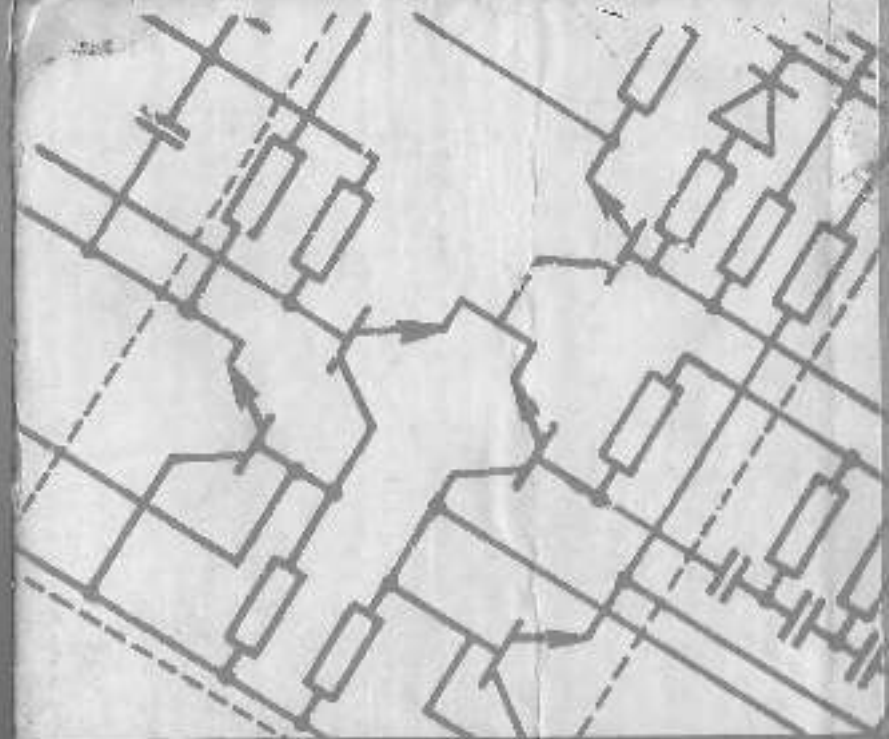




РАДИОЭЛЕКТРОНИКА
АССОЦИИ

Х. НИМАТОВ

Х. НИФМАТОВ

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА АСОСЛАРИ

*Ўзбекистон Республикаси Олий ва ўрта
махсус таълим вазирлиги университетлар ва
техник олийгоҳларининг номинаторлик
факультетлари талабалари учун ўқув қўлланма
сифатида таявир этилган*

Тошкент—«Ўзбекистон»—1994

университет-
тин олийгоҳи
р. Ушбу қўл-
ланма ва чи-
қилган, электр
каби курс-
ташвиқ маъ-
ри бу курс-
нинг соҳаси
ган назарий
ий ечимлар
таи қўллан-
ма фақат, бир
курсни фи-
зиан, тала-
башиларда
алава олган
радиоэлектрон
йрим тар-
тибда эле-
ментларини
да дастур-
чилик қўл-
ланма сақлан-
диққурини-
ли, балки

Нигматов Х.

[illegible][illegible]

56K 32x73

№ 601—93
Навоний номили Ӯзбекистон Республикаси давлати ахборотдонлиги

$$H = \frac{2302000000 - 100}{M(351404) - 94} 10 - 94$$

© «ЎЗБЕКИСТОН» вақриёти, 1994 йил.

1940
 1940

«Радиоэлектроника асослари» курси университетларнинг физика ихтисослиги бўйича билим олаётган талабалар учун асосий фанлардан биридир. Ушбу қўлланмада келтирилган материал баёнда қизиқли ва қизиқли бўлмаган электр ланжирлари назарияси, эскирт сигналлари, электрон кучайтиргичлар каби курсларда келтириладиган материалларга ўхшашлик мавжуд. Лекин бу ўхшашлик шартлидир. Чунки бу курсларда келтириладиган материал қўлланиш соҳаси талаблари асосида тўзилади ва келтирилган назарий қисм шу соҳа учун зарур бўлган техникавий ечимлар билан мустаҳкамланади. Таъсия қилинаётган қўлланма бундай мақсадни назарда тутмайди. У фақат, бир томондан, «Радиоэлектроника асослари» курсини физика курслари билан боғласа, иккинчи томондан, талабаларнинг мустақил иш тажрибаларини ўтказишларида ўрганилган физик жараёнлардан соғлиқ фойдалана олиш ихтисосини яратиши керак. Қўлланмада радиоэлектрон қурилманинг элементлари, тўнламлари ва айрим таркибий қисм — блокларидаги жараёнларнинг физик моҳиятини тавсифлашга, схемаларнинг яратилишида элементларнинг қиртилиш кетма-кетлигини тушуниришга ҳаракат қилинди. Материални баён қилишда дастурда назарда тутилган сигналнинг қизиқли ва қизиқли бўлмаган ланжирлардан ўтиш кетма-кетлиги сақланган. Лекин бу кетма-кетлик сигналларнинг радиоқурилмалардаги ўтишлари асосини кетма-кетлиги эмас, балки

Ученый институт
Институт
№ 17917

асос қилиб олинган физик ҳодисалар кетма-кетлигидир, холас.

Маъмур қўллашнинг яратилишида МДУ профессорлари И. В. Постемкин ва И. В. Иваница, 10шДУ профессора А. Т. Мирзоев ва доцент Э. О. Соатов, ТЭАИ доценти О. А. Абдувазирова катта ҳисса қўшдилар. Муаллиф фойдали маслаҳат ва кўрсатмаларни учун уларга ва қўллашмани намуна тайёрлашда қатнашган барча ўртоқларга миннатдорчилик билдиришни ўзининг бурчи деб ҳисоблайди.

Таъсия қилинган қўллашма радиоэлектроникани доғр ўзбек тилида яратилган қўллашмаларнинг биринчилари қаторига кирганлиги учун бизни қамқовлардан ҳали деб бўлмайди. Шу билан бу китоб ҳақидаги сўзқилиб факр ва мулоҳазаларни муаллиф миннатдорчилик билан қабул қилади.

Муаллиф

Қирини

Радиоэлектроника радиотехника ва электроника фанларининг ривожланиши натижасида вужудга келган фандир. Унинг негизини радиотехника фани ташкил қилади. Аммо фан ва техниканинг ривожланиши уни радиоэлектрониканинг бир бўлигига айлаштириб қўйди.

Радиотехник жараёналар радиосистемалар ёрдамида амалга оширилади. Улардан энг кўп тарқалгани информация системаларидир. Уларда воқелик, ҳодиса, ахборот ва бошқалар ҳақидаги маълумот — информация электромагнит тебранишлар ёрдамида бир жойдан иккинчи жойга олиб ўтилади. Шунинг кўра информация системасининг асосий қисmini ўзатиш, алоқа йўли (алоқа муҳити) ва қабул қилгич ташкил қилади (1-расм). Улар биргаликда алоқа системаси ёки радиоэлектрон система деб аталади.



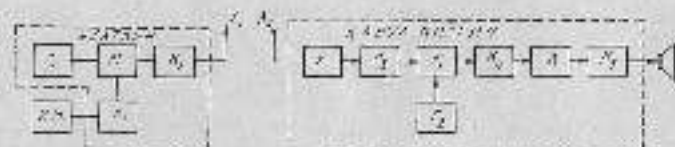
1-расм. Радио — информация системаси.

Ўзатиш жўнатилмадиган маълумотни радиотехникага айлантириб берадиган, қабул қилгич — радиосигналдан бошлангич маълумотни тиклайдиган қурилмадир. Алоқа йўли ўзатиш ва қабул қилгич қурилмаларни ўзаро боғловчи муҳит бўлиб ё арқин фазо, ёки махсус техник қурилма (параллель ўтказгичлар, кабель, турғу ва бошқалар) ни ташкил қилади.

Информация маълумотдан олинмадиган электр табиатли тебранишлар электр тебранишларга айлантирил-

гач, радиоэлектрон система киришига узатилади. Буниги учун микрофон ёки тасвир узаткич трубкалари каяби қурилмалар хизмат қилади. Микрофонда товуш тебранислари узлуksиз ўзгарувчи электр токига айлантирилиса, телевидениедаги узаткич трубка — тасвирни ток импульслари кетма-кетлигига айлантириб беради. Импульсларнинг амплитудаси тасвирнинг элементар бўлакларининг ёритилганлигига мутаносиб ўзгаради.

Истеъмолчи қурилмада шифрмация манбаидан олинган тебранисларнинг бошлангич ҳолати (товуш, тасвир ва бошқалар) тикланади.



2-расм. Радио узаткич ва қабул қилгич қурилмасининг таркибий қисми.

Радиоинформация системасининг ишчи 2-расмда кўрсатилган узаткич ва қабул қилгич қурилмасининг таркибий схемаси асосида ўтади. Унда информацияни ташувчи бўлиб электромагнит тўлқинлар хизмат қилади.

Ҳозирги замон радиотехникаси информацияни электромагнит тебранислар ёрдамида узоқ масофага узатиш масалаларини ҳал қилиш билан чегараланмайди. Радиотехник усулларнинг кўллиги ва қулайлиги улардан фан, техника, ишлаб чиқариш ва халқ хўжалигининг кўлигига тармоқларида кенг фойдаланилиши имконини яратди. Бундан ташқари, радиотехниканинг ривожланиши натижасида янги фан тармоқлари — «Радиофизика», «Радиоастрономия», «Радиоспектроскопия» ва бошқалар вужудга келди. Шулардан яна бири «Радиоэлектроника» фанидир. Радиотехникадан фарқли ўлароқ, радиоэлектроника фани эркин фазо ёки муҳитда тўлқин тарқалиш масалалари билан шугулланмайди. Шунга кўра у электромагнит тебранислар ёрдамида информацияни узатиш ва қабул қилиб қайта ишлаш усуллари, қурилмаларини яратувчи фан ва техниканинг

бир соҳасидир. Бинобарин, универсал асбоблар — электрон осциллографлар, кучайтиргичлар, генераторлар, ҳисоблагичлар ва бошқалар радиоэлектрон асбоблардир. Бунга яна ўта юқори тисаликда содир бўладиган жараёنларни қайд қилувчи ва ўлчовчи электрон асбоблар ҳам киради.

Демак, «Радиоэлектроника» барча қайд қилиш, автоматик бошқариш, ўлчаш, ҳисоблаш ва бошқа электрон асбоб ва қурилмалар асосини ташкил қилувчи фандир.

1606. СИГНАЛЛАР

1.1. Электр сигнали ва унинг турлари

Воқеа, ҳодиса ёки нарсас (предмет) ҳақиқати маълумот — ахбороти тапшуви ҳарқандай физик катталики *сигнал* деб аталади. Ахборотлар турли хил бўлиши мумкин. Масалан, одамнинг товуши, musiқа савдси, тасвирлар, космик нурланмишлар ва бошқалар. Радио-электрон қурилмалар уларни электр токи, кучланиш ёки қуввати кўринишида ифодаланадиган электр тебранишларига айлантириб боради. Шунга кўра бундай тебранишлар ифодаши сигнал — *аудиосигналлар* деб аталади. Видеосигналлар бевосита ёки юқори частотали тебранишга айлантирилган (модуляцияланган), узатиш мумкин. Юқори частотали модуляцияланган сигналлар — *радиосигнал*, қолганлари эса, *бошқарувчи сигнал* дейилади.

Шунга айтиш керакки, ҳар қандай электр тебранишлари ҳам сигнал бўлавермайди. Масалан, турғун ҳолатдаги ўзгарувчан ток сигнал эмас, чунки унинг амплитудаси, частотаси ёки фазасининг вақт бўйича ўзгариш қонуни — функцияси анжқ бўлиб, ҳат қандай ахборотга эга эмас. Демак, сигнал вақт бўйича тасодифий қонун бўйича ўзгарадиган функция орқали ифодаланадиган катталикидир.

Сигналлар, одатда аниқланган (маълум) ва тасодифий сигналларга ажратилади.

Ўзгариши вақт бўйича аналитик функция кўринишида ифодаланиши мумкин бўлган сигналлар *омадатик* — *аниқланган сигнал* деб, акс ҳолда эса, *тасодифий сигнал* деб юрғирилади. Аниқланган сигналларга ток кучи, кучланиш, электр азияди ва бошқаларнинг гармоник ёки жиљузе кўринишдаги ўзгариши мисол бўлади. Чунки бунда уларнинг шакли, катталиги вақт бўйича анжқ қонун бўйича ўзгаради. Пулқ, musiқа, телеграф белгилари ва бошқаларни ифодалайдиган электр тебранишлари тасодифий сигналлардир.

Сигналлар даврий ва даврий эмас — узлуқли бўлади. Агар сигналининг $i(t) = f(t + mT)$ функцияси $-\infty < t < \infty$ оралиғида узлуқсиз ўгарса (T — давр, m — ихтиёрий бутун сон), бундай сигнал *даврий сигнал* дейилади, акс ҳолда, у даврий бўлмайди. Соф тархоник қонун бўйича ўзгарадиган аниқланган сигнал *монокроматик сигнал* деб аталади.

Сигналлар *узлуқсиз* — *қийсий* ва *узлуқли* — *дискрет* сигналларга бўлинади. Қийсий сигналларга микрофонга нутқ таъсир этган вақтда ҳосил бўладиган токиш узлуқсиз ўгаркишники, дискрет сигналга эса, маълум вақт оралиқларида узатиладиган жиљузсиз кетма-кетлиғини кўрсатиши мумкин.

Сигналларни узатишда уларни вақт оралиғи ёки амплитуда қийматлари бўйича бўлакларга ажратиш — даражаланишдан фойдаланилади. Ҳам вақт, ҳам қиймат бўйича сатҳларга ажратилган (даражаланган) дискрет сигнал *рақамли сигнал* деб аталади.

Сигналининг ҳар бир тури жуда кўп физик катталиклар — параметрлар орқали характерланади. Улардан энг асосийлари бўлиб жиљузсизнинг давом этиш вақти, динамик диапазон ва спектр кенглиги ҳисобланади.

Маълумки, ҳар бир сигнал вақт бўйича содир бўладиган бирор жараёни ифодалайди. Шунки учун унинг бошланиш ва тугаш вақти мавжуд. Сигналининг таъсири мавжуд бўлган вақт оралиғи сигналининг *давом этиш вақти* деб аталади.

Сигнал оқий қувватининг энг катта қийматини унинг энг кичик қийматига оисбати *динамик диапазон* дейилади. Учинчи параметр спектр кенглиги — сигналининг ўзгариш тезлиғини характерловчи катталикидир. У сигнал тащқил этувчиларининг частотата боғлиқ ўзгаришини ифодалайдиган спектрал функция деган катталиқдан аниқланади. Спектр кенглиги сигнал узатиладиган закипрнинг ўтказиш полосасини таниши учун хизмат қилади.

Сигнал реал радиоэлектрон қурилмадан ўтишда катбатта ўзгаришга учрайди. Натижада қурилманинги энқишидан шаклида ахборот бошланиши қийматидан фарқ қилади. Бунинг сабабид, бир томондан, радиоэлектрон қурилма кхритадиган буақилишлар бўлса, еккисидан томондан, сигналга бўлган зарарли таъсирлардир. Фойдали сигналга қўшилиб унинг қабул қилинишида қи-

йиқилантирилган ҳар қандай зарарли таъсир ҳалақит деб аталади.

Ҳалақатга қўшни радиостанцияларнинг таъсир, атмосферадаги электр жараёнулари (тақмоқ), савоат ва транспорт электр тармоқларидаги ток кучининг кескин ўзгаришлари, радиоселектрон қуролма элементларидаги ток кучи ва қўллавишнинг ўртача қийматдан ҳислашиши — флюктуациялар киради.

Флюктуациялардан ҳосил бўладиган ҳалақитлар тасодифий функциялар орқали ифодалангани ва эҳтимолийлик назарисини усуллари (тақсимот функцияси, корреляция функцияси, дисперсия ва бошқалар) орқали таҳлилланади.

Шуни айтиш керакки, электр тебраниши бир ҳолда фойдали сигнал, иккинчи ҳолда эса, ҳалақит ва эҳтимолий бўлиши мумкин. Унинг қандай бўлиши қўриқилган хусусий ҳол билан белгиланади.

1.2. Сигнал спектри. Спектрал диаграммалар

Умуман олганда барча электр тебранишларининг асосий параметрлари тасодифий ҳолун бўйича ўзгарилади. Шунинг учун уларни бирор аниқ функция орқали ифодалаш мумкин эмас. Лекин кўп тебранишлар параметрининг тасодифий ўзгариши шундай кичик бўладики, уларни ҳисобга олмаслик мумкин. Бундай тебранишлар вақт бўйича аниқ функция орқали ифодалангани ва аниқланган сигнал ҳисобланади. Аммо уларнинг математик ифодаси жуда мураккаб бўлиши мумкин. Шунинг учун аниқланган сигналларни ўрганишда ифодаловчи функциянинг ҳаёдум даражадаги аниқлик билан текшириладиган тебранишнинг аҳо эҳтироланган содда ифодасини топиш талаб қилинади. Бошқача қилиб айтганда, тебраниш $y(t)$ функция орқали ифодаланса, бирор вақт оралиғида унга яқин бўлган тақрибий $i(t)$ функцияни таъиниш мумкин. Буна $y(t)$ ва $i(t)$ функцияларнинг бир-бирига қанчалик яқин бўлиши ушун баҳолаш усули билан белгиланади.

Кўпинча $y(t)$ функцияни чизмалар кўп ҳоллар йиғиндисин деб қаралади:

$$y(t) = C_0 \varphi_0(t) + C_1 \varphi_1(t) + C_2 \varphi_2(t) + \dots + C_n \varphi_n(t) = \sum_{i=0}^n C_i \varphi_i(t) \quad (1.1)$$

Буна $\varphi_i(t)$ функциялар мажмуаси *базис (асос) система*

деб аталади. Агар функциянинг базис системаси маълум бўлса, $y(t)$ тебраниш C_i коэффициентлар орқали тўлиқ ҳарактерланади. У $y(t)$ тебранишининг спектри деб аталади. C_i коэффициентларни аниқлаш $\varphi_i(t)$ функция қандай танланганлигига боғлиқ. Агар y ихтиёрий бўлса, C_i ни ҳисоблаш жуда қийин бўлади. Шунинг учун кўпинча $\varphi_i(t)$ базис функция сифатида ортонормал функция олинади. Унинг (a, b) оралиғидаги ортонормаллик шартин қуйидаги кўринишда ифодаланган:

$$\int_a^b \varphi_i(t) \cdot \varphi_k(t) dt = \begin{cases} 0 & \text{агар } i \neq k \text{ бўлса,} \\ 1 & \text{агар } i = k \text{ бўлса.} \end{cases}$$

Унда

$$C_i = \int_a^b y(t) \cdot \varphi_i(t) dt \quad (1.2)$$

бўлиб, $y(t)$ аниқланган тебраниш

$$y(t) = \sum_{i=0}^n C_i \cdot \varphi_i(t) \quad (1.3)$$

қатор орқали ифодаланган. Бу қатор *умумлашган Фурье қатори* деб аталади.

(1.3) ёрдамида ўрганиладиган сигнал функциясини тапқил этувчиларга ажратиб энг қулай усул бўлиб ҳисобланади. Лекин ортонормал $\varphi_i(t)$ базис функцияларнинг ҳечқанда кўп бўлиши ҳисоблаш ишини қийинлаштиради. Шунинг учун амалда масала шартининг қўйилишига қараб базис функция системасини танланганда (1.3) қаторининг энг кам сондаги ҳалларини олишга ҳаракат қилинади. Базис функцияни таъиниш усуллари жуда кўп. Шулардан энг кўп тарқалган сигнални гармоник тебранишлар йиғиндисин деб қарандир.

Агар аниқланган сигнал даврий бўлса, унинг функцияси гармоник тебранишлар йиғиндисин кўринишида (Фурье қатори) қуйидагича ифодаланган:

$$y(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega_0 t \quad (1.4)$$

буна, $n = 1, 2, 3, \dots$ — натурал сонлар, $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$ — асосий частота; T — тебраниш даври, a_n , a_0 ва b_n — Фурье коэффициентлари.

Фурье коеффициентлари қатордаги гармоник ташкил аъзаининг амплитудасини ифодалайди ва ҳудудлига келибди.

$$\left. \begin{aligned} c_n &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} y(t) dt \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} y(t) \cos n \omega_0 t dt \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} y(t) \sin n \omega_0 t dt \end{aligned} \right\} \quad (1.5)$$

Қўшимча Фурье қаторини фазалари жиҳатдан фарқ қиладиган бир хил функциялар йиғиндиси деб қараб қўлай бўлади:

$$y(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(\omega_0 t + \varphi_n) \quad (1.4a)$$

Бунда

$$\left. \begin{aligned} C_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2}; \quad a_n = C_n \sin \varphi_n \\ \varphi_n &= \arctg \frac{b_n}{a_n}; \quad b_n = C_n \cos \varphi_n \end{aligned} \right\} \quad (1.5a)$$

Комплекслар соҳада (1.4a) ифода қўйиладиган ифода қилинади:

$$y(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{C}_n \cdot e^{jn\omega_0 t} \quad (1.4b)$$

Бу ерда

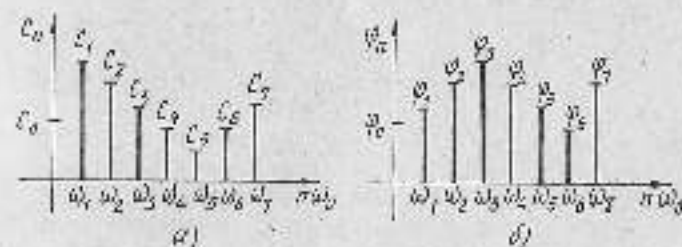
$$\tilde{C}_n = a_n - jb_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} y(t) \cdot e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (1.5b)$$

Бундаги ҳақиқий частоталар ифодада ҳоҳлабсиз деб қарашлига алоқалар бўлиб, у физик маънога эга эмас. Демак, $y(t)$ даврий функция $n\omega_0$ частотали гармоник ташкил аъзалар йиғиндисиға тенг. Ҳақиқат ҳар бәр таъкид аъзаларини *сигнал гармоникаси* дейилади. $n=1$ га тўғри келувчи гармоникни асосий ёки биринчи гармоника, қолганлари—*юқари гармоникалар* деб қўйилади. Қаторнинг ўзи асос, сигнал спектри бўлади. ω_0 ўзгариш таъкид аъзаси $y(t)$ функциянинг бир давр ичидаги ўрта қийматида ифода қилинади катталиклар.

Сигнал спектридаги гармоникаларнинг амплитудаси ва бошланғич фазаси тартиб номери n га бевариқ миқдорлар бўлгани учун у ккки хил спектрға ажратилади.

1. Амплитуда—частотавий спектр— $C_n = C_n(\omega_0)$.
2. Фаза—частотавий спектр— $\varphi_n = \varphi_n(\omega_0)$.

Улар спектрал диаграммаларда ифода қилинади. Бунинг учун абсциссалар ўқига ташкил аъзалар тартиб номери n ёки частотаси $n\omega_0$ ординаталар ўқига асос, уларнинг амплитудаси ёки бошланғич фазасига ҳосил қилиб ташкил аъзаси тўғри чиқиқ қисмалари вертикал қонда жойлаштирилади (1.1-расм).



1.1-расм. Мўрнанин амплитуда-частотавий (а) ва фаза-частотавий (б) спектрал диаграммалари.

1.1-расмдаги спектрал диаграммалар шунинг асосидаги, даврий функция орқали ифода қилинувчи сигналнинг спектри чиқиқли, яъни дискрет бўлиб, бәр-бириндан ω_0 миқдорға сурилган бўлади. Шунинг айтиш керакки, қатордаги айрим ташкил аъзаларнинг амплитудаси нолға тенг бўлиб, диаграммаларда чиқиқли бўлмаслиға мумкин. Лекин бу билан спектрнинг чиқиқлиги ўзгармайди.

Агар сигнал даврий бўлмағи, унинг спектри Фурье интегрални орқали ифода қилинади. Математика курсидаи хатлашми, Фурье интегралнинг ҳосил қилишда даврий бўлган функция даврий текширға тенг даврий функция деб қаралади, яъни Фурье коеффициентлари ифода қилинган қаторға қўйиб, $T \rightarrow \infty$ ҳол учун лихит олинади. Агар у Фурье қаторининг комплекс ифодаси учун бажарилса, қўйидаги ифода ҳосил бўлади.

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega \quad (1.6)$$

Бу *Фурьенинг тескари алмаштириши* деб аталади. Ундаги

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) \cdot e^{j\omega t} dt \quad (1.7)$$

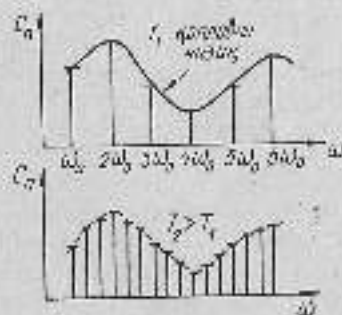
эса, *Фурьенинг тўғри алмаштириши* бўлади.

$\dot{S}(\omega)$ спектрал функция ёки амплитудаларнинг спектрал зичлиги деб аталади. У бирлик частота оралигига ($\Delta\omega$) тўғри келадиган сигнал спектрини ифодалайди ва спектрал диаграммада спектр чизиқларининг учларини қопловчи чизик деб қаралади.

Даврий сигналнинг тебраниш даври ортинчи билан спектр чизиқлари зичлашиб, амплитудалари кичрайд бошлайди. Бунда спектрнинг зичлашгани биланнинг спектр чизиқлари орасида янги ташкил этувчиларнинг ҳосил бўлиши билан боғлиқ бўлган учун амплитудаларининг кичрайиши уларнинг қопловчи чизигини ўзгартирмас қилишни таъминлайди. Масалан, тебраниш даври тўрт марта ортса, спектрал чизиқлар сони ҳам тўрт марта кўпайиб, амплитудалари тўрт марта кичрайд. Лекин уларнинг қопловчи чизиги биланнинг ҳолатини сақлайди (1.2-расм). Шунга кўра даврий бўлмаган сигнал даври чексизга тенг даврий тебраниш деб қаралгани учун Фурье интегралини амплитудалари чексиз кичик бўлган чексиз сондаги гармоник тебранишлар йиғиндисини деб қарамо керак. Унинг спектр чизиқлари бир-биридан ажралмаган бўлади.

Демак, даврий бўлмаган сигнал спектри яхлит бўлади.

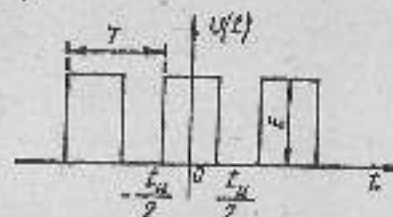
Спектрал диаграммалар ёрдамида сигнал спектрининг кенглигини баҳоламо мумкин. Аммо бу мақсадда Фурье қаторидан безосита фойдаланиш мумкин эмас, чунки у чексиздир. Унинг ёрдамида сигналнинг кес-



1.2-расм. Спектр зичлигининг ортинчи.

