасимон кучланиш ишлаб чиқаради. Сигналнинг шакли деярли учбурчакли тебранишга ухшайди. АРУ ни ишлаш тартибини қуриб чиқамиз. АРУ нинг аналог киришига 3 вольт кучланиш берилсин. Чизикли узгарувчи кучланиш шу қийматгача ошиб боради. Бу вақт оралигида компаратор ДА нинг чиқишида логик 1 ҳосил қилинади, бу эса DD1 элементини очик бўлишини таъминлаб ҳисоблагич чиқишига ТИГ дан импульслар берилади. Компараторнинг в киришидаги кучланиш а га нисбатан катта бўлиши билан компараторнинг чиқишида логик 0 ҳосил бўлади. Ушбу жараёнларни вақт диаграммасини қуриб чиқамиз.



Графикдан куришиб турибдики “i” элементининг чиқишида 3 та тактли импульс ҳосил қилинади. В киришдаги ва А киришдаги кучланишларнинг қиймати бир хил булганида (графикда Х нукта) “i” элементи ёпилади. DD2 элементи чиқишидаги 0011 ҳосил булади. Ушбу АРУнинг камчилиги шундаки кучланишнинг катта қийматларида узгартириш учун ҳисоблагичда куп вақт сарфланади. Масалан 8 разрядли иккилик чиқишда 255 гача ҳисоблашга тугри келади.

25.1 Икки марта интегралловчи АРУ

Ушбу АРУ утган мавзудаги АРУнинг бир тури булиб унинг асосий томони шуки юкори аниқликка эга ва шовкиндан химояланган. Асосий

схемаси юкорида келтирилган схема билан бир хилдир, факат фарки шуки интегралловчи занжир ишлатилади. Хар кандай сигнал информацийон ташкил этувчидан ташкари такрорланиш даври $T_{\text{ш}}$ булган халакитлардан ташкил топади. Масалан манба кучланишида шовкин элементларнинг хусусий шовкинларидир. У холда сигнални ифодасини куйидагича ифодалаш мумкин.

$$U_c = U_{\text{инф}} + \sum_{i=1}^{\infty} U_{\text{ш}i} \sin 2\pi t / T_{\text{ш}i}; \quad (1)$$

Бу ерда U_c сигналнинг маълум вақт оралигида олинган дискрет оний кийматлари. $U_{\text{ш}}$ шовкиннинг амплитудаси, $U_{\text{инф}}$ информация ташувчи. Агар узгартириш жараёнида U_c сигнал интегралланса $T_{\text{ш}}$ шовкин даврига булинувчи интеграллаш вақти олинади яъни куйидагича

$$U = \int_0^{nT_{\text{ш}}} U_c(t) dt = U_{\text{инф}} nT_{\text{ш}} \quad (2)$$

Бундай ёндашиш факатгина интегралловчи АРУ га тегишлидир. дастлабки маълум вақт оралигида сигнал аналог интегратор ёрдамида интегралланади. Бошлангич вақтда интегратор чиқишидаги кучланиш 0 га тенг деб олинади. кейинги вақторалиги яъни t_1 вақтда куйидаги ифода оркали кучланиш аникланади.

$$U_1 = \frac{1}{RC} \int_0^{t_1} U_c(t) dt = \frac{U_{\text{инф}} t_1}{RC} \quad (3)$$

Кейин интеграторнинг киришига информацийон кучланиш кутбига карама-карши булган эталон кучланиши берилади. Бу кучланишнинг таъсири чиқиш кучланишининг киймати 0 га яқинлашгунича давом этади. Эталон кучланиш доимий булгани учун t_1 , t_2 вақт оралигидаги интегратор чиқишидаги кучланишни куйидагича аниклаш мумкин.

$$U_1 = \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} U_{\text{эт}}(t) dt = \frac{U_{\text{инф}} t_1}{RC} - \frac{U_{\text{эт}} (t_2 - t_1)}{RC} \approx 0 \quad (4)$$

4-ифодадаги интеграллаш ифодаси куйидагига тенг.

$$Dt = t_2 - t_1 = \frac{U_{\text{инф}} t_1}{U_{\text{эт}}} \quad (5)$$

5-ифодадан куруниб турибдики кириш сигнали ва эталон кучланишини интеграллаш вақтига боглик боглик булади. Δt интервалида тактли импульслар ва информация ташувчининг амплитудаси хисоблагич чиқишидаги хосил булган кодга тугри пропорционалдир, яъни куйидагича

$$M = \frac{U_{\text{инф}} f_t t_1}{U_{\text{эт}}} \quad (6)$$

f_t - тактли импульслар частотаси агар куйидаги шарт бажарилса
 $|U_{эт}| > |U_{инф}|$ $t_1 > \Delta t$

t_1 , Δt дан катта булади ва унинг киймати куйидагича аникланиши мумкин.

$$t_1 = 2^b / f_t \quad (7)$$

бу ерда f_t -ТИГ импульслари частотаси

b - квантлаш оралиги

7 ни 6 га куйсак

$$M = \frac{U_{инф} 2^b}{U_{эт}} \quad (8)$$

Бу ифодага асосан кодлар сони квантлаш оралигига боглик. ТИГ частотасига боглик эмас. Шунинг учун ҳам икки марта интегралловчи АРУ динимик компенсация АРУга нисбатан аниклиги бир неча марта катта .