қатгориётган спектрини аниқламо мумкин. Бунинг учун қатордаги амплитудалари кичик бўлган ҳоллар, яъни кўрилатган ҳолда таъсири кичик бўлган ташкил этувчилар ҳисобга олинимайди. Шунга кўра сигнал спектри кенглиги деганда қисқартирилган қатор жойлашадиган частоталар шкаласи қабул қилинади. Унинг қуйи ва юқори частоталар оралиғи $\Delta\omega = \omega_k - \omega_0$ сигнал спектрининг кенглиғи дейилади.

Даври T ва амплитудаси E га тенг бўлган тўғри бурчакли импульслар кетма-кетлигининг спектрини аниқлайлик. Осон бўлиши учун ординаталар ўқиб шундай ўтказайликки, кўраётган сигналнинг функцияси $U(t)$ жуфт функция бўлсин (1.3-расм). (1.5) ва (1.5а) ифодалардан Фурье коэффициентларини аниқлаб (1.4а) ифодага қўямиз. Сўнгга соддалаштириб кўраётган сигналнинг Фурье қаторини ҳосил қиламиз:



1.3-расм. Тўғри бурчакли даврий импульслар кетма-кетлиғи.

$$U(t) = E \frac{t_0}{2} + \frac{2E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi t_0}{T}}{n} \cos n\omega_0 t \quad (1.8)$$

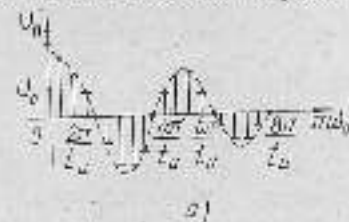
Унда t_0 — импульснинг давом этиш вақти.

Демак, кўраётган мураккаб сигналнинг чексиз сондаги гармоник ташкил этувчиларга эга бўлиб, унинг спектри чексиз. Бунда ҳар бир n — ташкил этувчининг амплитудаси $\sin \frac{n\pi t_0}{T}$ катталиққа боғлиқ равишда ўзгаради. Тартиб номерининг ортинчи билан уларнинг амплитудаси кичрайд болади, чунки синуснинг ўсиши аргументининг ўсишидан суст бўлади.

Ташкил этувчиларнинг фазалари $\sin \frac{n\pi t_0}{T}$ функциянинг аргументига боғлиқ, $n \frac{t_0}{T} = 1$ бўлганда, у нолга айланади.

Шунинг учун спектрдаги $n\omega_0 = \omega = \frac{2\pi}{T}$ частотали гармоник

носта теги бўлади. Бундан ташқари $1 \leq n \frac{t_0}{T} \leq 2$ тенгсизли-
ни қансантириувчи n нинг қийматларида $\sin \frac{n\pi t_0}{T}$ катталик
манфий қийматли бўлади. Ама шу қийматлардаги ташкил
этувчиларнинг фазалари ҳам манфий бўлади. Уларнинг ам-
плитудалари аниқ ўсади, сўнгга кичрайдиган, $n = 2 \frac{T}{t_0}$ қиймат
да нолга айланади. Шундан кейин жараён тикрорланади.



1.4-расм. Тўра бурчакли
директ импульслар кетил-кетил
сигнал амплитуда-частотаси
(а) ва фаз-частотаси
(б) спектрал диаграммалари.

импульслар тўлдирини коэффициентини $(\gamma = \frac{t_0}{T})$ деб
атайдиган катталикка бўлиқ. Унинг эри кичик
қиймати бирга тенг бўлиб, тўлдирини коэффициентини
нинг $\gamma = 0.5$ қийматига кўнра келади.

Импульслар тикрорланиш частотаси ўзгармас бўл-
ганда тўлдирини коэффициентини кичрайдиган билан
спектрини ора амплитудали ташкил этувчиларини
ном микдори ўсиб баради. Буни спектрдаги бошлангич
ташкил этувчилар амплитудасини n нинг ортинчи ба-
лан кичрайдиган сўсаяди ва улар тенгсизлаша бошлайди.

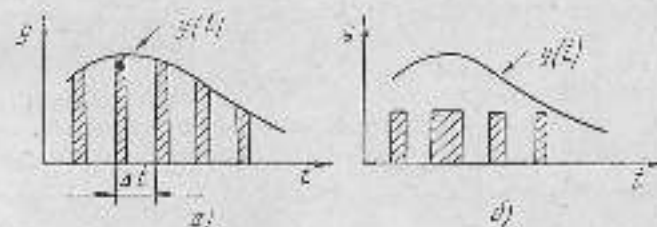
Чуни тўлдирини коэффициентини кичрайдиганда $\frac{\sin \frac{n\pi t_0}{T}}{n} \approx \frac{\omega_0 t_0}{2}$

деб олиш мумкин. Спектрларини бу хусусиятидан радио-
капияда кенг фойдаланилади.

1.3. Сигнални узлуқли сигналга айлантириш. Котельников теоремаси

Радиовэлктрон система орқали информация узлуқ-
сиз ёки узлуқли — дискрет сигнал кўринишида узати-
лиши мумкин. Узлуқсиз сигналда информация микдори
чексиз, дискрет сигналда эса, чекли бўлади. Уларнинг
илоҳа системасидан ўтишида информация йўқолиши
бир хил бўлмайди. Узлуқсиз сигнал информациини
йўқолиши узлуқли сигналникидан старлича кўп бўла-
ди. Ҳатто узлуқсиз сигнал аниқ узлуқли сигналга
айлантирилиб, сўнгга узатилса ҳам информации йўқо-
лиши узлуқсиз сигнал узатиладиганидан кечроқ бўлар
экан. Шунинг учун информация узатишда сигналнинг
узлуқли ҳолидан кенг фойдаланилади.

Узлуқсиз сигнал икки хил — вақт ёки сатҳ бўйича
узлуқли сигналга айлантирилади. Узлуқсиз сигнални
вақт бўйича узлуқли бўлиқларга ажратиб узатишда
 Δt вақт оралиғи бир хил қилиб олинганда бўлақча-
лар — импульсларнинг амплитудалари турли қийматли,
амплитуда сатҳлари бир хил қилиб олинганда эса, вақт
оралиқлари турлича катталикка эга бўлади (1.5-расм).

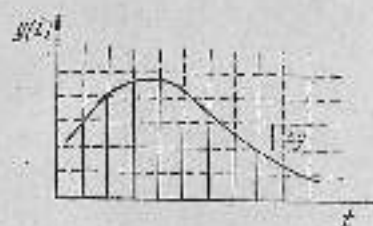


1.5-расм. Сигнални вақт бўйича узлуқли сигналга айлантириш:
а — амплитуда ўлчовуви, б — вақт оралиғи ўлчовуви.

Бу икки ҳол ўзаро эквивалентдир, чунки ҳар бир аж-
ратилган импульс бўлақчининг оралиғи ўзаро тенг бў-
лади.

Сигнални амплитуда қиймати бўйича сатҳларга
ажратиб бўлақлаш қиёсатим деб аталади. Бунда бир-
биридан ажратилган бўлақлар квантлаш даражасини





1.6-рисунок. Амплитуда сигнала в зависимости от времени.

фазы квантамы характера ёкн квантамы моводани деб юретилади.

Сигнални вақт бўйича узлуқли қилиб узатиш радиотелеграф системасининг узатиш қобилиятини ошириш, амплитуда сатхи бўйича квантлаш унинг ҳамақиратларга бардошлилигини оширади.

Узлуқли сигнални узлуқли — дискрет сигналга айлантириш нагжасида махсус сигнал — рақамли сигнал ҳосил қилинади. Бунинг учун сигналнинг ҳар бир бўлагини бишар сон — қўш сон — «0» ёки «1» рақамлари билан белгиланади. Масалан, ҳусбат қутблов кучланиш «1» билан белгиланса, манфий қутблов «0» деб белгиланади; сигнал частотасининг бир қиймати «1» деб олинса, яхкичиси — «0» деб белгиланади ва ҳ. к. Микроэлектрониканинг ривожланиши интеграл микрохемаларда рақамли сигналлардан белг фойдаланиш имкониятини яратмоқда.

Сигнални дискретлаштиришда Δt вақт оралиғини қандай тапплаш лозимлиги Котельников теоремаси орқали белгиланади. Бу теоремага биноян қисқартирилган спектрли сигнал ($\omega < \omega_m$) ўзининг $\Delta t = \frac{1}{2f_m}$ га тенг

вақт оралиқларида олтиган қийматлари орқали тўлиқ ифодаланади. Бунинг маъноси шуки, узатилиши керак бўлган $y(t)$ сигнал спектри ω_m юқори частота билан чегараланган бўлса, унинг барча қийматларида узатиш шарт эмас. Қабул қилиш жойида боғланган сигнални тиклаш учун $y(t)$ сигналнинг Δt вақт оралиқларида узатишган олий қийматларини қабул қилиш старин бўлади.

Ҳар бир электр занжирини ўзининг ўтказиш соҳасига ета. Идеал занжир учун сигналнинг спектрал функцияси ўтказиш соҳасидан ташқарида нолга тенг бўлади

(шкаласини) ҳосил қилинади. Даражадаги ҳар бир бўлак оралиғи кааир-лази қабалаи деб аталади (1.6-рисунок).

Квантлашда сигналнинг катталиги унга яқин тақрибий қийматларга амратилади. Шунинг

учун ҳар бир бўлак ўзининг ҳақиқий қийматида фарқ қилади. Бу

($S(\omega) = 0$). Шунга биноян (1.6) Фурье интегрални қисқартирилган спектрли сигнал учун қуйидаги кўринишда ёзилади:

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \cdot e^{i\omega t} d\omega \quad (1.9)$$

Ушларга $S(\omega)$ 2-ини ўзгариш интервали учун қуйидаги қаторга тенг.

$$S(\omega) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{C}_n \cdot e^{-i\omega \frac{\pi}{\Omega}} \quad (1.10)$$

Бунда

$$\tilde{C}_n = \frac{1}{\Omega} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \cdot e^{-i\omega \frac{\pi}{\Omega}} d\omega \quad (1.11)$$

Агар (1.9) ва (1.11) ифодаларни ўзаро солиштирсак,

$$C_n = \frac{2\pi}{\Omega} \cdot y\left(-n \frac{\pi}{\Omega}\right) = \Delta t \cdot y(-n \Delta t) \quad (1.12)$$

экинчи кўринишда. Бунда

$$\Delta t = \frac{\pi}{\Omega} = \frac{1}{2f_m} \quad (1.13)$$

Агар (1.10) ифодани (1.9) формулага қўйиб, математик алмаштиришлар ўтказилса, сигналнинг қисқартирилган спектри учун қуйидаги ифода ҳосил бўлади:

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(n \Delta t) \frac{\sin 2\pi f_m (t - n \Delta t)}{2\pi f_m (t - n \Delta t)} \quad (1.14)$$

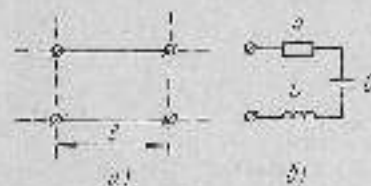
Бу ифода спектри қисқартирилган ($\Omega = 2\pi f_m$) $y(t)$ функцияли сигнални аниқлаш учун унинг ўзаро тенг $\Delta t = \frac{1}{\Omega} = \frac{1}{2f_m}$ вақт оралиқларида олтиган қийматларини билган старин эканини кўрсатади.

Демак, $y(t)$ функциясининг ҳисоб олинмадиган нуқталардаги $y(n \Delta t)$ қиймати вақт оралиқлари орасида $\frac{\sin x}{x}$ кўринишдаги ҳовун бўйича ўзгаради экан. $\frac{\sin x}{x}$ ифода $t_i = n \frac{\pi}{\Omega}$ нуқталарда 1 га, t_{i+1} қийматларда эси, 0 га тенг бўлган учун y функциясининг ҳисоб олти нуқталардаги қийматига таъсир

рядлар тўлажи бўлгани учун) ҳам эга бўлади. Бу элементлар занжирининг параметрлари деб аталади. Улардан қайси бирининг кўпроқ қамоли бўлиши кўриладиган элементдан ўтаётган токнинг частотаси ва амплитудасига боғлиқ. Маълуман, индуктивлик салтанатдан паст частотали ва кичик амплитудали ток ўтаётган бўлса, ўрамлирининг R_1 актив қаршилиги ва C_1 ўрамлирaro ситгилини ҳисобга олмаслик мумкин. Чунки бунда токнинг амплитудаси кичик бўлгани учун салтак ўрамлирида ютилидиган энергия оз ва частота паст бўлгани учун ўрамлирaro ситгимини қаршилиги етарлича катта бўлади.

2.2. Электр занжирларининг турлари. Квазистационарлик

Электр занжирини ўрганишда занжир қиринишга таъсир этаётган электромагнит майдон тебранишларининг тўлқин узунлиги билан кўриладиган занжирининг геометрик ўлчамлари орасидаги муносабатни билиш мумкин. Мисол учун ток ўтказайтган параллель ўтказкичлар кесмаси берилган бўлсин (2.2-расм). Ундаги жараёнларни турғун деб ҳисоблаймиз. Бунинг учун кузатишни занжирининг турли нуқталаридаги ток кучи ва кучланиш оқий қийматларининг ўзгариши маълум тартибда тақдорлана бошлагандан кейин бошланди деб фараз қиламиз. Акс ҳолда занжирдаги жараёнлар турғун бўлмай ўтиш ҳолатида бўлади (2.5-§ га қаранг).



2.2-расм. Параллель ўтказкичлар кесмаси (a) ва унинг эквивалент схемаси (б).

магнит тебранишларининг тўлқин узунлиги тартибда ёки ундан катта ($l \gg \lambda$).

Биринчи ҳолда занжирдаги барча жараёнлар жуذا суэтиак билан содир бўлади. Шунинг учун ҳар бир ку-

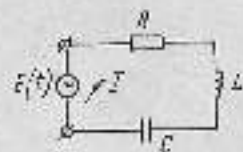
затиш вақтида занжирининг турли нуқталаридаги токнинг қийматини деярли бир хил деб қараш мумкин. Бунда занжирининг турли нуқталаридаги барча қайтар ва қайтмас жараёнлар ҳам деярли бир хил бўлади. Бу уларни бир-биридан ажратиб ўргаташ кичкинлини беради, яъни занжирдаги барча қайтар жараёнларни занжирнинг бир нуқтасига тўпланса, қайтмас жараёнлар бошқа бир нуқтасида содир бўлайоти деб қаралади. Бошқача қилиб айтганда, занжирнинг барча актив қаршиликлари тўпланиб, унинг бир нуқтасига, индуктивлиги ва ситгили тўпланиб, унинг иккинчи нуқтасига уланган деб қаралади (2.2б-расм). Бундай занжирлар параметрлари мужассамланган занжирлар деб аталади.

Демак, занжирлар учун $l \ll \lambda$ шарт бажарилса, улар параметрлари мужассамланган занжирлар бўлади. Занжирларнинг бу хусусияти квазистационарлик дейилади.

Иккинчи ҳолда, яъни $l \gg \lambda$ бўлганда, юқорида келтирилгандек занжир элементларини бир-биридан ажратиб мумкин эмас. Чунки ҳар бир кузатиш вақти учун занжирининг турли нуқталаридаги ток кучининг ўзгаришлари турлича бўлади. Шунинг учун занжирнинг турли нуқталаридаги қайтар ва қайтмас жараёнлар ҳам турлича бўлиб, ҳар бир кузатиш вақтида ўзига хос қийматга эга бўлади. Натижада уларни бир-биридан ажратиб бўлмайди. Бундай занжирлар параметрлари занжир бўлиши таҳминланган электр занжирлари деб аталади.

Шундай қилиб, параметрлари занжир бўйича тақсимланган занжирлар параметрлари мужассамланган занжирлар каби элементларнинг мустақиллиги хусусиятига эга эмас. Унинг ҳар бир нуқтаси бир вақтда маълум қийматли ҳам актив қаршиликка, ҳам индуктивлик ва ситгимга эга бўлади. Бундай занжирлар ўта юқори частоталар соҳасида ишлатиладиган ва катта аҳамиятга эга бўлади.

Электр занжирдан сигнал ўтаётганда унинг қиринишдан чиқишига қараб маълум миқдорда энергия узатилади. Шунинг учун олиб ўтилган энергия миқдорига қараб занжирлар актив ва лассив занжирларга ажратилади. Агар занжирдан сигнал ўтиш жараёнида унинг энергияси ютилиб, занжирнинг чиқишидаги қуввати қиринишдаги қувватидан кичик бўлиб қолса, бундай зан-



2.3-расм.

Қўп ҳолларда электр занжирларидаги жараёонларнинг анализи унинг чиқаришдаги сигналнинг шакли ва миқдори ҳақида маълумот бериши керак. Шунга кўра занжирлар ўтаётган сигнал ўзгаришларини баҳолаш учун занжирлар чизиқли ва чизиқли бўлмаган электр занжирларига ажратилади.

Агар занжирдаги жараёонлар чизиқли интеграл ёки дифференциал тенгламалар орқали ифодаланса, бундай занжирлар чизиқли электр занжирлари деб, акс ҳолда эса, чизиқли бўлмаган электр занжирлари деб аталади.

Бизга 1. индуктивлик, С сўғим ва R резисторнинг кетма-кеч улавишидан тузилган занжир беришган (2.3-расм). Унга уланган манбанинг кучланиши $E(t)$ билан белгиланган. Шу занжирнинг қандай занжир эканини аниқлаш керак. Бунинг учун Кирхгоф тенгламасини ёзамиз:

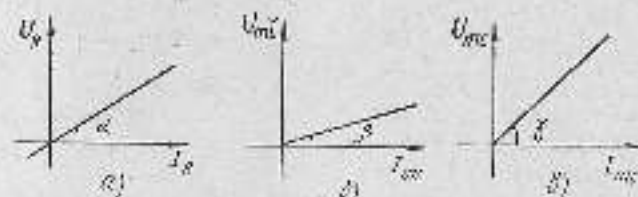
$$IR + L \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} \int Idt = E(t) \quad (2.1)$$

Бу биринчи даражадаги иккинчи тартибли дифференциал (интеграл) тенгламадир. Лекин уни чизиқли дейиш мумкин эмас. Чунки R, L ва C коэффициентларнинг табиати коиник. Агар улар ток кучи $I(t)$ ва кучланиш $E(t)$ га боғлиқ бўлмаса, (2.1) тенглама чизиқли бўлади. Шунинг учун кўрилатган занжир ҳам чизиқли бўлади.

Агар занжир элементларидаан бирортаси ток кучи ёки кучланишга боғлиқ ўзгаришдан миқдор бўлса, бўридаётган тенглама ҳам, ва шунга кўра занжир ҳам чизиқли бўлмайди.

Бордию R, L ва C катталикларидаан бирортаси вақтга боғлиқ ўзгаришдан катталики бўлса ҳам аяанжид чизиқли бўлади. Унда (2.1) тенглама параметрик тенгламага айланиши учун аяанжид параметрик занжир дейилади.

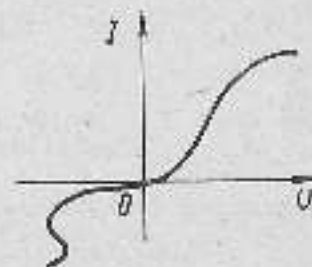
Бу мулоҳазалар шунинг кўрсатадиги, физикан аяанжирларнинг характерловчи катталиклари — параметрлари ўзгаришас миқдорлар, яъни чизиқли элементлар бўлади. Чизиқли бўлмаган занжирларда эса, энг камида битта чизиқли бўлмаган элемент қатлашади. Чизиқли занжирларда ток кучининг орттиги унинг элементларидаги потенциал тушувиининг пропорционал равишда орттигига олиб келади. Масалан, индуктивлик ваттагидан ўтувчи ток кучи $I = I_m \cdot \sin \omega t$ га марас уриша, ундаги кучланиш $U_L = \omega L \cdot I_m \cos \omega t$ бўлиб, π марас кўпайган бўлади. Бу чизиқли элементларнинг вольт-ампер характеристикалари чизиқли боғланишда бўлишини кўрсатади (частотавий боғланишлар ҳисобга олинмайди). 2.4-расмда R аяанж қаршилик, L индуктивлик ва C



2.4-расм. Резистив қаршилик (а), индуктивлик (б) ва сўғим (с)нинг вольт-ампер характеристикаси.

сўғимнинг вольт-ампер характеристикалари кўрсатилган. Бунда аяанж қаршиликнинг вольт-ампер характеристикасида ток кучи ва кучланишнинг ҳам синий, ҳам аяанжудавий қийматиини ҳисобга олиниша, индуктивлик ва сўғимнинг вольт-ампер характеристикасида ток кучи ва кучланишнинг фақат аяанжудавий қийматлари орасидаги боғланиш ҳисобга олинади. Бу чизиқли занжирлардан сигнал ўтаётганда унинг шакли бузиламай ўткишини кўрсатади.

Чизиқли бўлмаган электр занжирлари ва уларидан элементларининг вольт-ампер характеристикаси чизиқли бўлмайди (2.5-расм). Бундай занжирдан сигнал ўтганда унинг шакли бузилади. Бу



2.5-расм Чизиқли бўлмаган элементнинг вольт-ампер характеристикаси.

ҳақ ситилад спектрининг ўзгаришига олиб келади. Чинакчи бўлмаган элементларга мисол қилиб электрлик лампаларини, ярим ўтказгичли ва газоразряд асбобларини кўрсатиш мумкин.

Умуман олганда соф чизикли элемент бўлмайди. Фақат ток кучи ва кучланиш ўзгаришларининг маълум қийматларидангина занжир элементларини чинакчи деб қараш мумкин. Бу физикавий шартлар ва текшириш аниқлигига боғлиқ. Масалан, актив қаршиликнинг чинакчи элемент деб олиш учун ундан ўтаётган ток кучи шундай кичик бўлиши керакки, қриғанда қаршилик микдорининг ўзгаришини ҳисобга олмаслик мумкин бўлсин.

2.3. Параметрлари муҳассамланган чизикли электр занжирларини ҳисоблаш

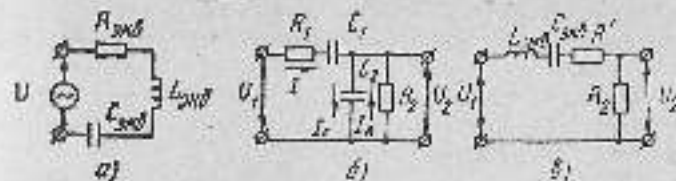
Умуман олганда, электр занжири жуда мураккаб система бўлиб, унда бир нечта пасив электр занжирлари электр хайбалари билан маълум тартибда уланган бўлиши мумкин.

Электр занжирларининг мураккаблиги ва қилма-хиллиги уларни текшириш ва ҳисоблаш усулларининг ҳам турлича бўлишини тақозо қилади. Ҳозирда электр занжирларини ҳисоблашнинг жуда кўп йўллари маълум. Шунлардан айримлари билан танишамиз.

1. Эквивалент схемалар усули. Бу усулнинг моҳияти шундан иборатки, унда мураккаб занжирдаги жараёнлар содда схемали занжирлар ёрдамида ўрғанилади. Ўрғанилаётган занжирдаги қайси бир хусусият текшириляётган бўлса, қабул қилинган занжир уна тўла ахс эттира олиши керак. Шунинг учун бу занжир эквивалент схема дейилади. Масалан, занжирни текширишда унинг чиқош кучланиши аниқланиши керак бўлса, эквивалент деб қабул қилинган содда схемали занжир ҳам худди шундай чиқош кучланишига эга бўлиши керак. Албатта буида ҳар иккала занжир учун кириш мавбаининг бирхиллиги таъминланган бўлиши керак. Эквивалент схема тўзилишига турли усуллари мавжуд.

а) Занжирни ёвва эквивалент занжир билан алмаштириш

Эквивалент занжир сифатида кўпинча эквивалент элементлар $L_{экв}$, $R_{экв}$ ва $C_{экв}$ ларининг кетма-кет ула-



2.6-расм. Ҳизирги эквивалент схема (а) ва (б) схемали занжирнинг эквивалент схемаси (в).

нишидан тўзилган занжир олилади (2.6а-расм). Бу элементларнинг катталиклари текшириляётган занжир тенгламаси билан эквивалент занжир тенгламаси коэффициентларини солиштириб аниқланади.

Фараз қилайлик, 2.6 б-расмда тасвирланган занжир берилган бўлсин. Уни эквивалент занжир билан алмаштириш керак. Бунинг учун чиқош кучланиши занжирнинг қайси элементи орқали олиняётганини аниқлаштириш керак. У C_1 ситимдан ёки R_2 резистордан олинямоқда деб қаралиши мумкин. Шунга кўра эквивалент схемалар ҳам турлича бўлади. Мисол учун чиқош кучланиши R_2 резистордан олиняётган бўлсин. Текшириляётган занжир учун Кирхгоф тенгламасини тўзайлик:

$$\begin{aligned} I &= I_C + I_2 \\ U_1 &= IR_1 + \frac{1}{C_1} \int I dt + \frac{1}{C_2} \int I dt \\ \frac{1}{C_2} \int I dt &= I_2 \cdot R_2 \end{aligned} \quad (2.2)$$

Шартга асосан системадаги I_C ток ифодасини йўқотсак, у содда кўринишга келади:

$$U_1 = R_1 R_2 C_2 \frac{dI}{dt} + (R_1 + R_2 \frac{C_2}{C_1} + R_2) I + \frac{1}{C_1} \int I dt \quad (2.3)$$

Эквивалент занжир (2. 6а-расм) тенгламаси

$$U = L_{экв} \frac{dI}{dt} + R_{экв} \cdot I + \frac{1}{C_{экв}} \int I dt$$

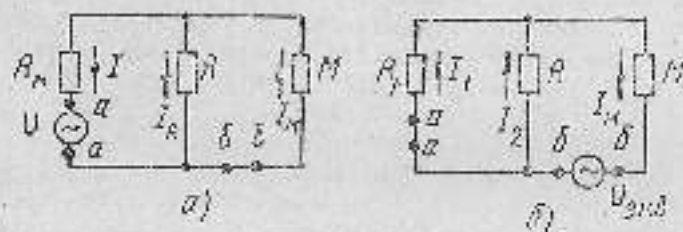
билан (2.3) ифодани солиштириб

$$L_{экв} = R_1 R_2 C_2; \quad R_{экв} = R_1 + R_2 \frac{C_2}{C_1} + R_2 = R_1 + R_2; \quad C_{экв} = C_1$$

экинчи янақлашма. Уларни кетми-кет уласаи, текширилишган занжир учун эквивалент бўлган содда схема ҳосил бўлади (2.6 в-расм). Бу усулдан помалуми занжирдаги жараёнлар экинчи тартибликхга бўлган дифференциал ёки интеграл тенгламалар билан ҳисобланадиганига қарама-қарши мумкин.

6. Эквивалент генератор ҳақида теорема

Ҳар бир электр манбаи — генератор ўзининг ҳосил қили оладиган электр қувватини қучи (ЭЮК) ва кичи қаршилиги орқали характерланади. Шунинг учун уни кичи қаршилиги нолга ва ЭЮК $E(t)$ бўлган генератор билан барор R - резистор билан кетми-кет уласиши деб қараш мумкин. Шундай генератор бирор занжирга уланганда R - резистор таъқи занжир элементига айланади ва генераторнинг ЭЮК замидаги қўйилган қувватини сои жиҳатдан тенг бўлиб, занжирдан ўтадиган ток қучига боғлиқ бўлмайди.



2.7-схема Генераторни эквивалент генератор билан заминлаштуруш.

Эквивалент генератор теоремасига билан 2.7 в-расмнинг «б» қисмига уланган ва ЭЮК $U_{\infty} = \frac{R}{R+R_1} U$ бўлган эквивалент генератор (2.7 б-расм) завожирини M элементлар системасидан ўтатиغان токни ўзгартирмайди. Бошқача қилиб айтганда, занжирнинг сани қувватини қанчалик униёт «б» қисмига қўйилганда M элементлар системасидан ўтувчи ток ўзгармаса, унинг ЭЮК $U_{\infty} = \frac{R}{R+R_1} U$ га тенг бўлади. Бунга тебат қилиш учун 2.7-расмдаги ҳар кичи занжир учун Кирхгоф тенгламаларини ёзиш ва U ҳаи U_{∞} қувватини қучиши I_2 ток қучи билан боғлиқлигини аниқлаш.

2.7а-расмдаги занжир учун:

$$\begin{cases} I_1 R_1 + I_2 R = U \\ I_2 R = I_2 M \\ I = I_1 + I_2 \end{cases} \quad (2.4)$$

(2.4) системасига I ва I_2 катталикларни йўқотамиз:

$$U = \left(\frac{R_1 R}{R - R_1} + R + M \right) I_2 \quad (2.5)$$

2.7б-расмдаги занжир учун:

$$\begin{cases} I_1 R_1 = I_2 R \\ I_2 R + I_2 M = U_{\infty} \\ I_2 = I_1 + I_2 \end{cases} \quad (2.4a)$$

(2.4a) системасига I_1 ва I_2 катталикларни йўқотамиз:

$$U_{\infty} = \left(\frac{R_1}{R - R_1} \cdot R + M \right) I_2 \quad (2.5a)$$

(2.5) ва (2.5a) ҳисоблариниқ ўзаро нисбатидан

$$U_{\infty} = \frac{R}{R_1 - R} U \quad (2.6)$$

экинчи тенглама.

Шундай қилиб, эквивалент схемалар усулига билан тузилиши амхатиялао мураккаб бўлган занжирлар нисбатан содда ва хусусиятлари олинган аниқланган занжирлар билан алмаширилади ва текширилади.

II. Суперпозитсия усули. Ушбу усулни қўйилган занжир қирқонга мураккаб ситиал таъсир этганда, унда солар бўлганган жараёнларнинг ўзаро таъсирини аниқлашдан иборатдир.

Маълумки, занжир чиққиди бўлса, ток қучи ва қувватининиқ барча қийматларида униёт элементлари доимий бўлади. Шунинг учун занжирдаги бир жараённинг борлиги иккинчисига боғлиқ бўлмайди. Лекин бу ҳолда занжир элементларида ўтаётган йиғилди ток ва ундаги йиғилди қувватиниқ, ҳар бир хусусий ҳолда, ўзига хос қийматга эга бўлади. Бомқача қилиб айтганда, занжирга бирвақтла бир неча генератор уланганда, занжирда ҳар бир генератор таъсирда ҳосил бўладиган токнинг қиймати турлича бўлса ҳам ўлар ўзаро бир-бирига боғлиқ бўлмаслиги керак. Бу ҳар бир генератор токнинг бир хил қўйилган тенгламадаи аниқланганини кўрсатади. Уларнинг ситиал фақат сои миқдори амхатияланганига фариқлидир. Шунинг учун занжир қирқонга уланган генераторларнинг натижавий таъсирини ҳар бир генератор ҳиса қиладиган тоқлар йиғилди ситиалда ифодалаш мумкин:

$$I = I_1 + I_2 + \dots + I_n = \sum I_n \quad (2.7)$$

Суперпозиция усули ана шундан иборат. Уш қўйда- гича таърифлаш мумкин: чиққли системага бир вақт- да таъсир қилувчи катталикларнинг натижавий таъси- рини бир-бирига боғлақ бўлмаган айрим катталиклар- нинг таъсирлари натижасининг йиғилдиси деб қараш мумкин.

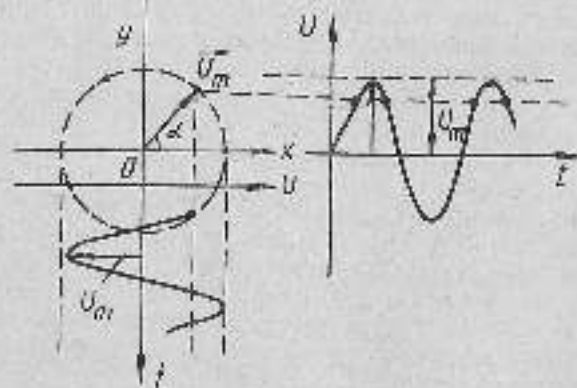
Суперпозиция усули чиққли занжирларда мурак- каб (импульс) сигналларнинг ўтишини ўрганишда кат- та аҳамиятга эга. Бунда мураккаб сигнал — таъсир содда ташкил этувчиларга ажратилади:

$$U = \sum U_i$$

Сўнгра ҳар бир ташкил этувчи таъсирдан ҳосил бўла- диган натижа (масалан, ток) аниқланади. Уларнинг йиғилдиси (2.7) ифодага биноан натижавий катталиқ бўлиб ҳисобланади.

III. Вектор диаграммалар усули. Гармоник тебраниш характерига эга бўлган жараёнларни ўрганишда уларнинг вақт диаграммаларидан кент фойдаланилади. Лекин бу усул ёрдамда тебранишлар устиди алгебра- ик амаллар бажариш ва натижавий фазаларини ўрга- ниш жуда қўқай. Бундай ҳолларда вектор диаграм- малар усулидан фойдаланиш текшириш ва занжирлар- ни ҳисоблаш ишларини осонлаштиради.

Вектор диаграммани тузиш қондаси қўйидагича: тебраниш амплитудасига тенг ёки мутаносиб бўлган



2.8-расм. Тебранишнинг вақт диаграммаси билан вектор диаграммаси оралиғидаги боғланиш.

бирор ўлчамли радиус векторни олиб, у бирор текис- ликда соат тилига (стрелкасига) тескари йўналишда ўзгармас тезлик билан айланади дейлик. Радиус-век- торнинг бурчак тезлиги ўрганилаётган гармоник жара- ённинг тебраниш частотасига соат жиҳатдан тенг бўла- ди. Унинг бирор ўққа проекцияси эси, жараёнинг оний қийматини ифодалайди. Масалан, радиус-векторнинг абсциссалар ўқига проекцияси

$$U_x = U_m \cdot \cos \alpha = U_m \cdot \sin \left(\alpha + \frac{\pi}{2} \right)$$

кучланиш (токи кучи) нинг оний қиймати косинуслар қонуни бўйича ўзгаришини кўрсатса, ордината ўқига проекцияси

$$U_y = U_m \cdot \sin \alpha = U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi)$$

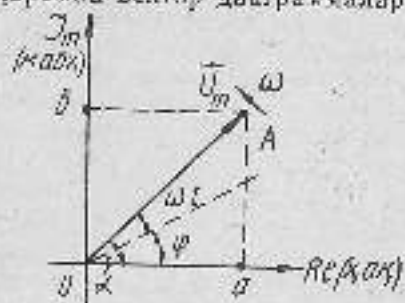
ушнинг синуслар қонуни бўйича ўзгаришини ифодалай- ди. Бу ҳол 2.8-расмда тасвирлаб берилган. Ушдан кў- ринадики, радиус-векторнинг бошланғич ҳолати бош- ланғич фаза φ билан аниқланади. $\varphi = 0$ бўлганда у абс- цисса ўқи билан устима-уст тушади.

Кўрилатган усулнинг моҳияти айланувчи векторлар проекцияларининг йиғилдиси натижавий векторнинг проекциясига тенг деган қондага асосланган. Шунинг учун текширилатган жараёнинг оний қийматини аниқлаш учун, аввал, айланувчи векторларнинг тенг таъсир этувчиси — натижавий вектор аниқланади ва ушнинг ё «х», ёки «у» ўққа бўлган проекцияси топилади. Фақат шунн ёдда тутиш керакки, бу айтганларимизни етарлича узоқ вақт фазалар фарқи ўзгаритмас қола- диган (контент) тебранишлар учунгина қўлланиш мум- кин. Чунки шу ҳолдагина векторларнинг ўзари жойлаши- ши ўзгаритмас бўлиб, уларнинг йиғилдиси доимий бўлади.

Айрим ҳолларда айланувчи деб радиус-векторни эмас, балки кузатуанини ёки координаталар системасини олинади. Бунда радиус-векторлар қўзғалмас бўлади.

Вектор диаграммалар усулининг афзаллиги ушнинг кўрсатмални бўлиши ва ҳисоблашнинг тежамли эканли- гидадир. Аммо бу усулнинг аниқлиги, биричилан жу- да кичик бўлиб, ҳисоблаш натижаси тақрибий бўлади. Иккинчи томондан, таплагил радиус-вектор тебраниш амплитудасининг катталигининг ифодалиб, ушнинг фа-

зодаги йўналишнинг ҳисобга олинмайди (масалан, магнит майдон кучланганлиги векторини ва бошқалар). Шунга қарамай вектор диаграммалар усули занжирларни аналитик ҳисоблаш усулининг асосий ташкили қилади.



2.9-расм. Комплекс соҳада айланувчи радиус-вектор

IV. Комплекс амлитудалар усули. Маълумки, комплекс соҳада ётувчи нуқтанинг ўрни комплекс сон орқали ифодаланади ва ут ҳал ёзилади: етте-бракш, тригонометрик ва кўрсаткичли. Уларни 2.9-расмдан аниқлаш мумкин.

Комплекс сон U_x (A —нуқта) нинг алгебраик ифодаси

$$U_x = a + jb \quad (2.8)$$

бўришида ёкилади. Бунда $j = \sqrt{-1}$ — даражасиз сон, «ж» катталиги комплекс соннинг ҳақиқий қисми бўлиб, сон жиҳатдан радиус-вектор U_m нинг ҳақиқий (Real) ўққа проекциясига тенгдир:

$$a = U_m \cdot \cos \alpha = \text{Re}(U_x)$$

«ж» катталиги эса, комплекс сон U_x нинг маълум қисмининг ташкил этади ва сон жиҳатдан радиус-векторнинг маълум (Imaginate) ўққа проекцияси бўлади:

$$b = U_m \cdot \sin \alpha = \text{Im}(U_x)$$

«ж» ва «ж» катталикларнинг ифодаларини (2.8) формулага қўйсак, комплекс сон U_x нинг тригонометрик ифодаси ҳосил бўлади:

$$U_x = U_m (\cos \alpha + j \sin \alpha) \quad (2.8a)$$

Агар $\cos \alpha + j \sin \alpha = e^{j\alpha}$ (Эйлер формуласи) эканлиги ҳисобга олсак, комплекс соннинг учинчи—кўрсаткичли ифодаси ҳосил бўлади:

$$U_x = U_m \cdot e^{j\alpha} \quad (2.8b)$$

Бунда $U_m = \sqrt{a^2 + b^2}$ комплекс соннинг модули, α — ком-

плекс соннинг аргументи дейилади ва қуйидагича аниқланади:

$$\cos \alpha = \frac{a}{U_m}; \quad \sin \alpha = \frac{b}{U_m}; \quad \tan \alpha = \frac{b}{a} \quad (2.9)$$

Электр занжирларини ҳисоблашнинг бу усулида комплекс соҳада ётувчи A нуқта деб радиус-вектор $\vec{U}_m$ нинг учи олинади. Радиус-вектор айланма ҳаракатда бўлгани учун бу нуқта ҳам вақт ўтиши билан комплекс соҳадаги ўз ўрнини ўзгартириб туради. Шунинг учун у тебранишнинг оқий қийматларини ифодалаб беради.

Демак, радиус-векторнинг модули гармоник тебранишнинг амплитудаси қийматини, аргументи эса, ҳар бир вақт momenti учун тебраниш фазаси $\alpha = \omega t + \varphi$ ни ифодалайди. Шунга кўра

$$U = U_m \cdot \cos(\omega t + \varphi) \quad \text{ёки} \quad U = U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi)$$

кўринишда ифодаланган гармоник тебранишлар комплекс соҳада тригонометрик

$$U_x = U_m \cos(\omega t + \varphi) + j U_m \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.10)$$

ёки кўрсаткичли

$$U_x = U_m \cdot e^{j(\omega t + \varphi)} = \vec{U}_m \cdot e^{j\omega t} \quad (2.10a)$$

шаклда бярхиз U_x комплекс сон орқали ифодаланадилар. U_x катталиги оқий комплекс сон деб аталади ва гармоник тебранишнинг оқий қийматини ифодаловчи белги бўлиб ҳисобланади.

$$\vec{U}_m = U_m \cdot e^{j\varphi} = U_m (\cos \varphi + j \sin \varphi) \quad (2.10b)$$

катталиги тебранишнинг комплекс амплитудаси дейилади. U ҳақиқий ўқ билан φ бурчак ташкил қилган кўрсаткич $\vec{U}_m$ радиус векторни ифодалайди. (2.9-расм). Шунинг учун унинг модули сон жиҳатдан тебраниш амплитудасига тенг бўлади: $|\vec{U}| = U_m$.

Шундай қилиб, оқий комплекс сон U_x гармоник тебранишнинг оқий қийматига тенг экис. U_x гармоник тебранишнинг комплекс соҳадати париси белгиландир. Гармоник тебранишнинг ҳақиқий $U(t)$ қийматига ўтиш учун радиус-векторнинг $\vec{U}$ ҳақиқий, $\vec{U}$ маълум ўққа проекциясини аниқлаш лозим:

$$\begin{aligned} U(t) &= \operatorname{Re}(U_m) = \operatorname{Re}[\dot{U}_m e^{j\omega t}] = U_m \cos(\omega t + \varphi) \\ U(t) &= \operatorname{Im}(U_m) = \operatorname{Im}[\dot{U}_m e^{j\omega t}] = U_m \sin(\omega t + \varphi) \end{aligned} \quad (2.10a)$$

Демак, кўрилатгани ушунинг ҳоҳияти гармоник ҳодисаи комплекс соннинг маънум ёки ҳақиқий қисмлари кўринишида ифодаланишдан иборатдир. Бунда ҳақиқий физик ҳодисани ифодалаш учун зарур математик ҳисоблашлар комплекс сон устида олиб борилади. Якуний натижадан аниқлашда ёки баъзиларни ҳолатга қайтилади.

Ҳақиқий қисмлари тенг, маънум қисмлари ибораси билан фарқ қилувчи яки комплекс сон қўшма комплекс сон деб аталади. Уларнинг ҳоудилари бир хил бўлиб, фазалари миқдор жиҳатдан тенг ва инверсалари қарама-қарши бўлади:

$$\begin{aligned} \dot{A} &= B + jC = A \cdot e^{j\varphi} \\ \dot{A}^* &= B - jC = A \cdot e^{-j\varphi} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Икки қўшма комплекс соннинг кўлайтмаси улар модусларининг кватратига тенгдир:

$$\dot{A} \cdot \dot{A}^* = A^2$$

Занжирларни ҳисоблашда элементларнинг қаршиликни комплекс сонлар билан тасвирлаш катта аминий аҳамиятга эга. Текширилатган занжир қаршиликнинг комплекс тасвири $\dot{Z}$ ундаги кучланиш ва токнинг комплекс ифодаларини фазиро боғлайдиган миқдордир. Бу боғланиш Ом қонунига ҳос келади:

$$\dot{Z} = \frac{\dot{U}_m}{\dot{I}_m} = Z \cdot e^{j\alpha} \quad (2.12)$$

$\dot{Z}$ катталиги занжирнинг тўлиқ комплекс қаршилиги ёки занжир импеданси деб аталади. Унинг комплекс бўлиши занжирдаги ток ва кучланиш орасида фаза келиши мавжудлигини ифодалайди.

(2.12) ифодани қўйидаги кўринишда ёзиб олайлик:

$$\dot{I}_m = \frac{\dot{U}_m}{\dot{Z}} = \frac{U_m}{Z} \cdot e^{j(\alpha - \varphi)} \quad (2.12a)$$

Агар (2.12a) ифодани занжирга қўйишдан $U = U_m \cos(\omega t + \varphi)$

гармоник кучланиш таъсирида занжирда ҳосил бўладиган токнинг комплекс амплитудаси деб қарасак, унинг аниқ комплекс миқдори

$$\dot{I}_m = \dot{I}_m \cdot e^{j\omega t} = \frac{U_m}{Z} \cdot e^{j(\alpha - \varphi)} \cdot e^{j\omega t}$$

бўлиб, ҳақиқий қиймати

$$I = \frac{U_m}{Z} \cos(\omega t + \varphi - \alpha) \quad (2.12b)$$

бўлади.

Демак, занжирдаги турғун (стапionar) токнинг ифодасини аниқлаш учун занжирнинг тўлиқ комплекс қаршилиги маълум бўлиши керак.

Шу мақсадда занжирни ташкил этадиган R , L , C элементлар қаршиликларининг комплекс ифодаларини аниқлайлик.

Агар ҳар бир элемент учларидаги кучланиш $U_x(t) = \dot{U}_m \cdot e^{j\omega t}$, ўтаётган ток $I_x(t) = \dot{I}_m \cdot e^{j\omega t}$ деб фараз қилсак, қўйидаги тенглавларни ёзиб ҳисоблаймиз:

$$\left. \begin{aligned} R &= \frac{U_R(t)}{I_R(t)} = \frac{\dot{U}_m \cdot e^{j\omega t}}{\dot{I}_m \cdot e^{j\omega t}} = \dot{Z}_R \quad \text{ёки} \quad \dot{Z}_R = R \\ L &= \frac{U_L(t)}{\frac{dI_L(t)}{dt}} = \frac{\dot{U}_m \cdot e^{j\omega t}}{j\omega \dot{I}_m \cdot e^{j\omega t}} = \frac{\dot{Z}_L}{j\omega} \quad \text{ёки} \quad \dot{Z}_L = j\omega L = jx_L \\ \frac{1}{C} &= \frac{U_C(t)}{\int I_C(t) dt} = \frac{\dot{U}_m \cdot e^{j\omega t}}{\dot{I}_m \cdot \frac{e^{j\omega t}}{j\omega}} = j\omega \cdot \dot{Z}_C \quad \text{ёки} \quad \dot{Z}_C = \frac{1}{j\omega C} = -jx_C \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

(2.13) ифодадан кўрилатадики, R , L , C элементларнинг қаршиликлари ўзига мос келувчи комплекс қаршиликнинг модулига тенг экан. Демак, занжир элементининг комплекс қаршилиги унинг ҳақиқий қаршилигидан $e^{j\alpha}$ миқдорга қарқ қилар экан. Бу миқдор элементдаги кучланиш билан ток орасидаги фаза фарқида ифодалайди. (2.13) ифодада кўра резистордан ўтувчи токнинг фазаси унга қўйилган кучланиш фазасига мос келади: $\alpha = 0$.

Индуктивликдан ўтувчи ток қўйилган кучланишдан $\alpha = \frac{\pi}{2}$

бурчак орқада қолса, конденсатордаги ток $-\alpha = \frac{\pi}{2}$ бурчак олдиго кетади. Шунинг учун индукциялик ғалтаги ва конденсатор реактив қарчилеклар бўлиб, энергия тўллаш хусусиятига эга элементлардир.

Шундай қилиб, комплекс амплитудалар усулини қўллап яанжирни ифодаловчи барча дифференциал ёки интеграл тенгламаларни оддий алгебраик тенгламалар билан алмаштиради. Нативада ҳисоблаш бирмунча соддалашади.

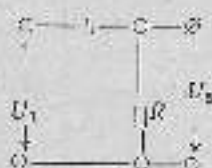
2.4. Дифференциалловчи ва интегралловчи занжирлар

Агар занжирнинг чиқиш кучланишининг олий қиймати кириш кучланишининг ҳосиласига мутавосиб ўзгарса, бундай занжир *дифференциалловчи*;

$$U_2 = A \frac{dU_1}{dt},$$

агар у кириш кучланишининг интегралига мутавосиб ўзгарса, *интегралловчи занжир* дейилади:

$$U_2 = B \int U_1 dt$$



2.10-расм. Дифференциалловчи RC-занжир.

Бу ерда А ва В — мутавосиблик коэффициентлари.

Умуман олганда, дифференциалловчи ва интегралловчи занжирлар етарлича мураккаб электрон схемата эса. Лекин биз бу жараёнларнинг мохиятини тушунишга янқош берадиган энг содда схемали занжирлар билан танишамиз.

Бизга С сирям ва R резисторнинг кетма-кет уланганидан ташқил топган занжир берилган бўлсин (2.10-расм). Унда чиқиш кучланиши R резистор орқали олинеси.

Кирхгоф тенгламасини тузамиз:

$$U_1 = \frac{1}{C} \int Idt + IR \quad (2.14)$$

Уялап вақт бўйича ҳосилда олиб, икки томонини RC га қўлайтирсак, қуйидаги ифода ҳосил бўлади:

$$RC \frac{dU_1}{dt} = IR + R^2 C \frac{dI}{dt} \quad (2.14a)$$

Кетма-кет уланганда занжир элементларидан бир хил ток ўтганлиги учун уяи конденсатор кучланиши орқали ифодалани мумкин:

$$I = C \frac{dU_2}{dt} \quad (2.15)$$

(2.15) ифодани (2.14a) ифодага қўйиб, чиқиш кучланиши $U_2 = IR$ эканлиги ҳисобга олсак, қуйидаги ифода ҳосил бўлади:

$$U_2 = RC \frac{dU_1}{dt} - R^2 C^2 \frac{d^2 U_2}{dt^2} \quad (2.16)$$

Агар бу ифодада иккинчи ҳадни ҳисобга олмаслик мумкин бўлса, занжирни дифференциалловчи дейиш мумкин:

$$U_2 \approx RC \frac{dU_1}{dt} \quad (2.16a)$$

Бунинг учун занжирнинг эрект доимийси деб аталуви RC катталиги етарлича кичик миқдор бўлиши керак.

(2.16a) ифодани бешкача йўл билан ҳам олиш мумкин. Бунинг учун (2.15) ни янқош кучланиши ифодасига қўйиб, $U_2 = RC \frac{dU_2}{dt}$ Агар бунда U_2 ни U_1 орқали ифодалани мумкин бўлса, (2.16a) ҳосил бўлади, яъни занжирнинг дифференциалловчи занжир дейиш мумкин бўлади. Ана шундай алмаштиришни ўтказиш учун

$$R \ll \frac{1}{\omega C} \quad (2.17)$$

тенгсизлик ўринали бўлиши, яъни кириш кучланишининг асосий қисми сўғимга қўйилган бўлиши керак. Шунга кўра (2.17) ифода занжирнинг *дифференциалловчи* агар-га деб аталади. Уяи қуйидаги кўрсаткича ифодалани қўлай:

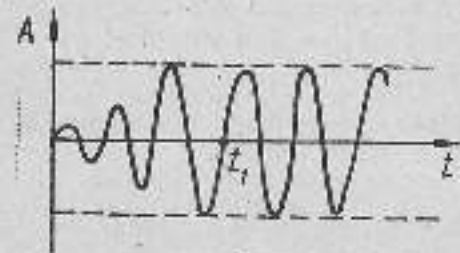
$$RC \ll \frac{1}{\omega} \text{ ёки } \tau \ll T \quad (2.17a)$$

Бу ерда $\tau = RC$ — занжирнинг вақт доираси, $T = \frac{1}{\omega}$ занжирга таъсир этувчи тебраниш даври.

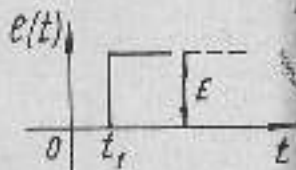
Демак, занжир дифференциалловчи бўлиши учун

фарқ қилишини ифодалаб беради. Назарий жиҳатдан қараганда занжирдаги ўтиш жараёнлари чексиз узоқ вақт давом этади. Лекин амалда занжирдаги ўтиш жараёнлари чекли вақт ичида тугалланган деб қаралади. Унинг давом этиш вақти занжирнинг вақт доимийси орқали характерланади. Занжирнинг вақт доимийсига тенг вақт ичида занжирдаги жараёнлар «е» марта ўзгаришга учрайди. Одатда занжирдаги ўтиш жараёнлари $t = (4+5) \tau$ вақт ичида тугалланган ҳисобланади (2.12-расмда гармоник тебранишнинг турғун ҳолатга ўтиши тасвирланган).

Занжирдаги жараёнларнинг мураккаб бўлиши унинг характеристикаларининг турлича бўлишини кўрсатади. Занжирдаги турғун жараёнлар унинг *стационар характеристикалари* орқали, турғун бўлмаган жараёнлар эса, *ўтиш характеристикалари* орқали ифодаланади.



2.12-расм. Гармоник тебраниш жараёнининг турғун ҳолатга ўтиши.



2.13-расм. «Кучланиш сакраши»нинг тасвири.

2.6. Электр занжирининг ўтиш характеристикалари

Занжирнинг бирлик амплитудали «кучланиш сакраши»га жавоби занжирнинг *ўтиш характеристикаси* дейилади. «Кучланиш сакраши» шундай катталикти, у ошай вақтда маълум амплитуда қийматига эришиб, сўнгга чексиз вақт давомида ўзгаришсиз туради (2.13-расм):

$$e(t) = \begin{cases} 0 & t < t_1 \text{ гача} \\ E & t \geq t_1 \text{ дан бошлаб} \end{cases}$$

Оддий RC ва RL — занжирларнинг ўтиш характеристикаларини аниқлайлик.