ДОИМИЙ ПАРАМЕТРЛАРГА ЭГА ДИСКРЕТ ЧИЗИКЛИ ЗАНЖИРЛАР(ДПДЧЗ)

Чизикли дискрет занжир деб шундай занжирга айтиладики унинг киришига $x_1(n)$, $x_2(n)$ кетма-кетлик берилганда унинг чиқишида мос равишда $y_1(n), y_2(n)$ хосил булса ва киришга $a_1x_1(n) + a_2x_2(n)$ берилганда чиқишида $a_1y_1(n) + a_2y_2(n)$ кетма-кетлик хосил қилинади. ДПДЧЗ асосан қуйидаги катталиклар билан характерланади.

- 1) импульс характеристикаси $g(n)$
- 2) частота характеристикаси $k(\omega\delta)$
- 3) системали функцияси $H(z)$

ДПДЧЗ нинг импульс характеристикаси деб унинг киришига якка импульс берилганда чиқишида хосил буладиган жавоб сигналга айтилади.

$$X(n)=S_0(t) \qquad g(n)=y(n)$$

Частота характеристикаси деб киришдаги $x(n)=e^{j\omega\delta n}$ кетма-кетлик учун чиқишдаги кетма кетликнинг комплекс амплитудасини $\omega\delta=2\pi/N$

$$K(\omega\delta)=\frac{y(n)}{x(n)}_{x(n)=e^{j\omega\delta n}}$$

Системали функцияси деб z узгаришли чиқиш кетма-кетлиги $y(z)=g(z)$ нинг кириш кетма-кетлиги $x(z)=x(n)$ нисбатига айтилади.

$$H(z)=\frac{y(n)}{x(n)}$$

ДПДЧЗ частота ва импульс характеристикалари фуръенинг дискрет узгартириши ёрдамида боғланади.

$$K(\omega\delta)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} g(n) e^{-j\omega\delta n}$$

Агар дискрет чизикли занжир киришига чекланган кетма-кетлик берилса ва унинг чиқишида киришдаги кетма-кетлик учун мос равишда кетма-кетлик хосил қилинса бундай система барқарор дейилади. Барқарорлик шarti қуйидагичаифодаланади.

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |g(n)| < \infty$$

Мисол сифатида 1-таркибли дискрет занжирни қуриб чиқамиз. Бу система қуйидаги тенгламага эга булсин.

$$Y(n)=x(n)+ky(n-1)$$

Дастлабки шарт қиритамиз $y(-1)=0$ бу ҳолда импульс характеристикаси қуйидагига тенг булади.

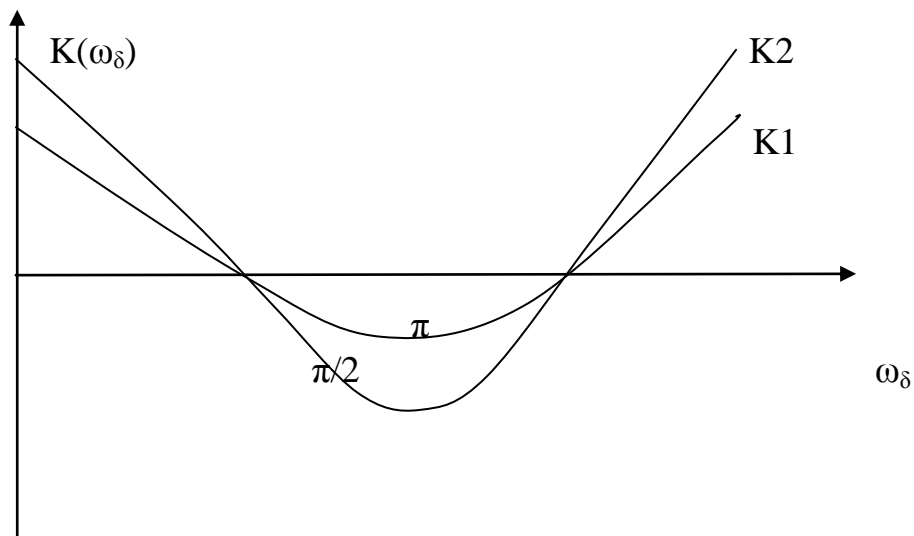
$$g(n) = \begin{cases} k^n, & n > 0 \\ 0, & n < 0 \end{cases}$$

Частота характеристикасини аниқлаймиз

$$K(\omega_\delta) = \sum_{n=0}^{\infty} (ke^{-j\omega_\delta})^n = \frac{1}{1 - ke^{j\omega_\delta}} ;$$

Ўқи буни тригонометрик ифодаласа

$$|K(\omega_\delta)| = \frac{1}{\sqrt{1 + k^2 - 2k \cos \omega_\delta}} ;$$



Маъруза -28 .

Компораторлар

Компоратор таккословчи курилма булиб иккита киришга эга, унинг вазифаси схематик курилишига боғлиқ холда иккита кучланишни таккослаб чиқишида ракамли “0” ва “1” логик сигнални хосил қилишдир. Компораторлар асосан аналог сигналларни ракамли ишловчи курилмаларда кучланиш стабиллизаторида калит бошқарилувчи курилмаларда ишлатилади. Компоратор сифатида манфий тескари боғланиш занжири бўлмаган операцион кучайтиргич ишлатилади.

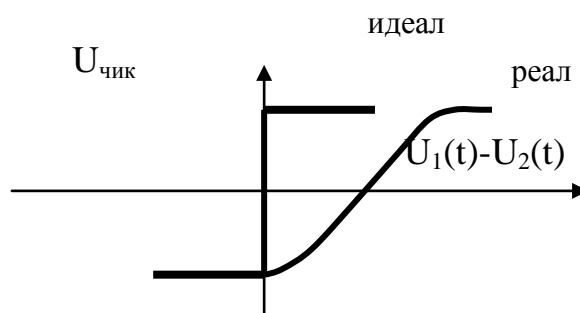
ОК компоратор вазифасини вазифасини бажариши учун қуйидаги шартга бўйсиниши керак.

Агар $U_1(t) > U_2(t)$, $U_1(t) - U_2(t) > 0$, $U_{\text{чик}} = U^{(1)}$

Агар $U_1(t) < U_2(t)$, $U_1(t) - U_2(t) < 0$, $U_{\text{чик}} = U^{(0)}$

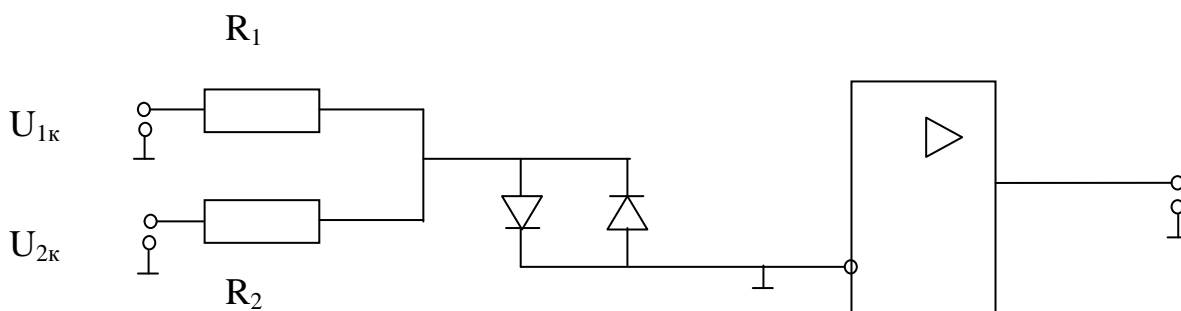
Агар $U_1(t) = U_2(t) \neq 0$, $U_1(t) - U_2(t) = 0$, қайта уланиш $U_{\text{чик}} = U$