Чақиши сирғим орқали бўлган RC — занжирга (2.14-расм) E амплитудали «кучланиш сакраши» таъсир

этаётган бўлсин. Қулай бўлиши учун сакраш $t=0$ вақтда содир бўлади деб фараз қиламиз. $t \geq 0$ вақт учун Кирхгоф тенгламасини ёзайлик:

$$E = U_R + U_C \quad (2.22)$$

Занжирдаги ток (2.15) ифода орқали ифодаланшини ҳисобга олсак, (2.22) ифода қуйидаги кўринишга келади:

$$RC \frac{dU_C}{dt} + U_C = E \quad (2.22a)$$

Бу ўзгариш коэффициентли бир жинсли бўлмаган чиёқли дифференциал тенглама. Маълумки, бундай тенгламанинг ечими мос бир жинсли дифференциал тенгламанинг умумий ечимига бир жинсли бўлмаган дифференциал тенгламанинг хусусий ечимларида бирига қўшиб билан топилади:

$$U_C = U_{c1} + U_{c2} \quad (2.23)$$

Бунда U_{c1} — мос бир жинсли тенгламанинг умумий ечим; U_{c2} — бир жинсли бўлмаган тенгламанинг хусусий ечим; — U_{c2} ташқи таъсир бўлмаган ҳолда занжирнинг бошланғич энергетик ҳолати ўзгариши туфайли содир бўладиган жараёнларни ифодалайди. Шунинг учун уш эркин кучланиш дейилади ва у занжирдаги хусусий, яъни эркин жараёнларни характерлайди.

U_{c2} хусусий ечим мажбурловчи ташқи куч билан характерланади ва *мажбурловчи кучланиш* деб аталади. Тенгламанинг шу ечимларини аниқлайлик. Аввал мос бир жинсли дифференциал тенгламани тузайлик:

$$RC \frac{dU_C}{dt} + U_C = 0 \quad (2.24)$$

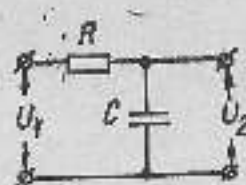
Ўзгаришларни ажратиб интегралласак, умумий ечим қосил бўлади:

$$U_{c1} = A \cdot e^{-\frac{t}{RC}}, \quad (2.25)$$

A — интеграллаш доимийси.

Занжирдаги эркин жараёнлар чексиз вақт давом этади, чунки конденсатор фақат чексиз вақт ичидагина E миқдорга зарядланиши мумкин. Ана шу қийматини хусусий ечим деб оламиз:

$$U_{c2} = E \quad (2.25a)$$



2.14-расм. Интегралловчи RC-сирғим.

(2.25) ва (2.23 а) ифодаларни (2.23) ифодага қўйсак, (2.22 а) тенгламанинг умумий ечими ҳосил бўлади:

$$U_c = K + A \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.26)$$

А коэффициентни аниқлаш учун бошланғич шартлардан фойдаланамиз. Улар занжирнинг бошланғич энергетик ҳолати билан аниқланади. Бизнинг ҳолда конденсатор энергия тўловчи элемент ҳисобланади. Шунинг учун бошланғич шартлар шу конденсатордаги бошланғич энергия жамғармаси

$$W_c = \frac{CU_c^2}{2}$$

билан характерланади. У оғий вақт янгида сакраш билан ўзгариши мумкин эмас. Шунинг учун занжир киришига «кучланиш сакраши» тўсир этган пайтда ($t=0$) конденсатордаги кучланиш нолга тенг (ўзгаришсиз) бўлади: $U_c(0)=0$. Шунга кўра (2.26) умумий ечимдан $A = -E$ экани келиб чиқади. Бу занжирга «кучланиш сакраши» тўсир этган онда унда амплитудаси «кучланиш сакраши» ликига тенг, лекин тескари йўналиш ЭОК ҳосил бўлишини кўрсатади. Шунга асосан умумий ечим (2.26) қуйидаги кўринишда ифодаланади:

$$U_c = E(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (2.27)$$

Бу занжирдаги ўташ жараёнининг ифодасидир. Ундан занжирнинг ўтиш характеристикасини аниқлаш мумкин:

$$h(t) = \frac{U_c}{E} = 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.27a)$$

(2.15) формула асосида (2.27) муносабатдан занжирдаги ток кучининг ифодаси татилади:

$$I = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.28)$$

(2.27) ва (2.28) ифодалар кучланиш ва ток кучининг экспоненциал қосув бўйича ўзгаришини кўрсатади. Уларнинг ўзгариш теслиги занжирнинг вақт доимий $t=RC$ га боғлиқ. Ҳаёт доимийлигининг ортқили билан ток кучи ва кучланишнинг ўзгариш теслиги камаяди,

у актив, яки ҳолда эса, *пассив* тўрт қутбли система деб аталади.

Электр занжирини асосий характерловчи катталиги унинг *комплекс узатиш коэффициенти*дир. У чиқиб келган амплитудасининг кириш сигнали амплитудасига нисбати кўрилишда ифодаланади:

$$K = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \cdot e^{j\varphi} = K \cdot e^{j\varphi} \quad (2.36)$$

Бунда, $K = \frac{U_{m2}}{U_{m1}}$ — узатиш коэффициентининг модули;

$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ — тебранишлар орасидаги фаза фарқи.

Немат, занжирнинг узатиш коэффициенти чиқиб кучланиш кириш кучланишининг қанча қисмини ташкил этишини кўрсатади. Унинг комплекс катталиги бўлиши занжирда энергия тўловчи элементлар қатнашиши билан характерланади. Шунинг учун у частотага боғлиқ индиктордир: $K = K(\omega)$.

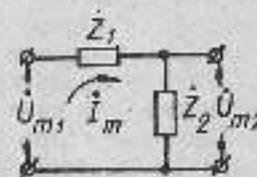
Комплекс узатиш коэффициентининг модули $K = |K(\omega)|$ — занжирнинг *амплитуда — частотавий* ёки *частотавий характеристикаси* деб, аргументи — $\varphi = \varphi(\omega)$ эса, занжирнинг *фазавий характеристикаси* деб аталади.

Занжирнинг частотавий характеристикаси занжирдан гармоник бўлмаган тебраниш ўтганда унинг ташкил этувчиларининг амплитудалари қандай ўзгаришини кўрсатади. Бу ўзгаришлар *частотавий бузилишлар* деб кўрилади.

Занжирдан гармоник бўлмаган тебраниш ўтганда ташкил этувчиларнинг фазавий муносабатлари қандай ўзгаришини унинг фазавий характеристикаси ифодалайди. Бу ўзгаришлар *фазавий бузилишлар* дейилади.

Занжирда содир бўладиган частотавий ва фазавий бузилишлар биргаликда чиқиб келган сигнал шаклининг ўзгаришига сабабчи бўлади.

Тебраниш частотаси ўзгармас бўлганда чиқиб кучланиш амплитудасининг кириш кучланиш амплитудасига боғлиқлигини ифодаловчи катталик занжирнинг *амплитудавий характеристикаси* деб аталади:



2.15-расм. Кучланиш бўлиши.

$$U_{m2} = (U_{m1}) / \sqrt{1 + \omega^2 LC^2}$$

У заңжирдагы амплитуданың бузылышлары ефдалайды.

Частотавий, фазавий ва амплитудавий характеристикалар заңжирның стационар характеристикаларына ташкии килешилер.

$\dot{Z}_1$ ва $\dot{Z}_2$ қаршалықтарының кетма-кет ұланшылдан туыптан заңжирны олағлак (2.18-расм). Унда

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= Z_1 \cdot e^{j\psi_1} & U_{m1} &= U_{m1} \cdot e^{j\psi_1} \\ \dot{Z}_2 &= Z_2 \cdot e^{j\psi_2} & U_{m2} &= U_{m2} \cdot e^{j\psi_2} \\ \psi_1 &\neq \psi_2 & \psi_2 &\neq \psi_1 \end{aligned}$$

деб ҳисоблаймыз. Тизрифта кўра заңжирның узатыш коэффициентини (2.36) орқали ефдаланыш керек. Лекин у узатыш коэффициентининг заңжир элементлари орқали қандай анықлашышын кўрсатмайды. Агар

$$\begin{aligned} U_{m1} &= I_m \cdot Z_1 = I_m \cdot Z_2 \\ U_{m2} &= I_m \cdot Z_2 \end{aligned}$$

эканинг ҳисобга олсак, бизнинг заңжир учун бу белгилеиш вужудга келяди:

$$K = \frac{Z_1}{Z_2} \quad (2.37)$$

Бунда K нинг қиймати бирдан кичик. Шунинг учун кўраётган заңжиримиздан сығам утганда, унинг амплитудасы кичрайып чикады. Шунга кўра бундай заңжирнинг узатыш коэффициентини *сығайтыш коэффициенти* деб ҳам аталады. Заңжирның ўзи эса, *кучайтыш бөлгичи* дейлады. Унга ҳисап қилиб электр потенциалларының кўрсатыш жумкыл.

Агар заңжирның узатыш коэффициенти бирдан катта бўлса, у *кучайтыш коэффициентини* дейлады. У актив заңжирлар учун ўрындадыр.

Энди энг солда RC ва RL — заңжирларның частотавий ва фазавий характеристикаларыни анықлайлик.

Чоқри кучлашса RC — заңжирның R резистори орқали олашаётган бўлган (2.10-расм), яъни $\dot{Z}_1 = \frac{1}{j\omega C}$ ва $\dot{Z}_2 = R$.

Уларни (2.37) иротага қўйиб, узатыш коэффициентини узун куйдагы ифодагы ҳисап қилемиз:

$$K = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad (2.38)$$

(2.38) ни узатгы комплекс қўшмасы

$$K^* = \frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad (2.38a)$$

га кўпайтыриб, квадрат ялғиздан чикарсак, кўраётган заңжиримизның частотавий характеристикасының тенгламасы ҳисап бўлады:

$$K = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (2.39)$$

Унинг фазавий характеристикасы тенгламасы эса, қуйдагыча бўлады:

$$\psi = \arctg \frac{1}{\omega RC} \quad (2.40)$$

Унда частотага 0 дан олашса бўлган қийматлар бериб, заңжирның частотавий ва фазавий характеристикаларының графикларини ҳисап қиламыз. 2.19-расмда кўрсатылган.

Демак, юқори частоталар тебранишлар кўраётган заңжиримиздан кетх бузылган ҳолда ўтар элек. Чунки улар узун узатыш коэффициенти катта, фази бузылышлары кичик.

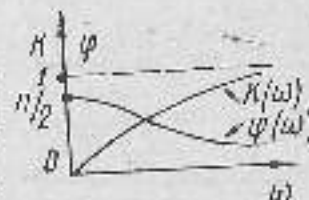
RL — заңжир учун ҳам шакли кучлашса R резистор орқали олашаётган бўлган (2.11-расм); $\dot{Z}_1 = j\omega L$ ва $\dot{Z}_2 = R$. Юқорида кўраётган ҳолдаги мулохазаларни қайтариб, заңжирнинг комплекс узатыш коэффициенти

$$K = \frac{R}{R + j\omega L} \quad (2.41)$$

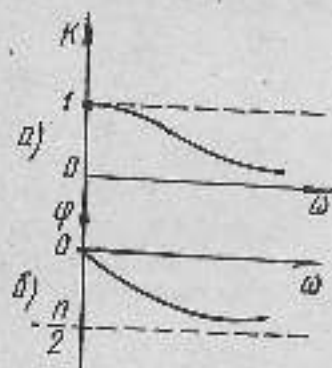
частотавий характеристикасы —

$$K = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \quad (2.42)$$

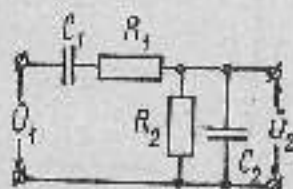
фазавий характеристикасы эса,



2.19-расм. Частотные характеристики RC-заңжирның частотавий ва фазавий характеристикалары.



2.20-расм. Чиклиги резистор ортдаги бўлини RL — занжирнинг частотавий ва фазавий характеристикаси.



2.21-расм. Параллел занжир.

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \text{ ва } Z_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$$

эканини ҳисобга олсак, филтранинг комплекс узатиш коэффициентини учун қуйидаги ифода ҳосил бўлади:

$$K = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2})} \quad (2.44)$$

(2.44) нинг модули

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right)^2 + \left(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2}\right)^2}} \quad (2.45)$$

филтранинг частотавий характеристикасини, аргументи

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{\omega C_2 R_2}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{C_2}{C_1}} \quad (2.46)$$

$$\varphi = -\arctg \frac{\omega L}{R} \quad (2.43)$$

эканини аниқлаймиз. Уларнинг графиклари 2.20-расмда кўрсатилган.

Шундай қилиб, занжирларнинг частотавий ва фазавий характеристикалари уларга мураккаб сигнал таъсир этганда, чиққиш кучлаишда яшқил этувчиларнинг салмоғи қандай бўлишини баҳолаш имконини беради. Шунинг учун юқорида кўрилган занжирлар электр филтрлар деб аталади.

Частота танлаш мақсадида ишлатиладиган RC — филтрлардан бири Вин кўнрагиндир (2.21-расм). Унинг частотавий ва фазавий характеристикаларини аниқлаш, (2.37) бўйича

век, унинг фазавий характеристикасини ифода қилади. Уларнинг графиклари 2.22-расмда кўрсатилган. Унда Вин кўнрагининг частота танлаш хусусияти яққол кўрилади. Фақат

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_1 C_1 C_2}} \quad (2.47)$$

частотага фаза сийқилиши $\varphi(\omega_0) = 0$ бўлиб, узатиш коэффициенти энг катта қийматга эришади.

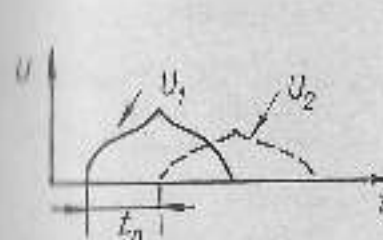
8.6. 2.3

$$K = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{C_2}{C_1}} \quad (2.48)$$

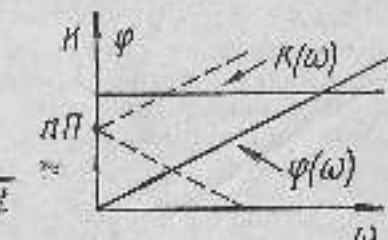
2.6. Электр занжирларининг ўтказиш соҳаси

Электр занжирдан сигналнинг шакли бузилмай ўтиши учун занжирнинг узатиш коэффициенти барча ташқил этувчилар учун бирдай бўлиши керак. Бошқача қилиб айтганда, агар занжир чиққишдаги кучлаишни кириш кучлаишидан сигнални вақт бўйича сўриш йўли билан ҳосил қилинса, уш бузилмаган деб қараш мумкин (2.23-расм). Бу ҳол занжирнинг узатиш коэффициенти частотага боғлиқ бўлмаган мақдор бўлгандагина, яъни идеал занжир учун бажарилади:

$$K \neq K(\omega) = \text{const}$$



2.23-расм. Сигналнинг вақт бўйича сўрилиши.



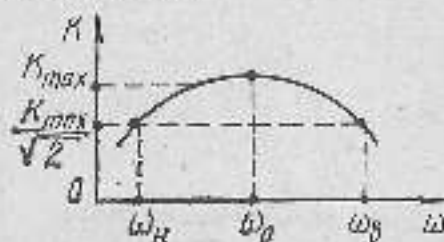
2.24-расм. Идеал занжирнинг частотавий (K) ва фазавий (φ) характеристикаси.

Идеал зашжирнинг фазавий характеристикаси ҳуидагича ифодаланади:

$$\varphi = \pi \tau - 1 - \omega \quad (2.49)$$

бунда $\kappa = 0,1,2, \dots$ — натурал сонлар. Унинг частотавий ва фазавий характеристикаси 2.24-расмида кўрсатилган.

Агар κ жуфт сон бўлса, чиққиш кучлавини билан кириш кучлавини нис фазавий ўзгаради, яъни узатишнинг ҳатти-яшилти бир хил бўлади. Аксича, κ тоқ сон бўлса, зашжирдан сигнал ўтганда, унинг ҳатти-яшилти тескарига ўзгаради.



2.25-расм. Идеал зашжирнинг частотавий характеристикаси.

Реал зашжирларнинг узатиш коэффициенти ҳатти-яшилти частотаси болиқ катталиклар. Фақат частоталарнинг хайирух соҳаси учунгина бу болиқ-лиш сует бўлади ва уни ҳисобга олимаслик мумкин. Реал зашжир частотавий характеристикасининг умумий кўриниши 2.25-расмида тасвирланган. Унда узатиш коэффициенти K фақат ма частота итлофидаги кичик соҳада катт ўзгаради. Бу соҳадан четда эса, u тез кичиралади. Ушх характеристиканинг нотекислик коэффициенти деган катталик орқалии характеристикали:

$$M = \frac{K}{K_{\max}} \quad (2.50)$$

Бунда $K_{\max}$ — ω_0 частотата тўғри келадиган узатиш коэффициентиининг энг катта қиймати.

Амалда нотекислик коэффициенти M та тескари бўлган миқдор ҳам кенг ишлатилади. U частотавий бузилишлар коэффициенти деб аталади ва ҳуидагича аниқланади:

$$M^* = \frac{1}{M} = \frac{K_{\max}}{K} \quad (2.50a)$$

Характеристиканинг нотекислик коэффициенти (ёки частотавий бузилишлар коэффициенти) зашжир узатиш коэффициентиининг частотата болиқ бўлмаган (сует

болиқлиги) соҳасини аниқлиш имкониини беради. Частотавий характеристиканинг бу соҳаси зашжирнинг ўтказиш соҳаси (ноҳасаси) деб аталади: $\Delta\omega = \omega_B - \omega_H$. Унинг кенглиги зашжирнинг сурига ва нотекислик коэффициентиининг таянчлиги қийматига болиқ бўлади. Шунинг учун зашжирнинг ўтказиш соҳаси ҳақида тапарганда уни нотекислик коэффициентиининг қандай қийматларига тўғри келиши ҳақида ҳам тапариш керак. Шунта кўра нисарий жиҳатдан зашжирнинг ўтказиш соҳасини беловлаш ихтиёрийдир. Лекин амалий жиҳатдан бу ихтиёрийлик ноқулайлик туғдиради. Шунинг учун зашжирнинг ўтказиш соҳаси деганда зашжирдан ўзгараган сигналнинг қиймати миқсимаи қийматига нисбатан $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ марта ўзгарадиган частотата оралиги қабул қилинган.

Зашжирнинг ўтказиш соҳасидан тапқаридаги соҳа тебраканиларни сфидириш соҳаси деб аталади.

Агар сигналнинг қисқартирилган спектри зашжирнинг мартии таянч олинган ўтказиш соҳасига ситса, u оа бузилган ҳолда узатилади, яъни частотавий бузилишлар оа бўлади. Агар u ўтказиш соҳасига ситмаси (кентроқ бўлса), частотавий бузилишлар катталиги узатиш коэффициентиининг ўтказиш соҳасидан тапқаридаги кичирайиш тезлигига болиқ бўлади; узатиш коэффициенти частотата болиқ раишида сует кичирайса, частотавий бузилишлар ҳам кичик бўлади ва, аксича. Шунинг учун зашжир ўтказиш соҳасининг четариний қийматларини кўрсатиш қандай частотатаи ситиаллар кам бузилиб ўтишига кўрсатиш учун етарли бўлса ҳам, ситиал тахмининг бузилишини баҳолаш учун етарли бўлмайди. Бунинг учун зашжирнинг частотавий ва фазавий характеристикаларини тўлиқ биллиш керак.

Демах, зашжирларнинг ўтказиш соҳасини амалий жиҳатдан аниқлаш u ёки бу ситиалнинг зашжирдан қандай ўтганини сифат жиҳатдангина баҳолаш имкониини беради. Ушх миқдор жиҳатдан аниқлаш учун зашжирнинг тўлиқ частотавий ва фазавий характеристикаларини биллиш лозим.

2.9. Кучлавини бўлигилари

Радиосектори қурилмаларда ишлатиладиган кўзатиш бўлигиларининг элементлари соф актив қарилмалик реэи-

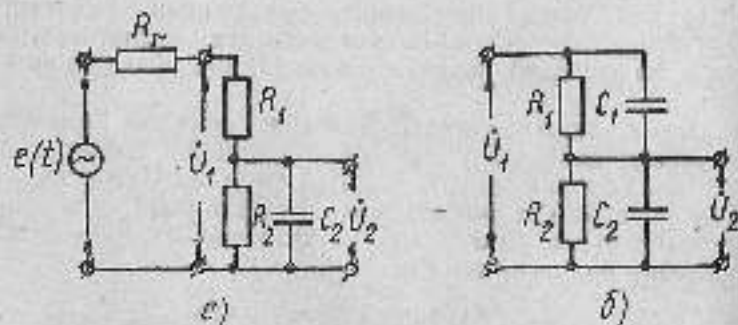
торлардан иборат, яъни $Z_1 = R_1$ ва $Z_2 = R_2$ (2.18-расм). Шунинг учун уларнинг узатиш коэффициенти

$$K = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.51)$$

бўлади. Аммо бу ишонч қийматдир, чунки R_2 бир печа Ом, R_1 эса, бир печа жамом катталикка эга бўлиши мумкин. Уни еликлантириш учун анжирга улашадиган майбоннинг икки қаршиликни билиш керак. Агар майбоннинг қаршилиги бўлишнинг умумий қаршилиги $R_1 + R_2$ дан жуда катта бўлса, бўлишга қўйилган кучлаш (U) жуда кичик (нолга яқин) бўлади. Шунинг учун кучлашнинг бўлиши майбонга эга бўлмайди. Аксинча, $R_1 \ll R_1 + R_2$ тенгсизлик ўрилин бўлса, U кучлаш майба кучланишга яқин бўлади ва R_1 ва R_2 резисторларда кучланиш тақсимиоти вужудга келади.

Келтирилган мулоҳазалар ётармас кучланиш бўлишида тўлиқ bajarиллади. Ўзгаришларга ўзгариш кучлаш таъсир этса ва унинг частотаси ўзгаришдан бўлса, R_1 ва R_2 резисторларда кучланишнинг тақсимланиши ўзгаради. Буога схемадаги зарарли сирмлар сабаб бўлади. Натижада занжирнинг узатиш коэффициенти частотата боғлиқ миқдорга айланади. Бунда кучлашнинг бўлишга улашадиган занжирнинг икки сирмни энс катта таъсирга эга (2.26 а-расм). Уни ҳисобга олсак, бўлишнинг узатиш коэффициенти

$$K = \frac{R_2}{(R_1 + R_2) + j\omega L_1 R_2 C_2} \quad (2.52)$$



2.26-расм. Ўзгаришчан кучланиш бўлиши.

формула билан аниқланади ва частотата боғлиқ миқдор бўлиб қолади.

Кучланиш бўлишнинг характерли белгиси шунки, унинг чиқаш кучланиш частотата боғлиқ бўлмаслиги керак. 2.26 а-расмда кўрсатишган бўлишнинг узатиш коэффициенти частотата боғлиқ бўлмаслиги учун R_1 қаршилик қўшимча C_2 сирим билан пунтланади (2.26 б-расм). Унда занжирнинг узатиш коэффициенти,

$$K = \frac{R_2}{\frac{1 + j\omega L_1 C_2}{1 + j\omega L_1 R_1} R_1 + R_2} \quad (2.53)$$

бўлади. Агар $\tau_1 = R_1 C_1$ ва $\tau_2 = R_2 C_2$ вақт доимийлари бир-бирига тенг қилиб танланса, узатиш коэффициенти (2.51) орқали аниқланади. Бу ҳол чиқаш кучланишнинг частотата боғлиқ бўлмаслигини кўрсатади. Бундай кучлашнинг бўлишларини частотата комплексацияланган бўлиш деб аталади.

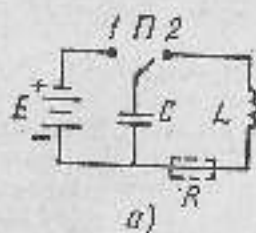
2.10. Тебраниш контурлари

Радиотехника қурилмаларининг асосий занжирларидан бири тебраниш контурларидир. Улар ёрдамида юқори частотали электр токи ҳосил қилишда ёки мураккаб тебранишларнинг керакли частота спектри ажратиш олинади.

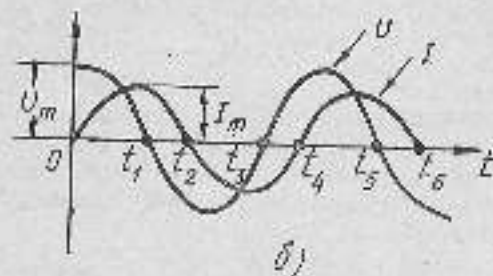
Тебраниш контури деганда L индуктивлик қалтаги ва C конденсаторнинг улашидан ҳосил бўладиган берк электр занжирини тушунилади. Тебраниш контури таркибда, албатта, актив R қаршилик ҳам қатлашади. У тебраниш контурининг ҳосил қилган сирмларда ва конденсаторнинг диэлектрикидаги энергия юғлишини ифодалайди. Улардан индуктивлик қалтаганининг ўрамлиридаги энергия йўқолиши катта аҳамиятга эга.

Тебраниш контурлари содда ва мураккаб бўлади. Садда контурга мисол қилиб якка контурни кўрсатиш мумкин. У якка C сирим ва L индуктивлик қалтагидан ташкил толади.

Мураккаб контурлар якка контурлар комбинациясидан иборат бўлиб, уларни боғланган тебраниш контурлари деб аталади. Умумий ҳолда боғланган контурлар занжирсимон таркибга эга. Боғланишга кирганга ҳар бир контур марциал контур дейилади. Парциал контурни якка контур сифатида ажратиш ўрганиш мум-



2.27-расм. Нулг контурдаги ток учун (а) ва қувишнинг (б) вақт диаграммалари.



кии эҳис, чунки унинг хусусиятлари яқка контурнинг хусусиятидан тубдан фарқ қилади.

Тебраниш контурининг ишлатиш принципини аниқлаш учун 2.27-а-расмда келтирилган схемани олайлик. Агар калит П или «1» ҳолатга ўтасак, конденсатор бирор U-миқдоргача зарядланади ва унда

$$w_C = \frac{CU_m^2}{2}$$

электр майдон энергияси тўпланади. Шундан сўнг калитни 2» ҳолатга ўтказсак, L индуктивлик галтати орқали занжир ёнилади ва конденсатор у орқали зарядспадана бошлайди.

Конденсаторнинг зарядсизланиш токи индуктивлик галтати итлофида магнит майдонига ҳисил қилади, яъни конденсаторда тўплаган электр майдон энергияси индуктивлик галтатининг магнит майдон энергиясига айланш бошлайди:

$$w_L = \frac{LI_m^2}{2}$$

Агар тебраниш контурида энергия юталиши бўлмаса, яъни контур идеал бўлса ($R=0$), конденсатор қонламадари орасида тўплаган энергиянинг максимал қийма-

ти индуктивлик галтатининг максимал магнит майдон энергиясига тенг бўлади: $w_C = w_L$.

Бу жараёнинг характерли белгиси шуки, конденсаторнинг зарядсизланиши олин вақтда бўлмай, асга-сани беради. Чунки бунда зарядсизланиш токининг бир-дал катта бўлишига индуктивлик галтатида ҳисил бўладиган ўзиндукция ЭИОК йўқ қўймайди.

Ўзведукция электр юритувчи кучлининг ўзгариш йўналиши ҳар доим ток кучи бил қулайлигининг тес ўзгаришида унга тасқари йўналган бўлади (Левин қоида-си). Контурдаги ток ва конденсатор қулайлигининг ўзгариши 2.27 б-расмда кўрсатилган.