Компоратор узатиш характеристикасини келтирамыз

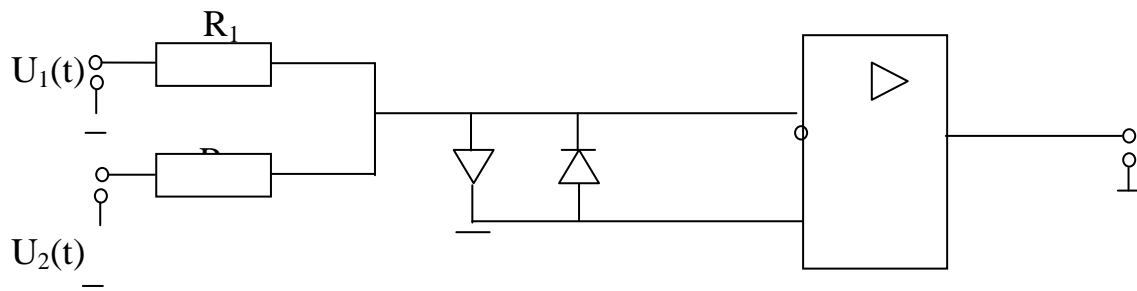


Компораторларни схемаларини куриб чиқамиз

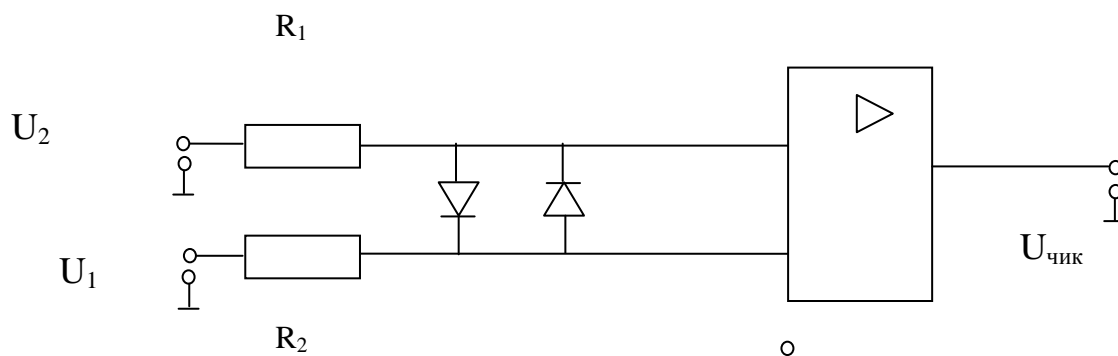
1. Конвертор-компоратор



2.инверторли компоратор



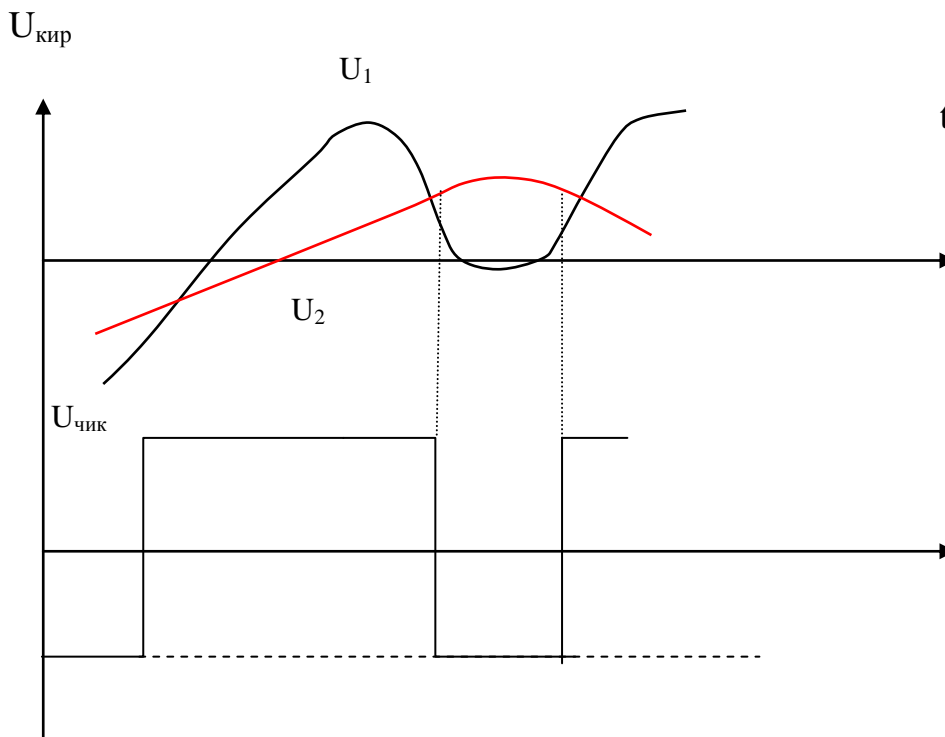
3. Исталган кутбли сигнал таксимловчиси



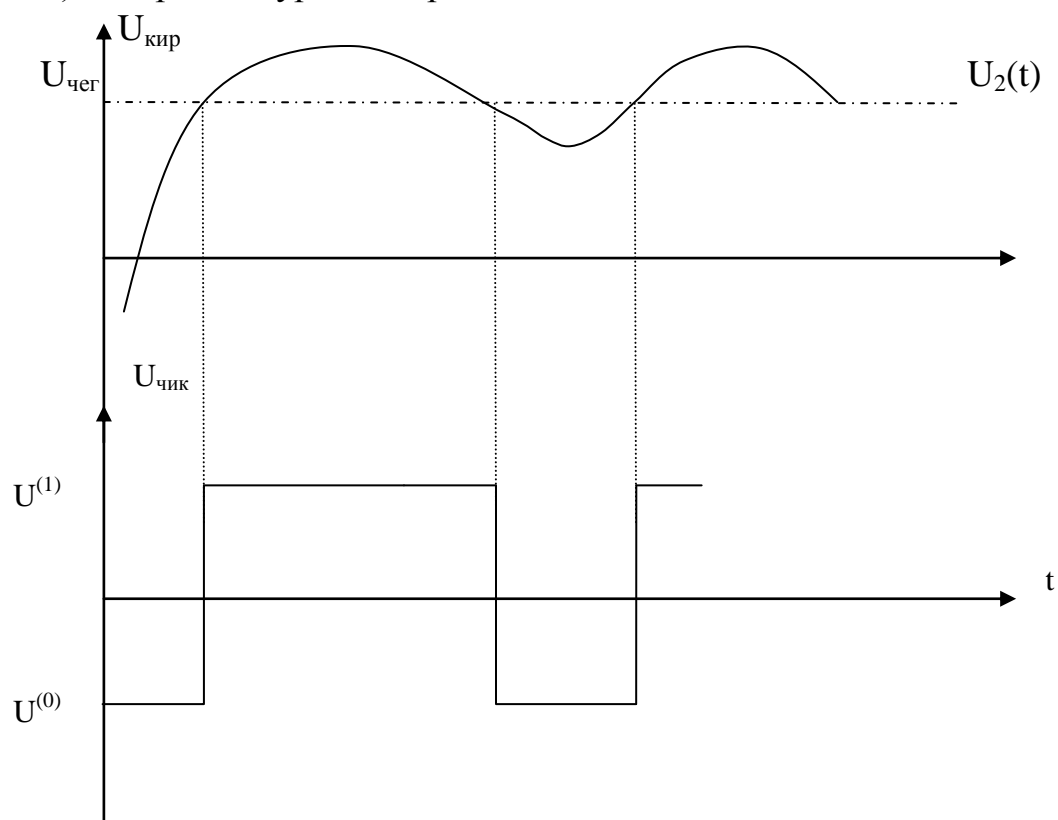
Схемадаги иккита диод ва R_1, R_2 каршиликларда ҳосил бўлган занжир оддий амплитуда чеклагичидир

Бу чеклагич ОК га берилган кучланишлар катта кийматларида химоя қилади. Учта схемадан учунчиси кенг қулланиладигин схемадир. Учинчи схема учун ҳар хил ҳолатдаги вақтдиаграммаларни қуриб чиқамиз.

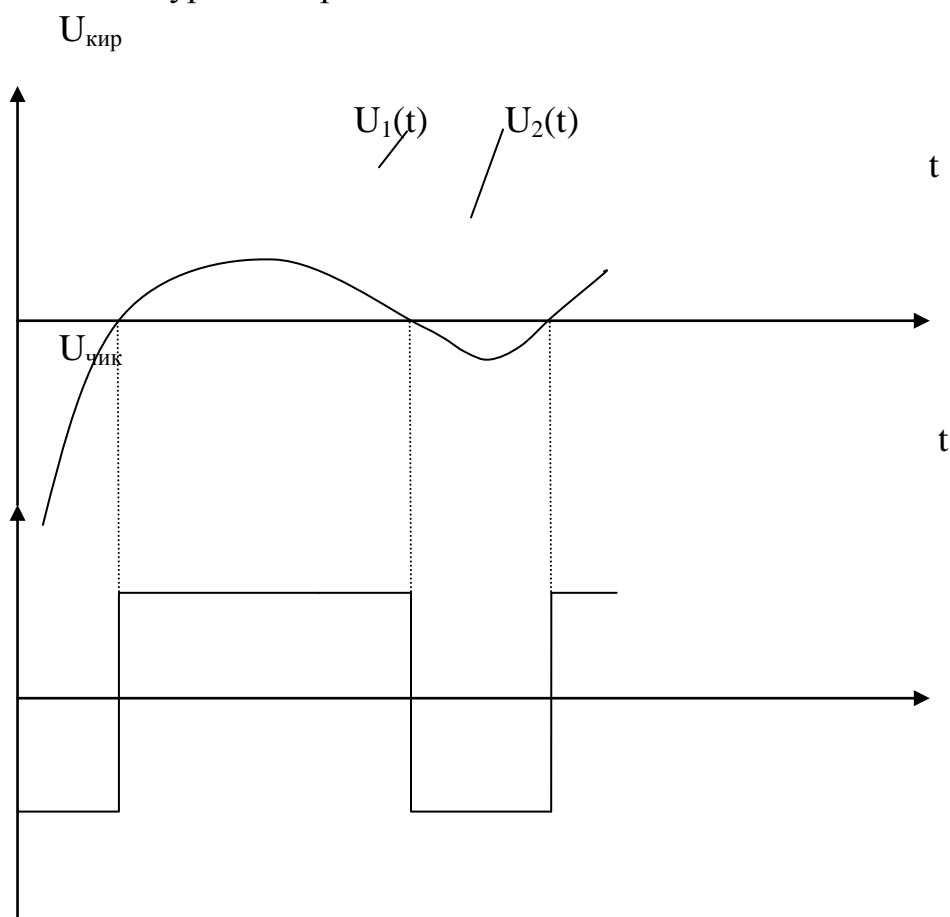
А) иккита узгарувчи сигнални таккословчи қурилма вазифасида



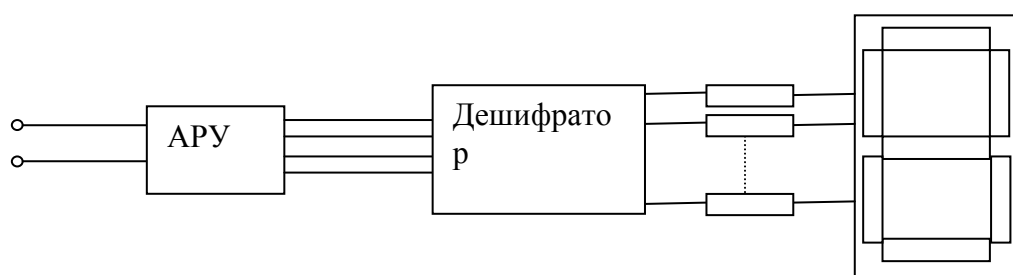
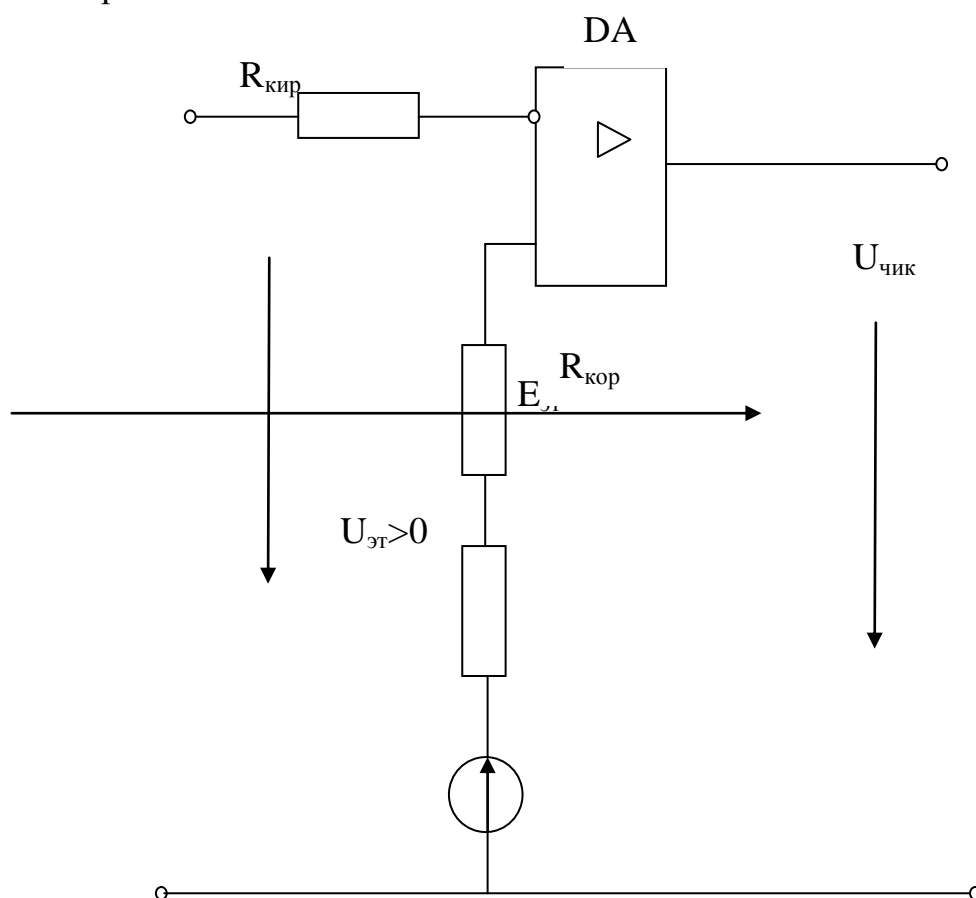
Б) Чегаравий курилмаларда