Шундай қилиб, тебраниш контурининг ишлатиш принципи конденсатор қонламалари орасида тўплаганган электр майдон энергиясининг индуктивлик галтатиникс магнит майдон энергиясига ая экисилча, магнит майдон энергиясининг электр майдон энергиясига ўзўхсиз ай-ланиб турганига асосланганлир. Бунда энергия алма-ишулкин тўтиб турувчи кут бўлиб индуктивлик галтатида ҳисил бўладиган ўзиндукция ЭИОК ҳисобланади. Контурдаги бундай тебранишлар ҳусусид ёки эркин тебранишлар тиб аталади.

2.11. Тебраниш контуридаги эркин тебранишлар

Визга R иккио қаршиликка эга бўлган реал контур берилган бўлсин. Ўндаги конденсаторни зарядлаб, индуктивлик галтатига ўслайлик ($i=0$). Контурдаги токнинг охи қўйхатини аниқлаш учун Керхгоф тенглама-сини йзамиз:

$$L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt + iR = 0 \quad (2.54)$$

Бундан вақт бўйича ҳисилла олиб ерделаштиласил, қўйи-даги тенглама ҳисил бўлади:

$$\frac{di}{dt} + 2\delta \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0 \quad (2.55)$$

Унда, $\delta = \frac{R}{2L}$ — контурнинг сўйиш даражаси,

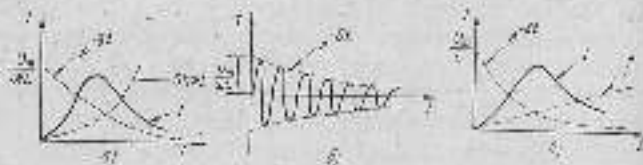
$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ — контурнинг ҳусусид частотаси.

(2.55) биринчиси, иккинчи тартибли, биринчи даражали дифференциал тенгламидир. Ўнинг ухсусий есини

$$I = \frac{U_m}{2\omega L} \cdot e^{-\delta t} (e^{+j\omega t} - e^{-j\omega t}) \quad (2.56)$$

кўринишга эга. У реал контурдаги тебранишларнинг ҳақиқатан ҳам сўнувчи эканини ва сўнишнинг экспоненциал қонуни бўйича бўлишини кўрсатади. Амплитуданинг кичрайиш тезлиги контурнинг сўниш даражаси δ га бағлиқ бўлса, тебраниш қонуни ва коэффициент орқали характерланади. Бир нечта ҳолни кўриб ўтайлик.

I ҳол: $\omega > 0$ ($\delta^2 \gg \omega_0^2$).



2.28-расм. Реал контур токнинг ω коэффициентига боғлиқ ўзгариш графикалари.

Бу ҳолда ω коэффициент ҳақиқий миқдор бўлади. Шунинг учун (2.56) ечим қуйидаги кўринишда ифодаланади:

$$I = \frac{U_m}{\omega L} \cdot e^{-\delta t} \cdot \sin \omega t \quad (2.56a)$$

Демак контурдаги ток гиперболик синус қонуни бўйича ўзгаради ва даврий бўлмайди. Бундай тебранишлар аperiодик тебраниш деб аталади. Унинг графиги 2.28 а-расмда кўрсатилган.

II ҳол: $\omega < 0$ ($\delta^2 \ll \omega_0^2$).

Бу ҳолда ω коэффициенти маъхум миқдор бўлади. Шунинг учун унинг ифодасини қуйидагича ўзгартиб ёзиш мумкин:

$$\omega = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} = j \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} = j\omega$$

Бунда, ω — контурда ҳосил бўладиган тебранишлар частотаси дейилади. Унинг маънати қуйидагича: агар $\delta = 0$ бўлса, $\omega = \omega_0$ бўлади. Шунга кўра, ω_0 идеал контурнинг хусусий частотаси бўлса, ω — реал контурнинг хусусий частотасидир. Демак, контурдаги энергия ютилиши фақат амплитуда ўзгаришига эмас, балки частота ўзгаришига ҳам олиб келади.

Шуларни ҳисобга олсак, (2.56) умумий ечим қуйидаги кўринишга келади:

$$I = \frac{U_m}{\omega L} \cdot e^{-\delta t} \cdot \sin \omega t \quad (2.56b)$$

Демак, бу ҳолда контурда ω частотали гармоник тебранишлар ҳосил бўлар экан (2.28 б-расм).

III ҳол: $\omega = 0$ ($\delta^2 = \omega_0^2$).

Бу ҳолда (2.56) ифода аниқмас бўлади. Уни Лопиталь қондасига биноан очсак,

$$I = \frac{U_m}{L} \cdot e^{-\delta t} \cdot t \quad (2.56в)$$

ифода ҳосил бўлади. Бу тебраниш амплитудасининг олдинги ҳолатлардагига ўхшаб экспоненциал қонун бўйича сўнишини, тебраниш қонуни эса, гиперболик синус қонундан чиққли қонунга ўтишни кўрсатади (2.28 в-расм). У даврий бўлмайди ва критик тебраниш деб аталади. У контур токнинг даврий ва аperiодик тебранишлари чегарасидир.

Демак, реал контурда ҳар доим даврий тебранишлар ҳосил бўлмас экан. Даврий тебранишларнинг ҳосил бўлиши учун контурнинг актив қаршилиги етарлича кичик катталиқ бўлиши керак.

Контурдаги даврий тебранишлар частотаси унинг хусусий частотасидан фарқ қилади. Фақат энергия ютилиши кичик бўлгандагина бу фарқни ҳисобга олмаслик мумкин ($\omega \approx \omega_0$).

2.12. Тебраниш контурининг параметрлари

Маълумки, идеал контур учун қуйидаги муносабат ўринли:

$$\frac{\omega L^2}{2} = \frac{L I^2}{2}$$

Агар бу тенгликка токнинг амплитуда қиймати ифодаси

$$I_m = U_m \cdot \omega C$$

ни қўйсак, $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ҳосил бўлади. Агар бурчак частота билан чиққли частота орасидаги боғланиш 2π га фарқ қилишини ҳисобга олсак, чиққли частота учун қуйидаги ифода ҳосил бўлади:

$$I_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} - \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.57)$$

I_0 — контурунинг хусусий частотаси дейилади.

Реал контурда энергия йўқолиши мавжуд бўлгани учун унинг частотаси I_0 хусусий частотадан фарқ қилади. Бу фарқнинг катталиги контурунинг сўниш коэффициенти (ёки сўниш даражаси) δ га боғлиқ. У тебраниш амплитудасининг сўниш тезлигини ифодаловчи коэффициентдир.

Частотанинг аёблосини қуйидагича ётаётган баъзи:

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \left(\frac{\delta}{\omega_0}\right)^2} = \omega_0 \sqrt{1 - \left(\frac{R}{2p}\right)^2}$$

Бунда $p = \sqrt{\frac{1}{C}}$ — контурунинг айбқон ёки характеристик қаршилик дейилади. У конденсаторга берилган боғланган лард хикдордан қандай энг катта амплитудали ток ҳосил бўлиши хужалигини характерлайди.

Демак, p ва R катталиклари орасидаги муносабат реал контур частотасининг идеал контур частотасидан қандай фарқ қилишини характерлайди. Агар $R \ll p$ бўлса, бу фарқни ҳисобга олмаслик мумкин: $\omega \approx \omega_0$. Лекин кўнрача акти қаршиликнинг таъсирига ҳисобга олмаслик мумкин эмас. Унда частота қуйидаги тақрибийлаштирилган формуладан аниқланади:

$$\omega = \omega_0 \left(1 - \frac{1}{8} \frac{R^2}{p^2}\right) \quad (2.57a)$$

Контурунинг хусусий частотасини билган ҳолда тебранишлар даврини аниқлаш мумкин. Масалан, идеал контур учун у Томсон формуласи орқали ифодаланади:

$$T_0 = \frac{1}{f_0} = 2\pi\sqrt{LC} \quad (2.57b)$$

Бирта давр давомида тебраниш амплитудасининг нисбий ўзгаришини характерловчи катталик контурунинг логарифмик сўниш коэффициенти деб аталади:

$$Q = \ln \frac{I_{m1}}{I_{m2}} \quad \text{Агар 2.29. расмдан}$$

$$I_{m1} = I_m \cdot e^{-\delta t_1} \quad \text{ва} \quad I_{m2} = I_m \cdot e^{-\delta t_2}$$

ни аниқлаб, $t_2 = 1$. Тиканни ҳисобга олсак, логарифмик сўниш коэффициенти:

$$Q = \pi - \frac{R}{p} \quad (2.58)$$

бўлади.

Логарифмик сўниш коэффициентидан π марта кичик миқдор контурунинг сўниш декременти дейилади:

$$d = \frac{Q}{\pi} = \frac{R}{p} \quad (2.59)$$

У контурда тўлланган тўлиқ энергиянинг битта тебраниш даврида йўқолишган ўртача миқдорини характерлайди:

$$\zeta = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_0} \quad (2.59a)$$

Сўниш декременти d га тесқари миқдор контурунинг сифати ёки аёблоси деб аталади:

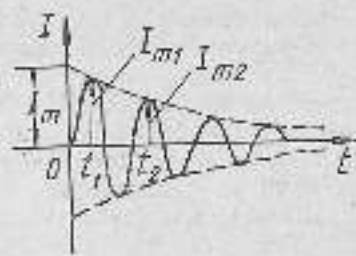
$$Q = \frac{1}{1 - \frac{R}{p}} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR} \quad (2.60)$$

Демак, контурда энергия йўқолиши қанча кам бўлса, унинг аёблоси ва конденсаторда тўлланган заряднинг берилган қийматида тебраниш амплитудаси шунча катта бўлади.

2.13. Якка тебраниш контуридаги мажбурий тебранишлар. Резонанс ҳолисаси

Маълумки, ҳар бир систематга берилган ташқи таъсир унинг энергетик ҳолатини ўзгаритиради ва унда бошланғич ҳолатга боғлиқ бўлмаган эркин тебранишларини пужудга келтиради. Системанинг умумий ҳолати эса, ташқи вужунг таъсири билан аниқланади.

Агар ташқи таъсир қисқа муддатли туртки, яъни давож эгити вақти эркин тебранишлар давридан кичик амплитудадан иборат бўлса, системанинг ҳолати ўтиш жарайонлари табиатига эса бўлади ва тебраниш амплитудаси волга каттаиб боради. Аксинча, агар ташқи вуж



2.29. расм. Реал контурдаги логарифм тебранишлар

даврий катталик бўлса, системанинг ҳолати турғун ҳолатга воридувчи ўтмиш жараёнилари билан характерланади. Бу ҳолда системадаги эркин тебранишлар сўлмас тебранишга айлани бoшлайди ва тўлиқ ташқи кучнинг табиати билан характерланади. Улар *мажбурий тебранишлар* деб аталади.

Эркин тебранишлардан фарқли равишда мажбурий тебранишлар қуйидаги хусусиятларга эга:

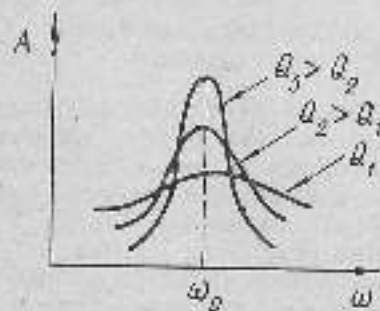
1. Тебранишлар сўлмас бўлиб, фақат ташқи куч таъсири вақтидагина мавжуд бўлади.

2. Тебраниш шакли ташқи куч шаклига боғлиқ бўлади.

3. Тебраниш частотаси контур элементлари L ва C ларга боғлиқ бўлимай, ташқи куч частотаси билан белгиланади.

4. Тебраниш амплитудаси ташқи куч амплитудасига ва контурнинг хусусий частотаси билан ташқи куч частотаси орасидаги муносабатга боғлиқ бўлади.

Агар контурнинг хусусий частотаси билан ташқи куч частотаси орасидаги фарқ катта бўлса, контурдаги тебранишга тутиб туриш учун катта энергия талаб қилинади. Аксинча, бу фарқ кичик бўлса, унинг миқдори ҳам кичик бўлади. Шунга кўра, тебраниш контурига берилётган энергия ўзгармас бўлганда, мажбурий тебранишлар частотаси контурнинг хусусий частотасига яқинлашиб бoрса, контурда ҳосил бўладиган тебранишларнинг амплитудаси ўсиб бoради ва бу частоталар тенг бўлганда U максимал қийматга эришади. Бу ҳодиса *резонанс ҳолати*сига ёки *резонанс* деб аталади.



2.30-расм. Контурдаги резонанс чизиғи.

Резонанс *резонанс* чизиғи орқали ифодаланади. U контурдаги ток ёки қучланиш амплитудасининг частотага боғлиқлик графигидир. резонанс чизиғи контурларнинг сезгирлигини, яъни ташқи таъсирга ҳавжиявоблиғини аниқлаш имкониятини бeради. Резонанс чизиғининг шакли контурнинг ассли-

гига боғлиқ. Ассликвант ортиши билан U ўткирлаша бoшлайди ва контурнинг сезгирлиги — частота танлаш қобилияти ўсиб бoради (2.30-расм).

Якка контурдаги резонанс икки турга ажратилади:

1. Кучланиш резонанси ёки кетма-кет резонанс;
2. Ток резонанси ёки параллел резонанс.

2.14. Кучланиш резонанси

Кучланиш резонанси кетма-кет тебраниш контурида қувилади. Шунинг учун уни *кетма-кет резонанс* деб ҳам аталади.

Кетма-кет тебраниш контури дағда элементлари ташқи генератор билан кетма-кет узланган контур тушувилади. Бошқача қилиб айтганда кетма-кет контурда ташқи генератор контурнинг ичига киради (2.31-расм).

Контурнинг $a-a$ қириш клеммаларига $U = U_m \cos(\omega t + \varphi)$ қучланиш бeрадиған генератор узланган бўлсин. Осол бўлиши учун генераторнинг ички қаршилиғини нолга тенг деб ҳисоблаймиз (U контурнинг актив қаршилиғи таркибига киради: $R = R_1 + R_2$).

Маълумки, занжирнинг стационар режимида ток қучининг осий қийматини аниқлаш учун унинг комплекс амплитудаси I_m ва контурнинг тўлиқ комплекс қаршилиғи Z ни билиш етарли бўлади. Қўрилаётган қолда комплекс қаршилик

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (2.61)$$

бўлади. Бунда

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \text{ — қаршилик модули,} \quad (2.61a)$$

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \text{ — унинг аргументи.}$$

(2.12 а) ва (2.12 б) ифодаларга асосан токнинг амплитудаси қуйидагича бўлади:

$$\eta = \frac{V_m}{\bar{r}} = \frac{U_m}{\sqrt{k^2 + 100 \left(\frac{1}{\bar{r}} \right)^2}} \quad (2.62)$$

$$I(\omega) = \frac{R}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \quad (2.64a)$$

Бунда, $Q \left| \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right|$ — хатталик *умумлашган* бузилиш дейилади.

Контурларни ҳисоблашда уларнинг резонанс частотага яқин частоталардаги хусусиятини аниқлаш аҳамий аҳамиятга эга. $\omega_0 \pm \Delta\omega$ частоталар учун умумлашган бузилиш ифодасини соддалантириб, қуйидагича ёзиш мумкин:

$$Q \left| \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right| = Q \frac{(\omega + \omega_0)(\omega - \omega_0)}{\omega \omega_0} \approx Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$$

Бунда $2\Delta\omega$ — *абсолют бузилиш*,

$\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$ — *носбий бузилиш* деб аталади.

Шунга кўра (2.64a) резонанс чанги тенглмаси кичик бузилишлар соҳаси учун қуйидаги кўринишда ёзилади:

$$I(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0})^2}} \quad (2.64b)$$

(2.64b) резонанс чизигининг контур асслигига боғлиқлигини кўрсатади. Асслик Q нинг ортинин билан частота ўзгаришининг $I(\omega)$ га таъсири кўради (2.32a-расм).

Резонанс чизиги ёрдамида контурнинг ўтказиш соҳасини аниқлаш мумкин. У

$$\Delta\omega = 2\Delta\omega_0 = \omega_c d = \frac{\omega_c}{Q} \quad (2.65)$$

бўлади.

Демак, тебравниш контурининг ўтказиш соҳаси унинг асслигига боғлиқ экан. Ассликнинг ортинин билан ўтказиш соҳаси тарайиб боради ва контурининг таълиш хусусияти — сезирилги ортади (2.32a-расмдаги пубитер чанакқа қараиш).

Шунинг айтиш керакки, атар контурга бирор резистор уланса, унинг ўтказиш соҳаси кеинаяди. Чунки у контурининг асслигини ёмонлаштиради. Буни исбот қилиш учун уланган резистор қаринлигининг таъсириин контур нингга ахритиб ҳисобланади. У контурининг эквивалент актив қаринлигини ортиради ва энергия ютқизиш кўпайди. Демак, контурининг асслиги кичиради.

Шу маъмуида ташқи генератор ички қаринлигининг контур асслигига таъсириин аниқлаш катта амалий аҳамиятга эга. Умумий ҳолда генераторнинг ички қаринлиги комплекс катталиидир:

$$Z_r = R_r + jX_r$$

Шунинг учун у контурдаги энергия йўқолишининг ортириб қолмай, балки унинг резонанс частотасини ҳам ўзгартиради. Атар генератор қаринлигини соф актив қаринлиқдан кибраш десак ($X_r = 0$, $Z_r = R_r$), контурининг эквивалент асслиги қуйидагича ифодаланади:

$$Q_s = \frac{R}{R + R_r} = \frac{Q}{1 + \frac{R_r}{R}} \quad (2.66)$$

Бу контур асслигининг ўзгариши генераторнинг ички қаринлиги билан контурининг актив қаринлиги орасидаги нисбатга боғлиқ эканлиги кўрсатади. Генераторнинг ички қаринлиги ортинин билан унинг эквивалент асслиги камийиб боради. Шунинг учун унинг ўтказиш соҳаси кеинаяди, частоталарни таълиш қобилияти (сезирилги) сусаяди.

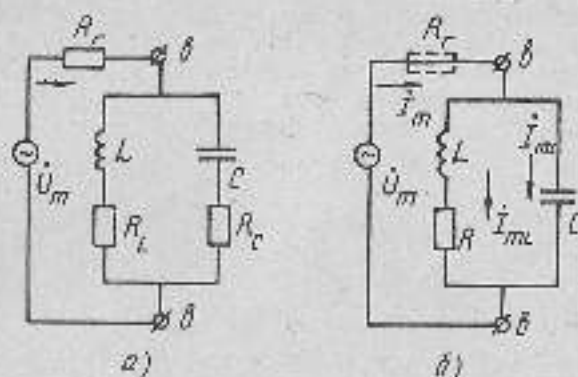
Демак, келма-кет контурга ички қаринлиги кичик бўлган генератор улангани керак.

2.15. Тоқ резонанси

Тоқ резонанси параллель тебравниш контурида кузатилади. Шунинг учун у *параллель резонанс* деб ҳам аталади.

Параллель контур деганда элементлари ташқи генератор уланганга клеммаларга нисбатан параллель бўлган контур тушунилади. Яъни параллель контурга уланган генератор удан ташқарида бўлади.

2.33a-расмда параллель тебравниш контурининг схемаси кўрсатилган. Унда R_L — индуктивлик тармоғининг актив қаринлиги; R_s — синим тармоғининг актив қаринлиги. У клеммалар дивергенсдаги энергия йўқолишини ҳам ҳисобга олади.



2.33-расм. Параллел теbranис контури.

Контурнинг $b-b$ клеммаларига гармоник қўлла-
ниб генератори улашган бўлсин. Текнирини осон бўлиши
ушун генераторнинг ички қаршиликсизи нолга тенг
($R_i = 0$) ва энергия йўқолиши фақат индуктив тармоқда
мавжуд деб ҳисоблаймиз (2.33 б-расм). Бу ҳолда контур
генераторга ташқи таъриука яъни ёзишни бажаради ва
тўлиқ қаршиликни қўидагиича ифодазланади ($R \ll \omega L$):

$$\dot{Z} = \frac{1}{R^{-1} + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^{-1}} = \frac{R \omega^2 L^2}{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} \quad (2.67)$$

Ток амплитудаси эса (2.12 а) ифодага бинсан қўйи-
лагича бўлади:

$$I_m = \frac{U_m \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}}{R^2} \quad (2.68)$$

(2.67) ва (2.68) ифодалар (2.63) резонанс шарти ба-
жаришганда контурнинг тўлиқ қаршилиги деярли актив
қаршилик табиатига эга бўлиб, миқдори энг катта

$$Z_p = \frac{\omega^2}{R} = Q^2 \cdot R, \quad (2.69)$$

генератордан контурга келатган ток амплитудаси энг
кочин

$$I_{mp} = \frac{U_m}{Q^2 R} \quad (2.70)$$

бўлишини кўрсатади. Уш-
дан

$$\frac{I_{mk}}{I_{mp}} = \frac{I_m}{I_{mp}} = Q$$

бўлади, яъни генера-
тордан контурга келат-
ган токдан унинг тармоқ-
ларидаги ток Q марта
кочта бўлади.

Демак, резонанс вақ-
тида тармоқларда ута-
нган ток Q марта орта-
ди. Шунинг учун тар-
моқ контурдаги резонанс
ток резонанс ёки парал-
лель резонанс дейилади.
Резонанс вақтида контур-
нинг қаршилиги орта-
лиги сабабли ун қар-
шиликлар резонанс деб
қан аталади.

Умуман олганда, ток
резонансининг ифодаси кучлиани резонансининг (2.64)
резонанс чизиги ифодасидан фарқ қилади. Лекил биз
кўриётган соддалиштирилган ҳолда уларни бир хил деб
қараш мумкин. Чунки уларнинг теогламалари бир-бири-
га ўхшаш бўлади:

$$I(\omega) = \frac{U_{mk}}{U_{mp}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{1 - Q^2 \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right)^2}} \quad (2.71)$$

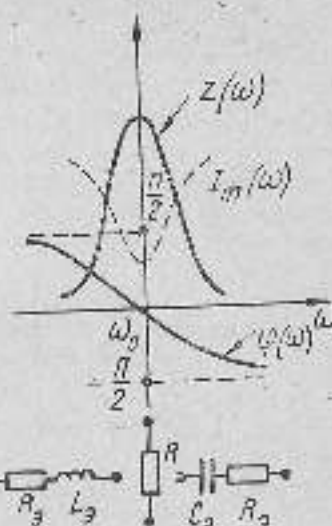
Фарқ фақат фазавий характеристикада кўзатиллади.
2.34-расмда Z , I_m ва φ катталикларнинг абсолют қий-
матлари бўйича ҳосил қилинган резонанс чизиклари
таъинланган.

Умуман олганда параллель контурнинг резонанс чи-
зиқлари тўлиқ қаршилик $\dot{Z}$ билан генераторнинг R_i
ички қаршилиги орасидаги муносабатга боғлиқ. Буида
ун хил ҳол бўлиши мумкин.

1-ҳол

$$Z \gg R_i \quad (\text{ёки } R_i = 0)$$

Бу ҳолда контур қўлланили генератор қўлланилига тенг

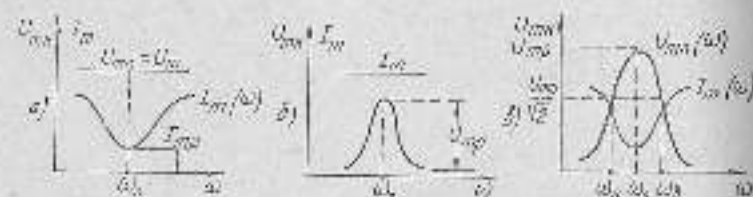


2.34-расм. Параллел контурнинг
резонанс чизиклари ва эквивалент
схемаси.

$U_{\text{ин}} = U_{\text{г}}$. Генератордан контура келадиган ток контурнинг қайдай соналганлигига боғлиқ. Резонанс ҳолида Z_n максимал қиймати эришгани учун $I_{\text{ин}}$ ток минимал бўлади. Контурдаги қувватнинг $U_{\text{ин}}$ генераторнинг частотасига боғлиқ эмас. Шунинг учун контур қувватини бўйича таълаш ҳудудиятига эга бўлмайдиган $U_{\text{ин}}$ 2,35-а босқичдан қилиб мумкин.

11. 2007.

$$Z \leq \leq \mathbb{R} \quad (\text{with } \mathbb{R} = \pm\infty)$$



2.35-расн. Параллел контуринг: $Z > > R_1$ (a), $Z < < R_2$ (b)
 и $Z \approx R_1$ (c) холларини тўғридан-қизиқити.

Бу ҳалла констурга келадиган ток амплитудаси $I = \frac{U_{\text{нп}}}{R_T}$ кўринишда ифодадаланиши генератор частотасига боғлиқ бўлади. Констурдги ҳуҷайраниш $U_{\text{нп}}$ унинг қаршиликсига ҳуҷайрасиб ёлғизиб, резонанс вақтида максимал қийматга эришади (2.36-б. расм).

III και: $Z \simeq \mathbb{R}_+$.

Бу ҳолда I_m ток ва U_{mk} қучланиш частотига бўлиқ бўлиб, уларнинг ўзгариш хусусияти II ҳолатга каби бўлади (2.35-а-расми).

Резоманс чизининг тенгладасидан параллель контурини ўтказиш соҳасини аниқлаш мумкин. У қетма-кет контурини ўтказиш соҳаси билан бир хил бўлади ((2.65) пифодага қара-
нинг).

Контурга нагрузка уланган бўлса, унинг эквивалент ассласи

$$Q_s = \frac{Q}{1 + \frac{z_p}{v}} \quad (2.72)$$

ордаки аниқлакади. Бунда (2.71) ни ҳисобга олсак, контурнинг лисбий ўтказиш соҳаси қуйидагича кўри-
нишда ифодаланади:

$$\frac{\omega_0 - \omega_{\pi}}{\omega_0} = d \left(1 + \frac{2}{R_r} \right) \quad (2.73)$$

Демек, параллель контурининг бұзылып сохқан генераторининг өзіне қарсылықта біраз контурининг түлік қарсылығы орнына өзіне нисбатта азайып кеткен. Алар $Z_2 \gg R_1$ болса, контурининг үлкенін сохқан текке қарабастан текке қиматта өзі бұзылып, үлкенін бұзып қарсылықтан бұзылып. Ал егер, $Z_2 \ll R_1$ болса, үлкенін бұзып текке қиматта өзі бұзылып, тек бұзып қарсылықтан бұзылып. Факт контурининг түлік қарсылығы генератор өзіне қарсылығы тәртібінде бұзылып, үлкенін үлкеніне бұзылып, демек бұзылып бұзып текке қиматта бұзылып.

Шундай қилиб, шарафларга тибратилган контуридан таъқиб генераторидаги ички қаршиллик контуридаги таъқиб қаршиллик тартибда ёки ундай катта бўлган қаршилликларга фойдаланиш мумкин.