НОЛЛИК-САТХ КУРИЛМАЛАРИ

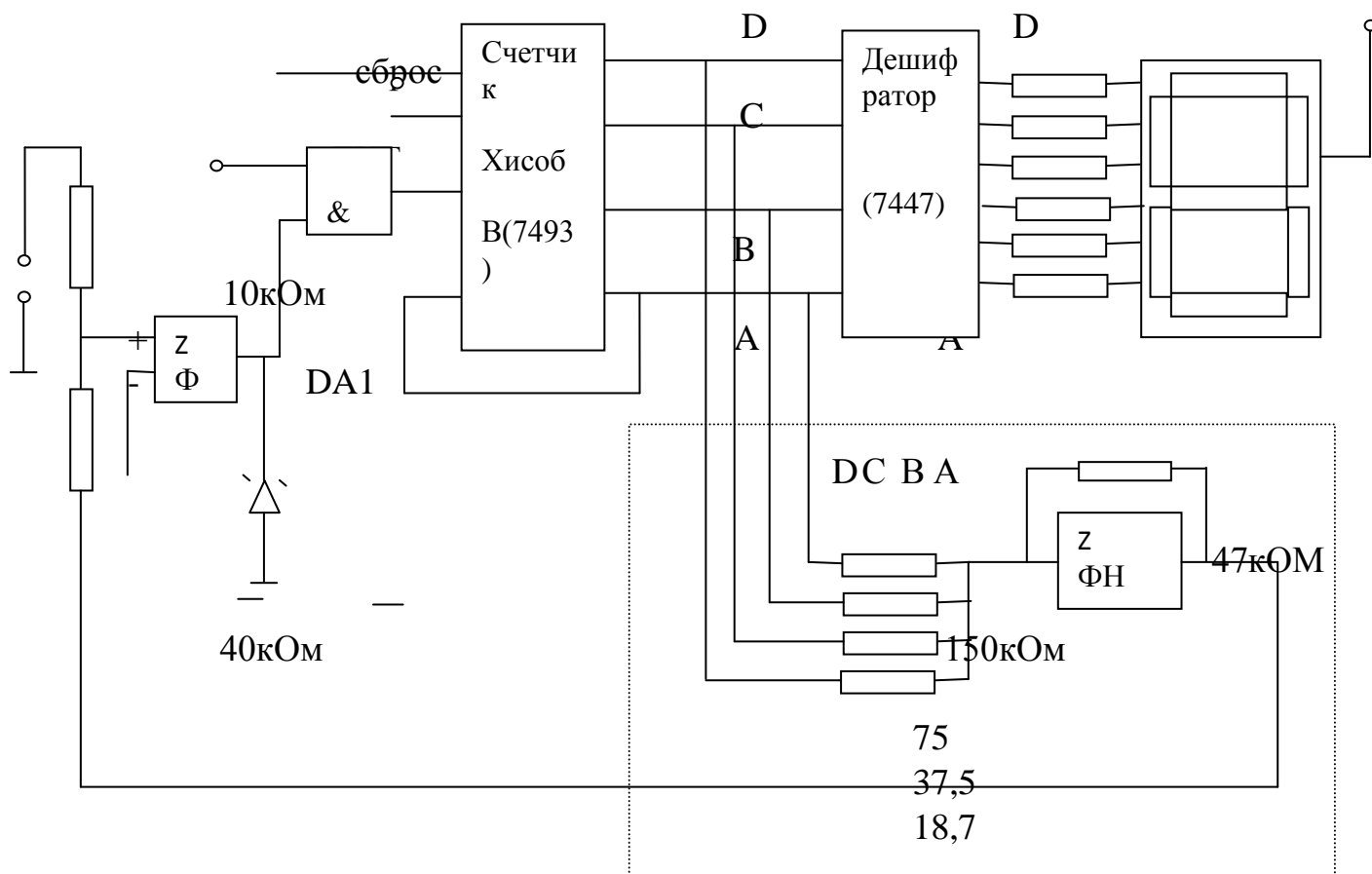


Таккословчи курилма сифатида бир пагонали таккословчи курилмани келтирамиз



РАКАМЛИ ВОЛТМЕТР УНЛИК ЧИКИШ

АРУ киришига берилаётган аналог сигнал иккилик сигналга айлантирилиб дешифратор киришига узатилади. Дешифраторда 7 сегментли индикатор учун кодга айлантирилиб берилади. Индикатор кириш сигнаliga мос кучланиш киймати урнатилади. Ракамли вольтметрни схемасини келтирамиз.



РАУ

DA1-компараторга алохида ± 10 В манба берилади. DA2 ҳам худди шунака. Ушбу схемани ишлашини куриб чиқиш учун мисол куриб чикамиз. АРУ аналог киришига 2 В кучланиш берилсин. Хисоблагич дастлабки ҳолатда яъни 0(сброшен). Компараторда $U_A=2$ В , $U_B=0$ В. А киришдаги кучланиш киймати катта булгани учун компараторнинг чиқишида логик 1 ҳосил булади. “i” элементи “очиб-очиb” ва ТИГ да хисоблагичга импульс берилади, хисоблагич чиқишида 0001 комбинатция ҳосил булади. Дешифраторда ушбу комбинатцияга мос код ҳосил килиниб индикаторни b ва c сигментлари ёкилади, яъни 1 раками ҳосил булади. Хисоблагич чиқишидаги 0001