2.16. Боғланган тебраниш конурулари

Узбро зверства алямашыннытх мумкнн бугтан конгуу-
дар снстемасн боредагах тебреннн конгури деб ата-
алнн.

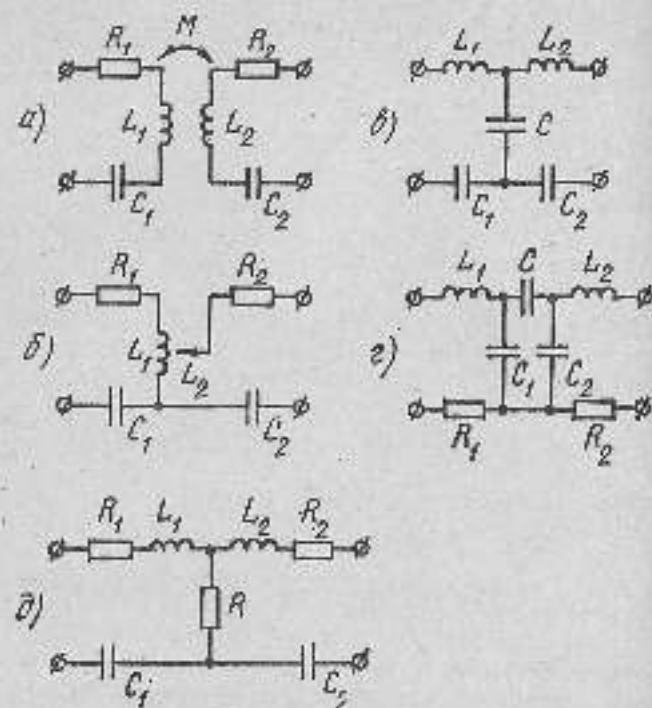
Парикал контулар орасидagi боғланиш боғланиш қораланим деб атайдиган катталик эрдаги харахтер-
аниаги. Алгебрикадиган энергия турига хараб боғла-
ниш қораллиқидиги түри аниқлиага.

Агар контурлар орасида жайгашган майда энергияси экинчиси, индуктивлик салтга боғловчан ҳаршиллик бўлиб қизиб қалади. Агар электр майда энергиясини экинчиси, боғловчи элемент конденсатор бўлади.

Агар эгергя алуаткыш еддй электр тока хэсбн-
га бажарласа, богланыш резистор оркылы амалга ашы-
нылады. Шунга кўра контурлар орасыдагы богларын ин-
дукция, синим да салышдык богланыш деб уа турги
кырытылады. Буларга 2.36-расмда тасвирланган акки-
та еддй контурнинг фазаро богланыши хэсб бўлады.

Хар бир бөлгяниң турп хилма-хил бўлиши мумкин. Мисалан, индуктив бөлгяниш — трансформатор (2.36 а-расм) ёки автотрансформатор (клиндуктив) (2.36 в-расм) бөлгянишга, сепям бөлгяниш илга (2.36 в-расм) ёки ташқи (2.36 г-расм) сепям бөлгянишларга айлантилиши мумкин.

Шунинг айтиш керакки, боғланмиш турларнинг кўп-
лиги, схемаларнинг мураккаблиги ва бошқа сабаблар
боғланмиш керувиш паршал контурига дука контур
сифатида ажратиб олаб ўрганиш имконини бермайди.



2.26-расм. Боғланган тебраниш контурларнинг турлари.

Шунинг учун ларциял контурнинг хусусиятлари якка контурнинг хусусиятларидан тўбдан фарқ қилади. Боғланган тебраниш контурлари мураккаб система бўлиб, якка контурга нисбатан жуда кўп эрзааликларга эга. Масалан, боғланган тебраниш контурининг ўтказиш соҳаси тўғри тўртбurchак шаклига яқинлиги ва бошқалар.

Амалда индуктив боғланишда икки ларциял контурдан ташкил топган системалар энг кўп ишлатилади. Ларциял контурларнинг частоталари бир-бирига тенг ёки яқин қўйилган бўлганда, улар орасидаги ўзаро боғланиш микдор жиҳатдан боғланиш коэффициентини деб аталган катталиқ орқали характерланади. Унинг катталигини соф индуктив ёки сирини боғланиш ҳоли учун аниқлаш қулай.

Бизга индуктив боғланишда икки ларциял контурдан таш-

кил топган система берилган бўлсин (2.27-расм). Унда M — ўзаро индукция коэффициент. Фараз қилайлик, системадаги C_1 конденсатор ташкил манбага уланган бирер қийматли потенциаллар айирмаси ҳосил бўлгунча зарядланган бўлсин. Агар ташкил манбани узиб, биринчи контур занжирини уланса (иккинчи контур узук), C_1 конденсатор L_1 индуктивлик галтати орқали зарядсизлана ботилайди ва контурда I_1 қийматли оқий ток ҳосил бўлади. Шунинда L_1 индуктивлик ваттасида

$$U_{L1} = -L_1 \frac{dI_1}{dt}$$

кучланиш вужудга келади ва унинг магнит майдонини L_2 индуктивлик галтатида

$$U_{L2} = -M \frac{dI_1}{dt}$$

ўзаро индукция ЭЮКни ҳосил қилади. (Иккинчи контур узук бўлгани учун занжирда ток ҳосил бўлмайдми). Бунда

$$k_1 = \frac{U_{L2}}{U_{L1}} = \frac{M}{L_1}$$

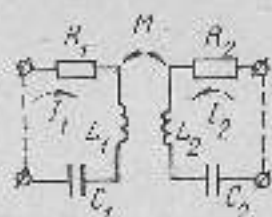
катталиқ иккинчи контурнинг боғланган контур билан боғланиш даражаси ёки биринчи контурнинг узатиш коэффициентига дейилади. У биринчи контурдан иккинчи контурга энергия узатиш жарайинини ифода қилади.

Агар боғланиш ҳолати қайтиб, C_1 конденсатор зарядланса ва юқорида айтилган мулоҳазалар такрорланса, биринчи контурнинг иккинчи контур билан боғланиш даражаси, яъни иккинчи контурнинг узатиш коэффициенти

$$k_2 = \frac{U_{L1}}{U_{L2}} = \frac{M}{L_2}$$

бўлишини аниқлаш мумкин. У иккинчи контурдан биринчи контурга энергия узатишнинг ифода қилади.

Боғланиш даражалари k_1 ва k_2 нинг геометрик ўртачасига тенг катталиқ



2.27-расм. Ўзаро индуктив (трансформатор) боғланишда контурлар системаси.

$$n = \sqrt{\frac{M}{L_1 L_2}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.74)$$

контурларнинг ўзаро боғланиш коэффициентини деб аталади ва контурлар орасидаги ўзаро энергия алмашишнинг ифодалайди. Агар (2.74) ни ω частотага қўлай-триб бўлган, ўзаро боғланиш коэффициентининг умумлашган ифодаси ҳосил бўлади:

$$n = \frac{\omega M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{X_M}{\sqrt{X_1 X_2}} \quad (2.74a)$$

Бунда, $X_M = \omega M$ — боғланиш қаршилиги,

$X_1 = \omega L_1 - 1/C_1$ — галтакнинг индуктив қаршилиги,

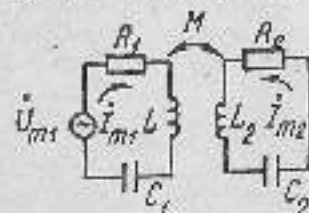
$X_2 = \omega L_2 - 1/C_2$ — галтакнинг индуктив қаршилиги.

Деяк, ўзаро боғланиш коэффициентининг ифодасига килатган қаршиликларнинг реактивлик табиати бир хил бўлар экан. Бошқача айтишда, (2.74a) ифодада индуктив боғланишда индуктив қаршиликлар, ситим боғланишда эса, ситим қаршиликлар қатнашади.

2.17. Боғланган тебраниш контуридаги мажбурий тебранишлар

Маълумки, системадаги мажбурий тебраниш тапхи мажбурловчи куч — генератор таъсирида ҳосил бўлади. Боғланган тебраниш контурларида мажбурловчи генераторнинг умумлаш боғланишига кирган контурлар орасидан тентхуқудлик хусусиятига йўқотили. Шунинг учун бирламчи ва иккиламчи контурлар тушунчаси ёқрилади.

Системадаги тапхи генератор ҳосилдиган контур бирламчи контур деб қўлганлари эса, иккиламчи контур деб аталади. Иккиламчи контур бирламчи контурнинг нарузкеси (системадаги) эквивалент бажаради.



2.38-расм. Боғланган тебраниш контуридаги мажбурий тебранишлар.

Ҳар қандай системада бўлган кеби, боғланган контурлар системасида ҳам, бирламчи контурга генератор умумлаш билан ўқда алдан ўқин жарайилари юз беради. Маълум вақт ўтгандан кейин эса, турғун жарайилар оуқудга кблади, яъни эркин жарайилар.

лар сўғиб мажбурият жарайилар қўлади. Натикала бирламчи контурдан иккиламчи контурга дэрий ра-нишда энергия ўзатила бошлайди (ташди генераторга бўладиган эки таъсир ҳисобга олиналди).

Ўзаро трансформатор боғланишига иккита контурдан ташкил топган системаси олайтик (2.38-расм). Уқда биринчи контурини бирламчи контур деб, иккинчисини эки, иккиламчи контур деб ҳисоблайми. Мажбурий тебранишлар теклиҳаси ҳўйидагича ифодаланади:

$$\begin{cases} U_m = I_{m1} \cdot Z_1 + j\omega M I_{m2} \\ 0 = I_{m2} \cdot Z_2 + j\omega M I_{m1} \end{cases} \quad (2.75)$$

Бунда

$$\begin{cases} Z_1 = R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) = R_1 + jX_1 \\ Z_2 = R_2 + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) = R_2 + jX_2 \end{cases} \quad (2.76)$$

(2.75) тенгламалар системасига кирувчи ҳар бир тенглама иккинчи даражали бўлгани ўқун у умумла тўртинчи даражалидир. Шунинг ўқун текширишда ўрсанетган закириҳини $L_{\text{экв}}$, $C_{\text{экв}}$ ва $R_{\text{экв}}$ эквивалент элементларини кетиа кег ўқилишдан ҳосил бўладиган закири кўриҳини келтириб текшириш мумкин эмас. Фақат хусусий ҳолда закирига гармоник тебраниш генератори ўқилган бўлса, статиклар жарайилар ўқунини бундай теклиҳи мумкин. Лекин бунда эквивалент параметрилар частотага батлиқ бўлиб қўлади. Шунини ҳисобга олган ҳолда 2.38-расмда кўрсатилган системасини эквивалент схемасига тузалим. Унинг тўлиқ қаршилиги системасининг эквивалент қаршилиги-ни ташкил этади.

(2.75) тенгламалар системасининг иккинчи ифодасини $L_{\text{экв}}$ токка аниқлаб, уни биринчи ифодасига қўйиш ва (2.76) ифодани ҳисобга олган ҳолда сўйиш-тираниш:

$$\begin{aligned} U_m = I_{m1} \left[\left(R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} R_2 \right) + j \left(X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} X_2 \right) \right] = \\ = I_{m1} \cdot Z_{\text{экв}} \end{aligned} \quad (2.77)$$

Бунди батлиҳи келтириҳи:

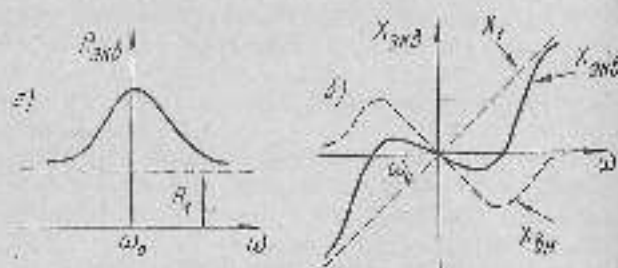
$$\begin{aligned} R_{\text{out}} &= R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} R_2 - R_1^* - \frac{m^2 M^2}{Z_2^2} R_2 = R_1 - R_{\text{on}} \\ X_{\text{out}} &= X_1 - \frac{m^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} X_2 = X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2 = X_1 + X_{\text{on}} \end{aligned} \quad (2.78)$$

Бунда, $R_{20} = \frac{0,4M^2}{\gamma^2} R_2$ — кристаллиттар актив қарсылық;

$$X_{\text{ин}} = \frac{10^{21} M^2}{Z^2} X_{\text{э}} - \text{критический реактор хитининин}$$

$$Z_{\text{экв}} = R_{\text{экв}} + jX_{\text{экв}} - \text{эквивалент (тот же) реактивный дефицит.}$$

Эквивалент параметрлари: (2.78) ифодаи янги контурнинг қаршилик жиғаси (2.51) билан ҳосилланган, бўламан контурнинг қаршилик бўламини туфайли $R_{\text{ин}}$ ва $X_{\text{ин}}$ миқдорларга ўзгартирилиши кўриш мумкин. Бунда $R_{\text{ин}}$ асосан ω $X_{\text{ин}}$ реактив қаршиликлар қаршиликлар дейилади. Уларнинг катталиги ўзари индуктив коэффиенти M га ва таъдир генератор частотасига, яъни бўламан қаршиликнинг катталигига боғлиқдир. 2.38-расмда эквивалент қарши қаршиликларнинг частотига бўламан равишда ўзгариш графиги тасвирланган.



2.35- рис.к. $R_{\text{акв}}$ (а) ва $x_{\text{кст}}$ (б) нап. пилери генератор
электронна бошқарила.

Босланган тебраниш контуридаги резонанс турли хил бўлиб, ҳар хил ном билан юритилади. Улар махсус кўрсаткичлар ўрnatилади. Бу кўрсаткич бири билан таъинланади.

(2.75) тэнгэмэлээ системэсүүнүүг бирийнх нийсдэ

Следователно $\dot{I}_{m1}$ не зависи от електричния ток I_{m2} в този токменит:

$$\dot{I}_{\text{res}} = \frac{mM_1 \dot{I}_{\text{ext}}}{(R_1 X_2 - R_2 X_1) + (R_1 R_2 - X_1 X_2) + \omega^2 M^2} \quad (2.79)$$

Резонанс шартига биливал I_m ток максимал қийматга эришиши учун (2.79) ифодасининг мавзуд қисми елга тен бўлиши керак:

$$R_n R_n - X_n X_n + m^2 M^2 = 0 \quad (2.50)$$

Демак, (2.80) ифода кўриладиган ҳол учун боғланган тебранинг конформацияс резонанс шартидир. Ушб резонанс кузатиладиган частоталарни аниқлаш мумкин. Иккала за бир хил ($L=L_1=L_2$, $C_1=C_2=C$, $R_1=R_2=0$) контурлар системаси учун улар қуйидагича ифода-ланади:

$$\omega_1 = \frac{\omega_2}{V(1+n)} \text{ and } \omega_2 = \frac{\omega_1}{V(1-n)} \quad (2.81)$$

ω_1, ω_2 — боғланмиш частоталари деб аталади. Улардан ω_1 — сусткаш, ω_2 — тежкор частота ҳисобланади. Демак, айратган боғланган контуридадеги $I_{\text{суст}}$ ток нисбатига частота — боғланмиш частоталарида максимум қийматга эришади. Шунинг учун системанинг резонанс чизиғи нисбатига максимумга эришади. Улар орасидаги минимум ω_0 частотасига туғри келади, чунки боғланмиш коэффициентини кичиратиш билан ω_1 ва ω_2 частоталар ω_0 частотасига яқинлашади ва $k \rightarrow 0$ бўлганда $\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$ бўлиб қолади. Бунда нисбатига максимумли резонанс чизиғи билан максимумли чизиғи айланади.

Богданіш коэффициенти кичайтириш учун богданішга кыруачи контурларни бир-биридан узоклаштириш керак. Шунинг учун идеал контурлар орасидаги богданіш куйилиши учун ($\alpha=0$) уларни бир-биридан чексиз масофага узоклаштириш язарур. Букада таниқ генератор текланган контурга узлангандай бўлиб қолган ва резонанс бита олч частотада кузатилади.

Реал контурлар учун ҳаққа вақт энергия югулиши нуқсуд ($R \neq 0$). Шунинг учун янги максимумли резонанс чизиги битта максимумли чизикқа айланиши учун контурларни бир-биридан чиқиб масофата узоқлаштириш шарт эмис, яъни боғланиш коэффициентининг янги қийматида ҳам резонанс битта ω_0 састотада югулиши мумкин. Шунинг кўра ўзаро боғланиш коэф-

функционировау қабилеттери түрлерге ажратаады на уларға түрлі келетіндей болғанын ҳар хил нәм билан юратылаады:

1. Күчсиз — (шиф) болғанын — $p < p_{кр}$.
2. Күчли болғанын — $p > p_{кр}$.
3. Критик болғанын — $p = p_{кр}$.

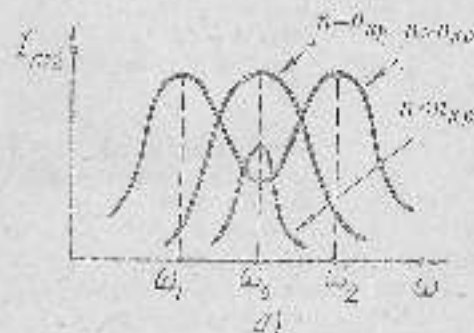
Күчсиз болғанында резонанс чизиги битта максимумли (ω_0 частотада), күчли болғанында эса, у икки максимумли (ω_1 ва ω_2 частоталарда) бўлади. Болғанын коэффициентининг критик қаймагы чегаралай қиймат бўлсқб, резонанс чизигида икки максимумли чизикдан бир максимумли чизикда (ва, аксинча) ўтиш қилида. Бу ҳақда резонанс чизиги битта максимумли бўлсқб, унинг сүзүлсшисини кесибатан асыроқ бўлади. Түрли болғанышларни ифодаэбсиз резонанс чизикларининг графиги 2.40-я-расмида кўрсатылган.

Күчли болғаныш ҳолида болғанын коэффициентининг шундай қийматини аниқлаш мумкинки, тек күчининг минимал қиймати максимал қийматдаа: $F \sqrt{2}$ марта фарқ қылади. Болғанын коэффициентининг бу қийматини сўтра келатидиган болғанын олтимак (ерлай) болғанын деб атайады. Булди системаини ўтказати соҳсин элт келг бўлсқб, шакли сўтра сўртбурлакка яқин бўлади (2.40-б-расм).

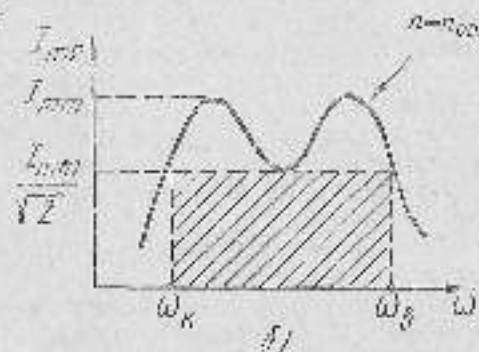
Күчли болғаныш ҳолида резонанс чизигини икки максимумлига эга бўлиш сабабни аниқлаш учун $R_{кр}$ ва $X_{кр}$ қаринлиқларининг частоталар болғанын фазиринини боҳалати керак. $\omega = \omega_0$ частотада ҳар икки контурининг реактив қаринлиқлари (X_1 ва X_2) нолга тенг. Шунинг учун $X_{кр} = 0$ бўлиб, резонанс шарти бажарилсша керак. Аммо бу вақтда актив қаринлиқ $R_{кр}$ ўзгичег максимал қийматига эришады (2.39-я-расм) ва системаининг асасий ёмоялсшады. Шунинг учун контурларининг токни килтик эквивалентдааи бўлади.

Агар генераторининг частотаси ω_0 қийматдан кыраа болсаса ($\omega < \omega_0$), $R_{кр}$ нинг қийматини кыраа болслайди ва ҳар бир контурининг сўзлқ қаринлиқти айрым-айрым олганда сисим табиатига реактивликка эли бўлади. Лекин контурларга киритилсшисини реактив қаринлиқти тескари ашорати бўлсана учун бу ҳалла у индуктивлик табиатига эга бўлайди. Шунинг учун қандайдир ω_1 частоталарда резонанс шарти ($X_1 - X_{кр}(\omega_1) = 0$) бажарилсб,

иккиламчи контурдааи ток максимумли қийматга эришады. Булди системаининг асасий ω_0 частоталарга қийматини келтир бўлсшаи учун токниг қийматини ҳар үндан килтир бўлсшаи.



2.40-расм. Болғанын тағйирини контурининг резонанс чизиги: а — б — болғанын, в — олтимак болғанын.



Ташқи генераторининг частотаси ω_0 қийматдан кыраа болсашанда эса ($\omega > \omega_0$), $R_{кр}$ нинг қийматини кыраади ва контурларининг сўзлқ қаринлиқлари индуктив табиатга эга бўлади. Шунинг учун киритилсшисини қаринлиқти сисим табиатига эга бўлиб, қандайдир ω_2 частоталарда яна резонанс шарти бажарилсшады ($X_2 - X_{кр}(\omega_2) = 0$). $I_{кр}$ ток максимумли қийматга эришады.

Күчсиз болғаныш бўлсанда ($p < p_{кр}$) киритилсшисини қаринлиқларининг тескари ҳасобса олснмайди. Шунинг учун резонанс чизиги битта максимумли бўлади.

III БОБ ЯРИМ УТҚАЗГИЧЛИ АСБОБЛАР

3.1. Каттиқ жисмларнинг электр ўтказувчанлиги

Каттиқ жисмлар ўзларининг электр ўтказувчанлиги хусусиятларига кўра ўтказгичлар, диэлектриклар ва ярим ўтказгичларга ажратилади.

Ўтказгичлар гуруҳига металллар ва электр ўтказувчанлиги $10^5 - 10^7 \text{ Ом}^{-1} \text{ см}^{-1}$ бўлган материаллар киради.

Электр ўтказувчанлиги $10^{-10} - 10^{-18} \text{ Ом}^{-1} \text{ см}^{-1}$ тартибда бўлган жисмлар диэлектриклар ёки изоляторлар гуруҳини ташкил этади. Ярим ўтказгичлар гуруҳига эса, электр ўтказувчанлиги $10^5 - 10^{10} \text{ Ом}^{-1} \text{ см}^{-1}$ бўлган барча материаллар киради.

Демак, ярим ўтказгичлар электр ўтказувчанлиги қиймат жиҳатдан металллар билан диэлектриклар электр ўтказувчанлигининг оралиғига туғри келадиган моддалар экан.

Ярим ўтказгичларнинг электр ўтказувчанлик хусусияти металлларникидан сифат жиҳатдан фарқ қилади. Улар қуйидагилар:

а) оя миқдордаги арашашманинг ўтказувчанликка кучли таъсир этиши;

б) ўтказувчанлик характери ва даражасининг температурага боғлиқлиги;

в) ўтказувчанлигининг танқис кучлавишга кучли боғлиқлиги.

Ярим ўтказгич материалларга кимёвий элементлар — германий ва кремний, кимёвий бирикмалар — металл оксидлари (оксидлар), олингурут бирикмалари (сульфидлар), селен бирикмалари (селенидлар) ва бошқалар киради. Биз шулардан сиф ярим ўтказгич материал — германий (ёки кремний)нинг айрим хусусиятлари билан танишиб чиқамиз. Унинг сиртки электрон қобитида 4 та валент электрон бор. Бу электронларнинг ҳар бири қўшни 4 та атом билан жуфт электрон боғланишида бўлади, яъни ковалент боғланишни ҳосил қилади. Ҳар бир атомнинг қобити 8 та электрон билан тўлгани учун у мустаҳкам бўлади.

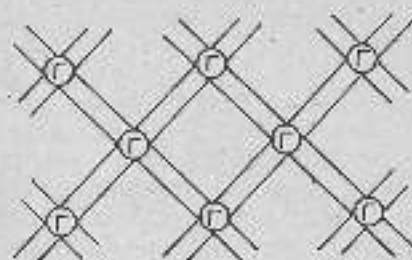
Германий (ёки кремний) кристаллининг бундай боғланишда бўлиши уни диэлектрик деб қараш кераклигини кўрсатади ва абсолют ноль температурада бу фикр тўлиқ бўлади.

Қулайлик учун боғланишга кирувчи ҳар бир электронни битта тўри чизиқ кесмаси билан ифодаласак, кристаллини ҳар бир атом қўшни тўрт атом билан саккизга чизиқ билан тугашган бўлади (3.1-расм). Бу кристаллда эркин электронлар йўқлигини аниқ кўрсатади. Уларни ҳосил қилиш (яъни ҳар қандай энергия бериш керак. Уни турлича амалда ошириш мумкин. Масалан, кристаллни қиздириш, ёруғлик нурини таъсир эттириш ва бошқалар.

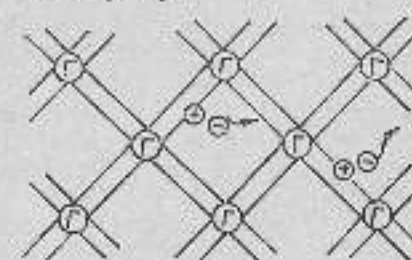
Фараз қилайлик, кимёвий сиф германий кристалли ётарли энергияга эга бўлган зарралар билан бۆмбардимон қилинган бўлсин. Бу ҳолда боғланиш энергиясидан катта энергия олгад электронлар боғланишдан узиб, эркин электронга айланади ва ўз ўрнидан узоқлашади (3.2-расм).

Бунда атомнинг электр жиҳатдан нейтраллиги бузилади ва заррали электрон зарядига тенг бўлган мусбат заряд орғиқ бўлиб қолади. Боғланишдан чиққан электрон бир вақтда икки атомга тегишли бўлади. Шунинг учун бир вақтда икки атомнинг қисман ионланиши вужудга келади. Бунда ҳосил бўладиган мусбат заряд боғланишда электрон етишмовчилиги (дефекти) ни кўрсатади. Уни қавак деб аталади.

Қавак — вақанг (бўш) ўрин боғланишдаги қўшни электрон ёки озод бўлган эркин электрон билан тўлдирилиши мумкин. Агар у эркин электрон ҳисобига тўлдирилса, атомнинг электр нейтраллиги тикланади. Бу жараён *рекомбинация* деб аталади. Агар қавак қўшни



3.1-расм. Ковалент боғланишнинг шартли белгиси.



3.2-расм. Электрон-ковак жуфтланиш ҳосил бўлиш модели.

боғланишдаги электроннинг сарғиши ҳисобида тўлса, кўпинча ўрнида янги қавак вужудга келади.

Умуман олганда боғланишдаги электроннинг боғланиш дефекти ўрнига ўтиши узок вақт ичида юз беради ва тартибсиз — хаотик ҳаракатга эга.

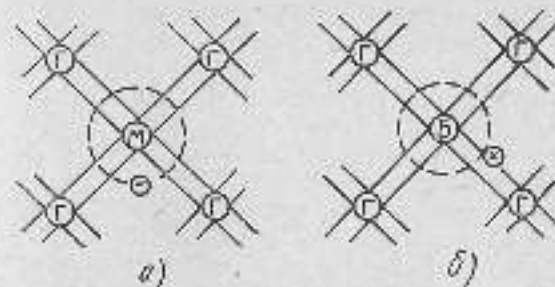
Агар ярим ўтказгич кристалли электр ҳайдонини жойлаштирилса, боғланишда унинг янгидаи электрокаар манбаининг мушбат қутби томон кўча бошлайди ва электрон токини ҳосил қилади. Бу ҳолда боғланиш дефектларининг кўпинча ҳам йўналганлик ҳаракатига эга бўлади, яъни қаваклар манбаининг манфий қутби томон ҳаракатланади ва қавак токи вужудга келади. Шунинг ёлда тутиш керакки, қавак токи электронлар ҳисобида, яъни боғланган электронларнинг бир ўрнидаи вақтинчи ўрнига ўтиши ҳисобида вужудга келади. Шунинг учун қавакларнинг кўчилиши узлукди бўлади. Лекин қулайлик учун қаваклар электронлар каби эркин ток ташувчилар деб олиниб, ҳаракати узулуксиз деб қаралади.

Қавак токи йон токидан тубдан фарқ қилади. Чунки йон токи ҳосил бўлишида электролитда нолланган атом ёки молекула бир жойдан иккинчи жойга кўчади ва маълум миқдордаги моддани олиб ўтади. Қавак токи ҳосил бўлишида эса, атомлар кўчмай, ўз ўрнида қолади. Уларда лавбат билан воқеилиш вужудга келади.

Шундай қилиб, кимёвий соф ярим ўтказгич кристаллида электрон қавак жұфтисининг ҳосил бўлиши асосиди янги ани ўтказувчанлик — электрон ва қавак ўтказувчанлиги мавакуд бўлиб, уларнинг миқдори — бир-бирига тенгдир.

Ярим ўтказгичнинг электрон ўтказувчанлиги n — *тур ўтказувчанлик* (negative — манфий сўзидан олнган), қавак ўтказувчанлиги эса, p — *тур ўтказувчанлик* (positive — мушбат сўзидан олнган) деб аталади. Улар биргаликда ярим ўтказгичнинг *ҳиссий ўтказувчанлиги* дейилади.

Юқориди кўриб чиқилган ўтказувчанликни ҳосил қилиш усули рационал эмас. Чунки амалда ўтказувчанлик турларидан бари — ё электрон, ё қавак ўтказувчанлиги асосий қилиб олинади. Уни соф германий (ёки кремний) кристалига бегона модда кўшиб қатинишга тайёрлаш йўли билан амалга оширилади. Қаринишладиган бегона модданинг миқдори асосий кристалли



3.3 расм. Электрон (а) ва қавак (б) ўтказувчанлигининг ҳосил бўлиш механизми.

миқдорига нисбатан жўла оз бўлади. Мисоллар кўрайлик.

Фараз қилайлик, германий кристалига беш валентли маргмунш (жишьяк) элементи киргизилсин. Бунда бирикма таркибиди маргмунш атууларни ҳам ҳосил бўлади. Унинг тўртта валент электрони кўпини германий атомлари билан мустаҳкам боғланиш ҳосил қилиб, бешинчиси сўст боғланган бўлиб қолади (3.3 а-расм). Уни боғлангидиан узини узун кам энергия талаб қилини ва ҳатто ўй температурасида ҳам уни эркин электрон деб қараш мумкин. Бунда маргмунш тугулди (атомидиан) электронининг узоқлағиши уни мушбат йонга айлангирзди, лекин уни қавак деб қараш мумкин эмас. Чунки кристалл паяжирда у мустаҳкам боғлангиди бўлиди ва қавак каби кўчаолмайди.

Маргмуншнинг мушбат йон ҳаракатдаи эркин электрон билан рекомбинацияланиши мумкин. Лекин у электрон токининг миқдорига деярли таъсир этмайди.

Шундай қилиб, кўрган мисолимида электрон ўтказувчанлиги асосий, қавак ўтказувчанлиги эса, асосий бўлмаган ўтказувчанлик бўлади. Асосий ўтказувчанлиги электрон ўтказувчанликдан иборат бўлган кристалл n — *тур кристалл* ёки ярим ўтказгич дейилади. Маргмуншга ўхшаш ўз валент электронларини боғланишга берувчи бегона элемент *донор модда* ёки оддий *донор* деб аталади.

Иккинчи мисолимида германий кристалига уч валентли бор (В) элементи киргизилсин. Бунда Бор атоми кўпини тўрт германий атоми билан бирикқанида бити боғланиш ўрни етишмай қолади (3.3 б-расм). Электр жидатдан ҳосил бўлган заряд етишмовчилиги (дефисит)

нейтраль ҳисобланади. Лекин ташқи иссиқлик энергияси таъсирида бу дефектга қўшни германий кристалдан боғланган электрон кўчиб ўтиши мумкин. Бунда Бор атоми маиший ионга айланиб, электрон кўчган ўрида қавак ҳосил бўлади. Шунинг учун ҳосил бўлган асосий ўтказувчанлик — қавак ўтказувчанлиги бўлиб, электрон ўтказувчанлиги асосий бўлмайди.

Асосий ўтказувчанлиги қавак ўтказувчанлиги бўлган ярим ўтказиги p — *тир ирим ўтказиги* деб аталади. Уш ҳосил қилувчи бегона молда — *акцептор* дейилади.

Шунда айтиш керакки, ярим ўтказиги асбобларда асосий бўлмаган ток ташувчилар ўтказувчанлиги катта иқдмийати ма. Уларнинг ҳосил бўлиши ва турғатилиши рекомбинация марказлари деб аталган жойларда содир бўлади. Бундай марказлар вақфасини донор ёки акцептор элементларнинг тутунлари — атомлари бажаради. Шунинг учун бегона элементларнинг миқдори ортши билан рекомбинация марказлари ҳам кўтаяди ва асосий ток ташувчиларнинг ишан вақти қисқаради. Бу ҳол бегона элементнинг миқдори ва турғат тавлашда алобатта ҳисоби олиниши керак.

Шундай қилиб, буз юқорида тавишган ўтказувчанлик турларини ҳосил қилиш усули ва уш тутунтерини жуда юзакки ол тақрибидир. Улар асосан зоналар назария билан тахиррилади ва миқдор ўлчувлари қарғилади.

Буз зоналар назариясидан яримўтказигиларнинг айрим хусусиятларини сифат жиҳатдан тахирришда фойдаланамиз.

3.2. p — n ўтиш ҳодисаси

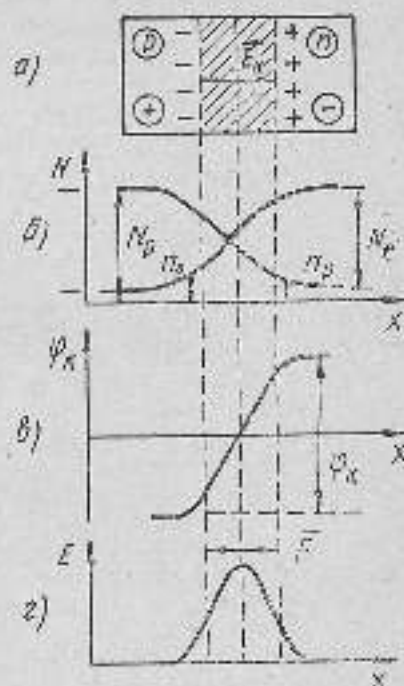
Ярим ўтказиги асбобларнинг ишлан прнцияи — p — n ўтиш деган ҳодисага асослангандир. У ўтказувчанликларни турлича бўлган ярим ўтказигиларни контактга қолтириш натижасида ҳосил бўлади. Лекин бунда ярим ўтказигиларнинг механик контакти p — n ўтиши ҳосил қилинмайди, чуқки улар орасида иқдвал контакт ҳосил қилиш мумкин эмас. Шунинг учун ягона ярим ўтказиги кристали олиниб, шарғли икки бўлак деб қаралади ва уларда турғли ишорали ўтказувчанлик ҳосил қилинади. Шарғли бўлаклар орасидаги юлға қатлам контакт соҳаси деб қаралади.

p — n ўтиш ҳодисасини сифат жиҳатдан қўриб чи-

қайлик, Фарғз қилайлик. Германий (ёки кремний) монокрис- талида турғли ишорали ўтказувчанлик ҳосил қилинган бўлсин. Осон бўлиши учун донор ва акцептор моддаларнинг миқдорини бир қил деб ҳисоблаймиз. Унда турғли ишорали ток ташувчиларнинг миқдори ҳам тенг бўлади (3.4-а расм).

Контактига қолти- рилиши бошланғич вақтида p — соҳадаги қаваклар миқдори n — соҳадагидан, n — соҳадаги электронлар миқдори p — соҳадагидан катта бўлади (3.4-б расм). Шунинг учун контакт соҳасида тул ташувчилар диффузия- ни вужудга келади. Бунда n — соҳадаги электронлар p — соҳа томон, p — соҳадаги қаваклар эса n — соҳа томон кўчадики, ушга бир қил ишорали за- ридларнинг ўзаро ит- рилиши ёки турғли ишорали зарядларнинг ўзаро тортилиши сабаб бўл- майди. Диффузия ҳосил бўлишининг асосий сабаби контакт соҳасидаги ток ташувчилар концентриллеси- нинг турғлича бўлишидир.

n — соҳадан p — соҳага электронларнинг силқилиш натижасида контакт чегарасида мусбат зарядли атом- лар — ионлар қолади. Улар мусбат қўзғолмас заряд- ларнинг концентриллеси ортқиға бўлишига олиб кела- ди. Натижада бу соҳа электронларга қамбағал бўлиб қолади. Худди шундай жараён натижасида p — соҳада



3.4-расм. p — n ўтишнинг ҳо- сил бўлиши: а — турғли ўт- кувчанлиги ярим ўтказигилар контакти; б — ток ташувчилар тақсимоти (N_D , N_A — асосий та- қсимоти, n , p — асосий элкс); в — контакт потенциаллар фарғи; д — электро- статик ҳудудланганлигининг тақсимоти.

магний зарядлар концентрилланиши ортibo, сода қавак-
ларга қамбағил бўлади. Контакт ерҳиссида йундай қам-
бағаллишдан соҳабути вужудга келиши қаттиқсизатор
қўпмалалигига ўхшаш тўрғача зарядга ега бўлган ички
қатламдан ҳосил қилади. Натжижада у потенциаллар
айирмаси φ_1 ни майдон куслантирилган E_k бўлган электр
майдонини ҳосил қилади (3.4в, г-расм). Ушунг йўнали-
ши шундайки, асосий ток ташувчиларини диффузияси-
га тўсқинлик қилиб, асосий бўлмаган ток ташувчилар-
нинг диффузияси микан беради. Зарядларнинг кўпчили-
к электр майдон кул чизиклари бўйича бўлгани учун уни
drift токе дейилади.

Диффузия соки билан дарах токи таъминланадиган му-
ҳизланган ҳисса бўлади. У асосан қарғашнинг дейганади.
Унда ҳақ бирлиги ичиде қарима-қарши йўналишда
ётувчи тох таъминларнинг соли йўналиш топ бўлади.

Контанкт соҳасидаги зарядларга қамбағал бўлган ҳо-
да ярим ўтказгичнинг қавқ ва электрон ўтказувчан-
ликка эги қатламларида бўл барида ажрашиб туради.
Бу қатлам ўзбек қатлам деб, ҳосия бўлган потенциал-
лар айирмаси эса, қатламнинг тўғриқ деб аталади. Қўриб
ўтилган жараёни $p - n$ ўтқиқ қатламнинг ёки $p - n$ ўтқиқ
деб аталади. $p - n$ ўтқиқ қатламнинг бундай тунувчи-
лиш жуда қизик бўлиб, контанкт соҳасида юз берадиган
жараёнларнинг физик ҳоҳиятини тўғриқ ифода қила-
ди. Ушбу соҳалар назарияси асосида аниқ ажралиш
мүҳим.

3.5-расмда p ва n ўзқарувсановида ярек ўзқарувчаннинг конелар диаграммасы (а) ва p — n ўзқарувчаннинг ҳолат учун диаграммасы (б) тасвирланган. Унда:

C_0 — түгінк болжамың потенциалы (энергиясы).

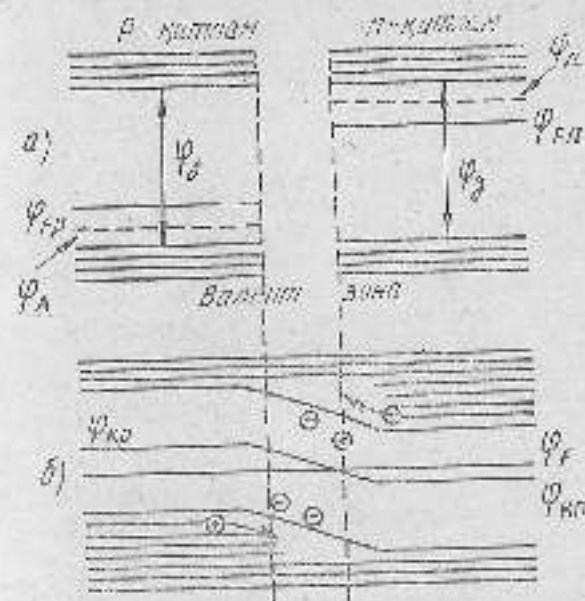
φ_x — доверительный коэффициент энергии сателлитов по отношению к основному:

Φ_A — акцептор аралашмасын утун энергиясы сәтәвиңи потенциалы:

Φ_F — Ферми сәтхи деңгейінің энергетик сәтхіннің потенциалы.

Ферми сәтүн дегенде түлдирлики эҳтимоллиги 0,5 ги
теги булган эскирген сәтү түшүнелел.

Балыйнсыз ярым үткээгчиллэрдә Ферми сәтхү түсүң
эска үртисидә бәдә. Галабстанган ярым үткээгчиллэрдә



3.5-беттегі 1-ші бағытталған жұмыстың аралығы (3) бағытталған зона аралығынан (4) кіші.

У РУКОМ АТСТАЛ, ЯСЯ УТИН МУМКИ БУЯН БУРОН
ПОСЛАДИН КИТА ХОДЯЩИХ БУЛАДИ.

Физикада жидаткан абалда Ферми дегендери
принципийинин кичээлери ва электр потенциалы
ининин алтыбрыктын йкандыгы ташкын кылат. Шунинин
учук ушун электр потенциалынын лоб чам ага
алат.

Матлауни, химий дотсиция мюда зарраларининг концентрациясига бошлик шуддир. Шунинг учун химий дотсицияда флуорининг мавжудлиги мюда зарралари концентрациясини фард мавжудлигини кўрсатади. Зарра концентратиясига фард бўлиши, ўз навбатида, учирини катти концентратияда ўрилади кичик концентратияда ўриши дўшманига олиб келади, буни зарралар диффузиясини бузувди келтиреди. Шунга кўра химий дотсицияда ариан зарраларининг (элктр заррда) эти бўлиш ёки бўлимаслигидан қатъий назар) диффузияни олиш шикоятини ифодалайди. Элктр

потенциал эса, аярылган зарраларнинг электр май-донда кўча олиш нисбатини — дрейфни ифодалайди. Демак, Ферми потенциалнинг градиенти бир вақтда икки хил ҳаракат — диффузия ва дрейфни характер-лайди.

Системанинг мувозанат ҳолатида Ферми потенциал-нинг градиенти нолга тенг бўлади, яъни Φ_F -сони дор. Шунинг учун Ферми сатхи доимий (инвариант) ҳо-латда бўлади. Лекин бу электр ва кимёвий потенциал-ларнинг ҳам доимийлиги деган гап эмас. Бошқача айт-ганда, системанинг мувозанат ҳолатида унинг электр ва кимёвий потенциаллари ўзгариши ҳумсон, яъни зар-раларнинг диффузия ва дрейф оқимлари мавжуд бў-лади, лекин бу оқимлар бир-бирини мувозанатлиб туради.

Шунинг айтиш керакки, «Ферми сатхи» аъён эксан мувозанат ҳолатдаги системада ушбу ишлатилади, чун-ки бунда эркин электронлар ва каваларнинг сони, ҳос-равешда, тенг бўлади. Система мувозанатда бўлганда эса, бу тенглик сақланмайди ва «Ферми сатхи» ўз-гаригида учрайди. Бу ҳолда уш «Фермининг кавал сат-хи» (Φ_{Fe} ва Φ_{Fr}) деб аталади.

Умуман олганда потенциал тўсиқнинг катталиги кў-чиб ўтган ток ташувчиларнинг концентрацияси ва тем-пературага боғлиқ бўлади ва қуйидагича ифодаля-нади:

$$\varphi_x = U_x \ln \frac{N_p}{N_n} - U_k \ln \frac{N_p}{N_n} = U_x \ln \frac{N_p N_p}{N_n N_n} \quad (3.1)$$

Бунда N_p — p — соҳадаги асосий ток ташувчилар (кавалар);

N_n — n — соҳадаги асосий ток ташувчилар (электрон-лар);

N_p — p — соҳадаги асосий бўлмаган ток ташувчилар;

N_n — n — соҳадаги асосий бўлмаган ток ташувчилар;

U_x — янги ўтказгич кристаллнинг ҳусусий ток ташувчилар концентрацияси.

U_k баъталик температураси потенциаллар айирмаси ёки температураси потенциаллар деб аталган ва қуйидагича ифодалянади:

$$U_k = \frac{kT}{e} \approx \frac{1}{11600} \quad (3.2)$$

q — электрон заряди;

k — $1,37 \cdot 10^{-16}$ май-ред — Больцман доимийси;

T — абсолют температура.

Температура потенциалнинг физик мўҳияти шундан иборатки, у электр бариваларида ифодазаланган статис-тик температура ёки электрон газдан эркин электрон-ларнинг ўртача кинетик энергияси. Уш температура-нда ($T=300^\circ K$) у 25 милликвольтга тенг бўлади. Температура потенциалнинг максимал қиймати ярим ўтказгич материал тўсиқ зонасининг кенглиги ΔW ни ифодаловчи потенциаллар айирмасига тенг бўлади.

Потенциал тўсиқнинг температураси боғлиқлиги, асосан, янги ўтказгичнинг ҳусусий ток ташувчиларни концентрациясининг температурага боғлиқлиги орқали белгиланади:

$$n_i = A \cdot T^{\frac{3}{2}} \cdot e^{-\frac{W}{kT}} \quad (3.3)$$

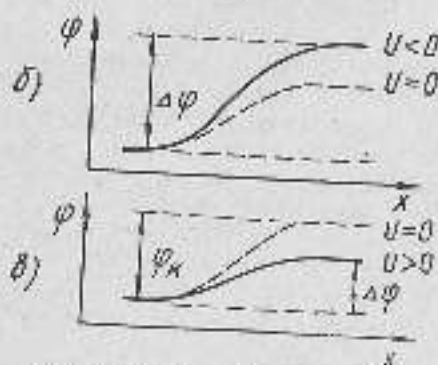
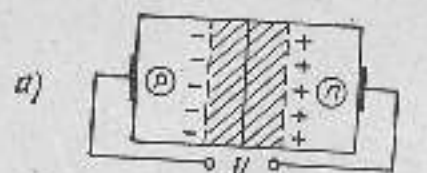
Бунда A — ярим ўтказгич материалга бағлиқ коэффи-циент.

Температуранинг ҳар бир даражаси ортини билан потенциал тўсиқнинг 2 милликвольтга камайиши аниқ-ланган.

Потенциал тўсиқнинг ташқи манба таъсирида ўзга-ришини, яъни $p - n$ ўтишнинг вольт-ампер характерис-тикасини аниқлайлик. $p - n$ ўтишга татиги манба уланиш, потенциал тўсиқнинг баландлиги ўзгариши ва ток ташувчиларнинг динамик мувозанати бўзилади. На-тижада диффузия ва дрейф тоқларининг мувозанати ҳам бўзилиб, натижада токнинг катталиги ташқи ман-банинг қўлланилишига бағлиқ бўлиб қолади. Бу боғла-нишни аналитик ҳисоблаб, графикда тасвирлаш мумкин. Уш $p - n$ ўтишнинг вольт-ампер характеристикаси деб аталади.

Вольт-ампер характеристикани шундан осон бў-лиши учун ташқи манбанинг қўлланилиши фақат контакт соҳасига қўйилган деб қаралади, яъни янги ўтказгич ҳажмидаги потенциал тўсиқни ҳисобга олшмайди.

Биринчи ҳолда ташқи манбани шундай ўлабдикки, унинг ҳосил қилган майдон қўлланилиши вектори $p - n$ ўтишнинг ҳусусий майдон қўлланилиши век-тори билан мос туялган. Бунинг учун манбанинг мушбат қутби p — соҳа контактига, манфий қутби эса, n — соҳа контактига уланиши керак (3.6а-расм). Бунда натижа-вий майдон қўлланилиши орқали, яъни потенциал тў-



3.6-расм. Манбадан тўғри (a) ва тескари (б) қўлланганда потенциал ўқишнинг ўзгариши.

ток ташувчиларнинг миқдори билан белгиланади. Баски барлиги ичда ҳақиқатда ҳосил бўладиган асосий бўлмаган ток ташувчилар сонини ўзгаришга бўлган ушун потенциалга тўғрисида ортқиш фақат уларнинг тезлигини ошириб, сокинни ўзгартирмайди. Шунга кўра дрейф теорияси ортқиш учун бирор сабабга кўра янги асосий бўлмаган ток ташувчилар ҳосил бўлиши керак. Акс ҳолда у туғилган бўлади. Бунда ҳосил бўладиган ток тескари ток, қўйилган кучланишга эса, тескари кучланишга деб аталади. Демак, тескари улашда $p-n$ — ўтишнинг қаршилиги старлича катта бўлади. Ушун тескари ўтиш қаршилиги деб аталади.

Манба билан қўбларнинг аламптирейлик, яъни p — соҳага мусбат, n — соҳага манфий қўб уларини. Бунда контакт соҳасида ташқи манба ҳосил қалган майдон кучланишнинг вектори $p-n$ — ўтишнинг ҳусусий жайдон кучланишнинг векторига қарама-қарши бўладиган бўлади ва натижада жайдон кучланишнинг ичрада. Бу потенциал тўғрисида кичрайтганга олж келади ва диффузия токи ортади (3.6 б-расм). Бундай улашнинг тўғри улашга деб аталади. Ҳосил бўладиган ток тўғри ток,

сик қатлашда, асосий ток ташувчиларнинг ҳаракати янада қўйилган (3.6 б-расм). Шунинг учун манба кучланиш ортқиш билан асосий ташувчиларнинг истонига тўғрисида енгил ўтиш эҳтимоллиги қандайдир ва диффузия ток натижа қандайдир. Демак, асосий бўлмаган ток ташувчилар учун майдоннинг тезлантирувчи таъсири ортади ва улар контакт соҳасини ҳосил бўлишида лавон ятади. Ҳосил бўладиган дрейф токининг қатлашнинг потенциал тўғрисида қатлашга бўлиш бўлмай, асосий ток ташувчиларнинг миқдори билан белгиланади.

$p-n$ ўтиш қаршилиги эса, тўғри улашга қаршилик дейилади.

$p-n$ — ўтишда ҳосил бўладиган натижада ток қўйилганга ифода қилади:

$$I = I_0 (e^{\frac{eU}{kT}} - 1) \quad (3.4)$$

Бунда,

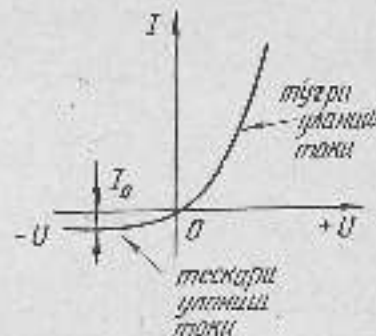
I_0 — тескари токнинг тўғрисида қўйилган,

U — ташқи манба кучланиш,

e — электрон заряди.

3.7-расмда ташқи манба

кучланишга қараб диффузия токнинг ўзгариш графиги тасвирланган. Ушун $p-n$ ўтишнинг вольт — ампер характеристикаси деб аталади (Ушун ток ўқишда даражаланиш бир хил эмас. Тескари ток ўқишда даражаланиш қиймати бир неча марта катталаштирилади. Чунки тўғри ток 10^{-10} А да, тескари ток эса, 10^{-1} А да ўқилиди). Демак, $p-n$ — ўтиш токни бир тахонга афзал ўтказиш — афзал хусусиятга эга.



3.7-расм. $p-n$ ўтишнинг вольт — ампер характеристикаси.

3.3. Ярим ўтказичли диод ва унинг турлари

$p-n$ — ўтиш ҳолатида асосида ишлайдиган энт содди ярик ўтказичли диод ярим ўтказичли диод деб аталади. Шунга кўра 3.7-расмда тасвирланган $p-n$ ўтишнинг вольт — ампер характеристикаси ярик ўтказичли диоднинг вольт — ампер характеристикаси. Унинг шикли жуда кўп факторларга боғлиқ. Масалан, ташқи температурага, контакт соҳасининг геометрик ўлчамларида, ток ташувчилар миқдорига, тескари кучланиш катталлигига ва ҳ.к.

Ахалий жикатдан бу факторларнинг тескари токга бўлган таъсири катта аҳамиятга эга. Масалан, муҳит ҳароратининг кўтарилиши эки тескари кучланишнинг бирор қийматгача оширилиши тескари токнинг бирдан кўпайиб кетишига, натижада $p-n$ ўтишнинг бузилишига (қўйилишига) сабаб бўлади.

Умуман олганда $p-n$ ўтишнинг бузилиш (сери-

лині) турлари халма-хил бўлиши. Шунингдан келиб чиқиб ва электр бузилишнинг кўрайиши.

Иссиқлик бузилиши осилиштирма қаринишига старли-па катта ва $p-n$ ўтиш соҳаси кенг бўлган ярим ўтказгичларда кузатилади. Сабоби ярим ўтказгичнинг қатъий биған кристалл илмларининг ёсқилик ҳаракати ортади ва қўшиб электронлар валент биғанлашларини узиб ярим электронга айланади. Натижанда кристаллнинг ҳуқуқий ўзгаришга қарши ортади. Бунда ярим ўтказгичнинг қисқичи фақат тапқиди муҳит ҳароратининг ортиши билан белгиланмайди. $p-n$ ўтишда ушбу тоқ ҳам унинг қисқичига олиб келади. Агар $p-n$ ўтишда кўриладиган иссиқликни йўқатиш қораси кўрилади, иссиқлик бузилиши майдон қўланганлигининг кичик қўланганлиги ҳам содир бўлиши мумкин.

Электр бузилиши асосий бўлмаган тоқ тапқувида экинчи ярим ўтказгич ҳажмидаги электр майдон қўланганлиги ортади туфайли қўланганлиги бўлади. Бунда майдон қўланганлиги ортади билан тоқ тапқувида қариниш ҳаракат тапқиди ортади. Натижанда ушбу туфайли қўланганлиги қўланганлиги қўланганлиги бўлади. N $p-n$ ўтишнинг бузилишига олиб келади. Иккинчи томондан, майдон қўланганлигининг ортади автоэлектрон эмиссия ҳолатига ҳам сабаб бўлади. Бунинг натижасида ҳам бузилиш содир бўлади.