комбинатция РАУга ҳам берилади. Ушбу ҳолат учун кучланиш 3,2 вольтга тенг. DA2 компоратор учун кучайтириш коэффициенти куйидагиги тенг.

$$K_u = R_{TB} / R_{KIP} = 40 \cdot 10^3 / 150 \cdot 10^3 = 0.31$$

$$U_{KIP} = K_u \cdot U_{KIP} = 0.31 \cdot 3.2 = 1 \text{ В}$$

РАУ чиқишидаги 1 В кучланиш DA1 компораторнинг В киришига берилади. Компораторнинг А киришига 2 в В киришига 1 в булгани учун компораторнинг чиқишида логик 1 ҳосил булади. “i” элементи очик булганлиги сабабли кейинги импульс ҳисоблагичга берилиб 0010 комбинатцияси ҳосил булади. РАУ чиқишида 2 в куланиши шаклланади. Бу кучланиш DA1 В киришига берилганда унинг чиқишида логик 0 ҳосил булади. Бу эса уз навбатида “i” элементини ёпик ҳолатини таъминлайди.

Маъруза -30.

РАКАМЛИ АНАЛОГ УЗГАРТИРГИЧЛАР (ДЕШИФРАТОРЛАР)

РАУ ни урганиб чиқиш учун унинг киришига $0 \div 3$ вольтгача узгарувчи кучланишга мос келувчи иккилик сигнал берилади деб қараймиз. у ҳолда дешифратор учун қуйидаги ҳаққонийли жадвали тугри келади.

	Рақамли кириш	D	C	B	A
	вольтлар	8	4	2	1
0	0	0	0	0	0
1	0.2	0	0	0	1
2	0.4	0	0	1	0
3	0.6	0	0	1	1
4	0.8	0	1	0	0
5	1	0	1	0	1
6	1.2	0	1	1	0
7	1.4	0	1	1	1
8	1.6	1	0	0	0
9	1.8	1	0	0	1
10	2	1	0	1	0
11	2.2	1	0	1	1
12	2.4	1	1	0	0
13	2.6	1	1	0	1
14	2.8	1	1	1	0
15	3	1	1	1	1

РАУ қуйидаги структуравий схемадан иборат, икки қисмдан иборат

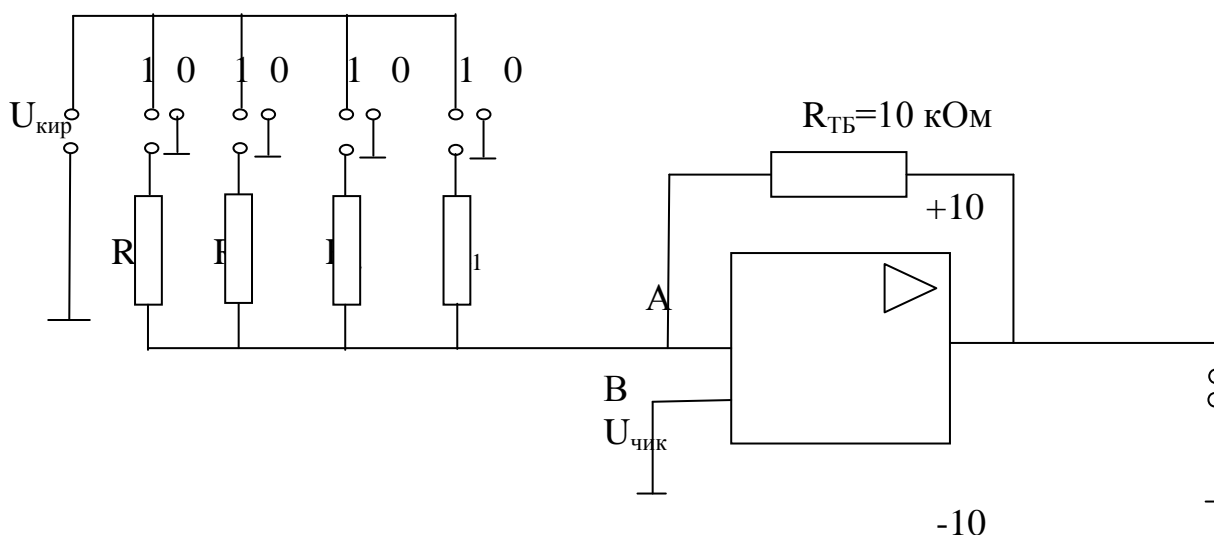
1) Резистив система

2) Кучайтиргич



Резистив схеманинг асосий вазифаси киришга бериладиган иккилик сигналларнинг вазнини ҳисоблашдир. Масалан В киришдаги 1нинг вазн коэффиценти А га нисбатан 2 марта катта. С киришдаги А га нисбатан 4 марта катта. Кучайтиргич сифатида операцион кучайтиргич ишлатилади. Бу кучайтиргичга алоҳида манба берилади. (Масалан ± 10 В)

РАУ нинг принципал схемасини келтирамиз



$U_{\text{кир}} = 3$ В ; $R_4 = 18,7$ кОм; $R_3 = 37,5$ кОм; $R_2 = 75$ кОм; $R_1 = 150$ кОм;

А кириш лоигк 1 ҳолатига улансин. У ҳолда операцион кучайтиргич киришига 3 В берилади. Ушбу ҳолат учун операцион кучайтиргичнинг кучайтириш коэффицетини аниқлаймиз.

$$K_U = R_{TB} / R_1 = 10 \cdot 10^3 / 150 \cdot 10^3 = 0.066;$$

У ҳолда чиқиш кучланиши

$$U_{\text{чик}} = K_U \cdot U_{\text{кир}} = 0,066 \cdot 3 = 0,2 \text{ В}$$

Бу кучланиш 0001 комбинатцияга мос келади.

РАУ киришига 0010 комбинация берилсин.

$$K_U = R_{TB} / R_2 = 10 \cdot 10^3 / 75 \cdot 10^3 = 0,133;$$

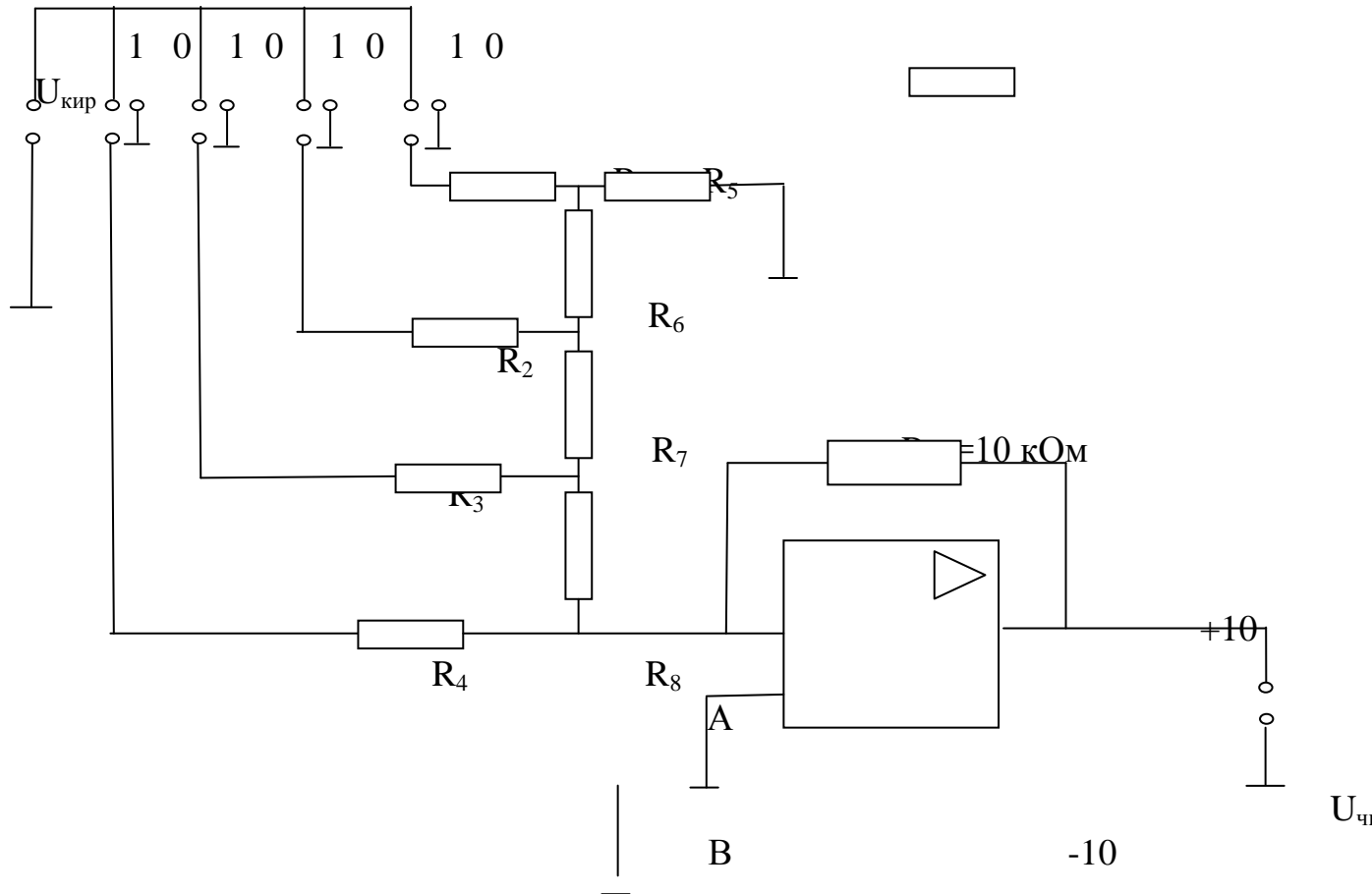
$$U_{\text{чик}} = K_U \cdot U_{\text{кир}} = 0,133 \cdot 3 = 0,4 \text{ В}$$

Ушбу РАУ га 10 вольтгача булган кучланиш бериб узгартириш мумкин. Факат сатрлар орасидаги вазнлик коэффиценти катта булади.

Маъруза -31

ЗИНАПОЯСИМОН КУРИНИШДАГИ РАУ

Бу РАУ ларда резистив система зинапоясимон куринишда булади.
Схемасини келтирамиз


$$U_{\text{кпр}} = 3,75 \text{ В} ; \quad R_5 = R_4 = R_3 = R_2 = R_1 = 20 \text{ кОм}$$
$$R_6=R_7=R_8=10 \text{ k}\Omega$$

Бу РАУ учун ишлашни курсатувчи жадвални келтирамиз.

Иккилик кириш				Аналог чиқиш
8	4	2	1	
D	C	B	A	волтлар
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0,25
0	0	1	0	0,5
0	0	1	1	0,75
0	1	0	0	1

0	1	0	1	1,25
0	1	1	0	1,5
0	1	1	1	1,75
1	0	0	0	2
1	0	0	1	2,25
1	0	1	0	2,5
1	0	1	1	2,75
1	1	0	0	3
1	1	0	1	3,25
1	1	1	0	3,5
1	1	1	1	3,75