Кенг $p-n$ ўтиш диодларда ушбу иссиқлик бузилиши туфайли, тоқ $p-n$ ўтиш диодларда эса, автоэлектрон эмиссия туфайли бузилиш содир бўлади.

Электр бузилишнинг иссиқлик бузилишидан фарқи шундаки, унда қўланганлиги ўзгаришнинг бирор оралиғида тесқар тоқ қўланганлиги боғлиқ бўлмай қоледи ва жараёни қайтар бўлади, яъни майдон қўланганлиги йўқолиши билан боғлиқлиги қолат тикланади.

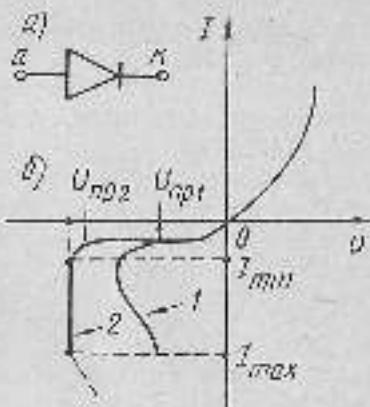
3.8-расмда ярим ўтказгичли диоднинг схемада белгиланиши ва тўлиқ оқим-ампер харақтаристикаси кўрсатилган. Унда 1— тизик ёсқилик бузилиши, 2— тизик эса, электр бузилишининг кўрсатилган.

Контакт соҳасининг кенглигига қараб ярим ўтказгичли диодлар нуқтавий ва ясси диодларга ажратилади. Ёсқиликнинг диодлар ясси диодлардир. Уларда тўри тоқнинг катталиги контакт юзаси кенглигига боғлиқ бўлиб, қўланганлиги бир ясси қўланганлигидан бир пача ва амперга етади.

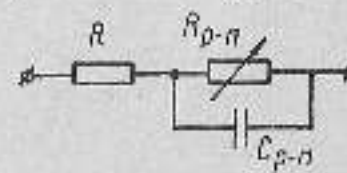
Нуқтавий диодларнинг контакт юзаси жуда кичик бўлади. Улар нуқтавий контактда шайланганлиги йўқ билан ҳолат қўланади. Нуқтавий диодларнинг ясси диодлардан афзаллиги шундаки, уларнинг $p-n$ ўтиш кенглиги жуда кичик бўлади. Шунинг учун уларни юқори частотали қўланганлиги ишлатиш мумкин.

Ярим ўтказгичли диодлар бир қанча катталиклар билан харақтаристикада. Масалан, тўри ушбу қўланганлиги қўланганлиги 1В ёки 0.5В бўлганлиги тўри тоқнинг катталиги; бузилиш қўланганлиги 80% ва тапқиди қўланганлиги тесқар қўланганлиги катталиги; $p-n$ ўтиш соҳаси; Тўридан ҳуқуқий соҳасидан частота ва температура дияланади; Тўридан ҳолат қўланганлиги тоқнинг мумкин бўлган энг катта қўланганлиги ва бошқалар. Бу катталиклар баҳоланда диоднинг эквивалент схемасида фойдаланилади (3.9-расм). Ушбу C_{p-n} сўланганлиги катталиги тапқиди қўланганлиги боғлиқ равишда ўзгарилади. Диодга қўланганлиги қўланганлиги ўзгариши $p-n$ ўтишнинг кенглигига ўзгарилади. Бу ўзгариш конденсатор қўланганлиги яссидаги масофани ўзгаришига ҳам келди. $p-n$ ўтишнинг бу ҳуқуқий диоднинг боғлиқлиги ортиқча элемент қўланганлиги ишлатиш имконини беради. Булай диодлар вариаклар деб аталади.

Вариаклар ушбу тапқиди қўланганлиги тўри ушбу ишлатиш эмас, балки тесқар ушбу катта схемасига эга. Тесқар қўланганлиги ортади билан $p-n$ ўтиш катталиги ортади ва C_{p-n} сўланганлиги яссида. Бу боғлиқлиги вариакнинг докаторлар харақтаристикаси дейди.



3.8-расм. Ярим ўтказгичли диоднинг эквивалент схемаси (а) ва тоқ-кўланганлиги харақтаристикаси (б).

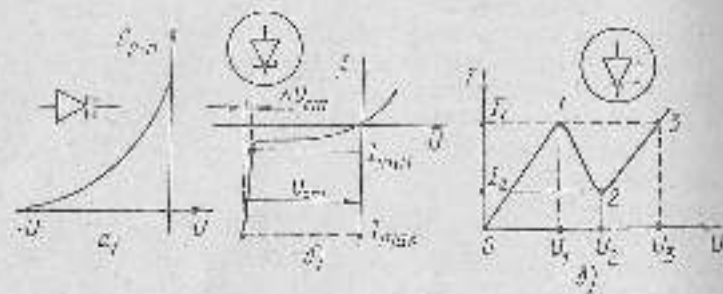


3.9-расм. Ярим ўтказгичли диоднинг эквивалент схемаси.

леди. 3.10а-расуда вариканнинг схемаси белгиланган ва вольт-ампер харақтеристикаси кўрсатилган.

$p-n$ ўтиш сиғимининг асосий ($C_{\text{осн}}$), маълумат ($C_{\text{мал}}$) қисми ($C_{\text{мал}}$) қаймақлари, скрининг асосийга бўлиқ ютулган энергияси та бошқарув қармақларининг асосий параметрлари ҳисобланади.

Вариканлар радиоэлектрон қурилмалардаги сабралаш ассларининг электрон алашда, тараметрик электрот етказида (параметрик қулайтарган ва генераторларда) ва бошқа мақсадларда келтирилган.



3.10-расм. Варикан (а), стабилитрон (б), туннель диода (в)нинг схемаси белгиланган ва вольт-ампер харақтеристикаси.

Диодлардаги электр бузилишининг жарийланган қайтар бўлиши қатта илмий аҳамиятга эга. Чунки бузда тескари токнинг бодар кичик қўйиладан бошлаб диоддаги потенциал тушуви токни бошлиқ бўлай қилади. Ярки ўтказилад диоднинг бу ҳусулати уни қулайлиги стабилитрон асслект қилб ишлатиш имконини беради. Бунадай ярки ўтказилад диодлар стабилитронлар деб аталади. 3.10б-расуда стабилитроннинг схемаси белгиланган ва вольт-ампер харақтеристикаси кўрсатилган.

Электр бузилиши ноз баринида «туннель эффект» ҳодисаси ҳам сабиб бўлиши мумкин. Туннель эффект деганда $p-n$ ўтишга тескари қулайлиш уялида ток ташулалиқлар потенциал тўсиқим ояиб эмас, балки «туннель» ўтиш ҳодисаси тушулади. Унак асосий ҳусулати жарийлиқ энергия ютулмасан ҳолда борилади.

Туннель эффектнинг қатталиги $p-n$ ўтиш қатла-

мининг қатталиғига боғлиқ бўлади. Бу қатлам қанча тов ва уйдати электр майдон қанча қулай бўлса, эффект шунча қатта бўлади.

Туннель эффект асосида ишлайдиган диодлар туннель диодлари деб аталади. Уларда n — соҳалати донорлар ва p — соҳалати акцепторлар сояи оддий диодлардан кўпайиб марта қў бўлади. Донор ва акцептор модда қатталашимининг бунадай қатта кўпайида бўлиши $p-n$ ўтиш соҳасининг жуда юлқа бўлишини таъминлади. Шунинг учун токнинг қатталиги шакли хил жарий — туннель эффект ва диффузия билан белгиланади.

Агар текки қатла қулайлиши ҳолда қиладиган электр майдон $p-n$ ўтишининг потенциал тўсиқ қатлаи бўлиқ мос тўсиқ (оддий диоддаги тескари ўлаш), $p-n$ ўтишда туннель эффект ҳисобига ток ўтади. Агар у аксинча уялиқ бўлса (оддий диоддаги тўсиқ ўлаш), потенциал тўсиқ майдони кичиради ва туннель эффект қатталиги. Шунинг учун ташқи майдон ортқиш бизан туннель ток кичирайиб диффузия токи орта бошлайди ва ташқи қулайлиқнинг бирор қаймақидан бошлаб туннель ток нонга айланб, фақат диффузия ток қилади. Демак, туннель диоднинг вольт-ампер харақтеристикаси ана шу текки токнинг қатталиқ қиймати ордали белгиланади. У 3.10в-расуда кўрсатилган. Манфий қулайлишлар соҳасида туннель эффект ҳисобига старийда қатта ток ўтади (диоднинг қатталиқ қатли). Мусбат қулайлишлар соҳасининг 0÷1 қисмида (3.1а-расм) ҳам қатталиқ ток туннель ток билан белгиланади. Харақтеристиканинг 1 нуқтаида тўсиқ қатталиқ қулайлиқ қатталиқ қулайлиш ҳисобланади. Ундан кейинги қийматларда туннель ток кескин қайайиб, диффузия ток орта бошлайди. Шунинг учун харақтеристиканинг 1÷2 қатталиқда қатталиқ соҳини қулайлиш қулайлиқ. 2 нуқтага етганда, туннель ток нонга айланб ва харақтеристика диффузия ток билан белгиланади (2÷3-қисм).

Демак, туннель диоднинг вольт-ампер харақтеристикаси оддий диоднингдан тўбдан фарқ қилади. Унда, биринчидан, туннель ҳусулат қулайлиқ қулайлиқ ва, иккинчидан манфий дифференциал қаршилик соҳа юлқудга қилади (1÷2 қисм).

Туннель диодларнинг ана бир харақтеристика хусулати уларда яврийлиқнинг олиғидир. Шунинг учун улар-

ни ўта юқори частотали дурномаларда ҳам ишлатиш имкони бор.

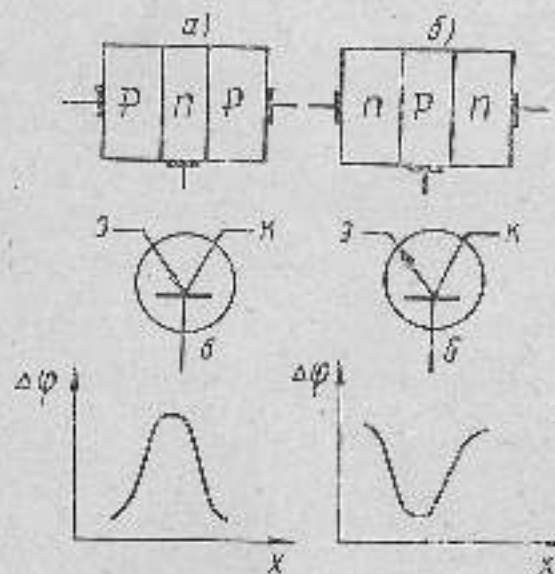
Ярим ўтказгичли диодларнинг турлари биз юқорида кўрган турлари билан чеклинмайди. $p-n$ ўтиш ҳарчилигининг бопқарилиш усуллариға боғлиқ бўлган махсус диодлар ҳам мавжуд.

3.4. Ярим ўтказгичли триод. Биполар транзисторлар

Ярим ўтказгичли триод электрон асбобларнинг бир тури бўлиб, *транзистор* деб аталади. Тўқилиши ва ишлаш усулиға қараб транзисторлар *биполар* ва *униполар* транзисторларға ажратилиди.

Биполар транзисторларнинг ишлатиш $p-n$ ўтиш ҳарчилиғиға, униполар транзисторларнинг ишлатиш эса, бир турдаги ўтказувчанлиққа эга бўлган ярим ўтказгичлиқ ўтказувчанлиғини электр майдони ёрдамида бопқарилишға асосланган.

Биполар транзистор ярим ўтказгич монокристаллда иккита $p-n$ ўтиш соҳасини ҳосил қилиш асосида яса-

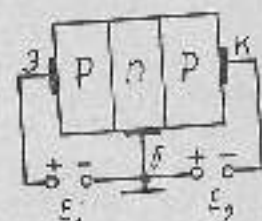


3.11-расм. Биполар транзисторларнинг схемаси, белгилашнинг ва потенциал тўқилиши.

лади. Уни ўтказувчанлиғи шаклландириш соҳасида 3 та соҳага ажратиш ҳимки. Агар монокристаллнинг электрон ўтказувчанлиқ ҳимки икки ёнидан кавак ўтказувчанлиқ ҳимки билан тасарулактен бўлса, ҳосил бўлган ясси транзистор $p-n-p$ турдаги транзистор дейилади. Аксинча, кавак ўтказувчанлиқ қисми иккита электрон ўтказувчанлиқ соҳа орасида бўлса, $n-p-n$ турдаги транзистор дейил бўлади. Бу транзисторларнинг схемаси белгилашнинг ва потенциал тўқилиғини кўришнинг 3.11 расмда тасвирланган. Шунин айлиш керакки, контакт соҳаси кичик бўлса, нурғанид транзисторлар ҳосил бўлади.

Фараз қилибдики, триоднинг ўрта контактиға иносбатан чап ёндаги контактиға кичик (кавакнинг бўлакларига тенг) мусбат, ўнг ёндаги контактиға эса, катта (бир неча ўн вольттича) манфий кучланит берилсин (3.12-расм). Оссон бўлишда учун электр майдон фақат $p-n$ ўтишлар соҳасидагина мавжуд деб ҳисоблай-қиз. Бундай улашда тел томондаги $p-n$ ўтишнинг потенциал тўқилиш кичирейди, ўнг томондаги $p-n$ ўтишнинг ортади.

Шунинг учун каваклар фақат чил соҳондаги $p-n$ ўтишдан ўти бошлайди. Чап томондаги p соҳадан ўтадаги n соҳаға ўтиш кавакларини бир қисми бу соҳадан электронлар билан рекомбинацияланади. Қолган қисми эса, ўнг томондаги $p-n$ ўтишға етаб келади. $p-n$ ўтиш майдони уларға тезлаштирувчи таъсир кўрсатади. Шунинг учун каваклар катта тезлик билан ҳаракат қиладилар ва E_1 ва E_2 майдонлар орқали ўтиб, ҳаракат йўлини тусаллайдилар (занжир боплади). Бунда ҳосил бўладиган ток (кавак токи) фойдали ток бўлиб, унинг катталиғи тел ёндаги p соҳадан n соҳаға ўтадиган кавакларнинг иқдорига ва уларнинг n соҳадан яшай вақтиға боғлиқ бўлади. Агар кавакларнинг n соҳани босиб ўтиш вақти уларнинг яшай вақтидан кичик бўлса, ўнг ёндаги $p-n$ ўтишға етаб келадиган каваклар сонини стартиға қўл бўлади. Чунки жуда оз қисми n соҳадан электронлар билан рекомбинациялашиб улгуради. (Кавакларнинг учиб ўтиш вақтинини қисқартирити учун n соҳанин қи-



3.12-расм. Транзисторнинг ишлатиш улаши.

лиятти етарига юлди қилиб асаслади). Шунда кўра фойдали токнинг қаттилиги, асосан, чап ёндаги $p-n$ ўтишда ҳосил бўладиган катта токнинг қаттилиги билан белгиланади.

Шунинг айтили кераки, транзисторнинг $p-n$ ўтишларида катта ток бўлар бир қаторда электрон тоқлари ҳам мавжуд бўлади. Чап ёндаги $p-n$ ўтишнинг электрон тоқи чап ва ўрға соҳалар орқали ўтиб, B_1 жанба орқали ўз йўлини ётади. $У$ ўнг ёндаги $p-n$ ўтиш орқали ўтишда ушун ҳел қандай фойда келтирмайди. Ўнг ёндаги қўланиш тескари уланган (ёшиқ) $p-n$ ўтишнинг электрон тоқи эса, катта таскирса эса. Уни транзисторнинг тескари тоқи деб аташади.

Тўғри ўтиш асосда ишловчи чап томондаги $p-n$ ўтиш эмиттер ўтиши деб, $p-n$ қатлам эса, эмиттер деб аталади. Тескари уланганда ўнг томондаги $p-n$ ўтиш коллектор ўтиши деб, $p-n$ қатлами эса — коллектор деб аталади.

Ўртадаги $n-n$ қатлам база ёки асос деб аталади. Бу қатламлардаги металл қосақил орқали чиқарилаётган туланишнинг ушлари — электродлар ҳел номлар — эмиттер, коллектор ва база деб юритилади. Транзисторни схемада белгиланида (3.11-расм) эмиттер электродига кўрсаткич тия (стрелка) қўйилади. Унинг йўналиши асосий ток ташувчилар йўналишини кўрсатиб туради.

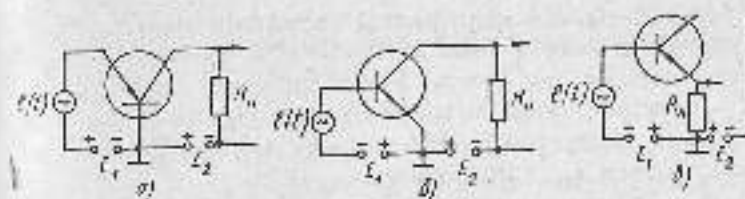
$P-p-n$ турдаги транзисторларнинг асосий принципи $p-n-p$ турдаги транзисторларникидан фарқ қилмайди. Бунда фақат E_1 ва E_2 жанбаарнинг уланлиш қўлини тескарига ўзгартирилади. Асосий ток ташувчилар катталиклар эмис, балки электронлар бўлади.

3.5. Биполляр транзисторларнинг схемага уланлиши

Транзисторлар радиосхемада ишлатилганда унинг электродларидан бири ҳамма вақт завожирини ишлатиш ва чиқариш учун умумий бўлган асосга — орға уланган бўлади. Шунга кўра биполляр транзисторларнинг уш хил уланлиш схемаси мавжуд (3.13-расм).

1. Умумий базали схема — $УБ$,
2. Умумий эмиттерли схема — $УЭ$,
3. Умумий коллекторли схема — $УК$.

Булар хил $УБ$ схема транзисторларнинг ҳусусиятларида текширишда энг қулай ҳисобланади. Шунинг



3.13-расм. Транзисторларнинг схемага уланлиш турлари: а — $УБ$ схема, б — $УЭ$ схема, в — $УК$ схема.

учун транзисторларнинг физик қатлаликлари шу схема асосда текширилади ва у қўлган икки уланлиш схемага татбиқ этилади. 3.12-расмда келтирилган схема $УБ$ схемалар. Ундаги эмиттер ўтишининг катта тоқини I_{ep} ва электрон тоқини I_{en} деб белгиласек, эмиттер тоқи учун қуйидаги ифода ўрилади бўлади:

$$I_e = I_{ep} + I_{en} \quad (3.5)$$

Бу ток бутун эмиттер ўтиши довомида доғимий бўлади. Унинг I_{en} ташкил этувчиси базали эмиттерга электронларнинг ўтишдан ҳосил бўлади. $У$ эмиттер ўтишдан бирер массага узоқлашган ($1-5$ диффузион узунлигида) эмиттердаги катталиклар билан ўзла рекомбинацияланади ва исолчига камаяди. Натижада катта ток I_{en} ортади.

Худди шунга ўхшаш коллектор ўтиши тоқи I_{ec} ҳам икки ташкил этувчига эга бўлади: I_{ep} — катта ток ва I_{en} — электрон тоқи. I_{ep} нинг катталиги эмиттердаги базали ўтиб коллектор ушига етиб келадиган катталиклар индиктори билан, I_{en} эса, коллектордаги базали ўтишдан электронлар сони билан характерланади.

Эмиттер ўтишнинг қўланилиш ўзгарса, эмиттер тоқи ўзгаради. Бунинг натижасида коллектор тоқининг I_{ec} ташкил этувчиси ўзгариб, I_{en} ташкил этувчи ўзгариши қилади. I_{en} нинг ўзгариши коллекторнинг ҳажимий қаршичилиги ўзгаришига боғлиқ бўлади. Шунинг учун коллектор тоқининг I_{ec} ташкил этувчиси бошқарилиши фойдали ток, I_{en} — бошқарилмайдиган зарарли ток деб қилинади ва ҳажма вақт $I_{en} \ll I_{ep}$ бўлади. Умуман олганда натижавий коллектор тоқи коллектор ўтиши узунлиги бўлган доғимий ток ҳисобланади:

$$I_c = I_{ep} + I_{en} \quad (3.6)$$

Агар 3.12-расуда келтирилган схеманинг эмиттер ўтиши ўзгариш (4, макба ўзгариш), коллектор ўтишидан I_{κ} га тенг тескари ток ўтади. Унинг қиймати коллекторнинг I_{κ} электрон токедан катта бўлади. Чунки булда I_{κ} га базадан коллекторга ўтиб турувчи (мувозанатдаги) кавишлар токи I_{κ} ҳақ қўшилади.

I_{κ} бошқарилаётган коллектор токи ёки температура токи деб аталади. Уни коллекторнинг сокишлик токи деб ҳам аталади. Бу токнинг катталиги коллектор кучланишининг етарлича катта ўзгаришларида ҳам диний қолади. Лекин ташқи муҳит ҳароратига жуда боғлиқ бўлади:

$$I_{\kappa} = A \cdot e^{-\frac{\delta}{T}} \quad (3.7)$$

Бунда δ коэффициент ярим ўтказкичининг материалга боғлиқ бўлиб, германий кристалли учун 8400 га тенг.

I_{κ} токнинг кутубрий температурадаги ифодаси

$$I_{\kappa}^{(T)} = I_{\kappa}^{(T_0)} \cdot 2^{\frac{T-T_0}{\delta}} \quad (3.7a)$$

кўринишда бўлади. Демак, германийли триоднинг сокишлик токи температура ҳар 10° га ўзгарганда икки биравар ўзгаради. Масалан, температура 20°C дан 50°C га ортса, I_{κ} сокишлик токи $2^3 = 8$ марта ўтади.

I_{κ} сокишлик токнинг температурага бундай кучли боғлиқ бўлиши транзистор параметрларининг кескин ўзгаришига олиб келади. Шунинг учун транзисторни ишлатишда бундай ялбатта ҳисобга олини керак.

Шундай қилаб, умумий ҳолда коллектор токнинг катталиги бошқариувчи I_{κ} ва бошқарилмайдиган I_{κ} тоқларининг йиғилмасидан иборат бўлади:

$$I_{\kappa} = I_{\kappa_0} + I_{\kappa_1} \quad (3.8)$$

Эмиттер токи «+E→эмиттер→база→-E₁» аяжиги бўйича, коллектор токи «+E₁→база→коллектор→-E₂» аяжиги бўйича оқади. Шунга кўра база токининг катталиги $I_{\kappa} = I_{\kappa_0} + I_{\kappa_1}$ кўринишда ифодаланиши керак.

Қулайлик учун база токи «эмиттер→база→ташқи аяжиги «эмиттер» аяжиги бўйича оқади, деб қаралади. Бу ҳолда коллектор токи ўтадиган аяжиги ўзгариши, яъни: «+E₂→эмиттер→коллектор→E₂» бўлиб, у

база аяжигидан ўтмайди. Шунга асосан, транзисторнинг ток тенгламаси қилиб

$$I_{\kappa} = I_{\kappa_0} + I_{\kappa_1} \quad (3.9)$$

ишлатилиши мумкин.

(3.9) ифода коллектор токнинг эмиттер тоқига бўлиқ бўлишини кўрсатади. Бу бўлиниш инерция бўлади. Чунки эмиттердан базасга кавишлар ўтганда, база электроди оқинида электрошлар концентрацияси кескин ортади ва уларнинг аяжиги кавишлар зарядни қолдириб қолдирилади. Шунинг учун коллектор аяжигидан ток ўзгариши учун эмиттердан базасга ўтган кавишларнинг етарлича миқдори коллектор ўтишига етиб келиши керак, лекин базасда уларнинг жуда ол миқдори рекомбинацияланадиган керак. Бундай ўтишининг эффективлиги улаштириш коэффициентига деган катталик билан белгиланади ва қуйидагича ифодаланади:

$$\alpha = \frac{\Delta I_{\kappa}}{\Delta I_{\kappa_1}} \Big|_{U_{\kappa} = \text{const}} \quad (3.10)$$

Унинг қиймати ҳамма вақт бирдан кичик бўлиб, олг аяжиги асоси транзисторларда 0.99 га тенг етади.

Одатда α коэффициент умумий базаси улаштиришда транзисторнинг ток бўйича қулайлигини коэффициентига деб аталади ва нагзузга қаринлиги олгга тенг бўлади ҳол учун аниқланади.

Коллектор токи коллектор кучланишига ҳам боғлиқ бўлгани учун α коэффициент коллектор кучланишига боғлиқ бўлмаган катталик ҳисобланади. Коллектор ўтишининг дифференциал қаринлиги етарлича катта миқдор бўлгани учун унга катта қаринликли R_{κ} тапқи нагзузга улаштириш керак (3.13 а-расм). У коллектор кучланишининг катта ўзгаришларида ҳам транзисторнинг ол режимини ўзгартрмайди. Шунинг учун коллектор токнинг икки ўзгариши ҳам R_{κ} га катта кучланиш ўзгаришига ҳосил қилади. Ҳақиқатан мах, кириш кучланишининг ўзгаришининг эмиттер токи орқали $\Delta I_{\kappa_1} = R_{\kappa_0} \cdot \Delta I_{\kappa_0}$ кўринишда ифодаланади, кириш кучланишининг ўзгариши $\Delta U_{\kappa} = R_{\kappa_0} \cdot \Delta I_{\kappa_0} = R_{\kappa_0} \cdot \Delta I_{\kappa_1}$ бўлиб, кучланиш бўйича қулайлигини коэффициентига

$$K = \frac{\Delta I_{\kappa}}{\Delta I_{\kappa_1}} = \frac{R_{\kappa}}{R_{\kappa_0} \cdot \Delta I_{\kappa_1}} = \alpha \cdot \frac{R_{\kappa}}{R_{\kappa_0}} \quad (3.11)$$

бўлади. Бунда $R_{\kappa} \gg R_{\kappa_0}$ бўлгани учун $K > 1$.

Шундай қилиб, умумий базали схемада транзистор кучланиш (қушар) бўйича кучайтириш хусусиятига эга бўлиб, токни кучайтормас экан. Чунки унинг чиқини қаршилиги кириш қаршилигидан старинча катта бўлади.

Умумий эмиттерли ва умумий коллекторли схемаларнинг хусусиятларини аниқлайлик. Умумий эмиттерли схеманинг ток бўйича узатиш коэффициенти

$$\beta = \left| \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} \right| U_k = \text{const}, \quad (3.12)$$

умумий коллекторли схеманики эса,

$$\gamma = \left| \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} \right| U_k = \text{const} \quad (3.13)$$

бўлади.

Агар (3.9) ва (3.10) ифодаларни ҳисобга олсак, (3.12) ва (3.13) ифодалар қуйидаги кўринишга келади:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \text{ ва } \gamma = \frac{1}{1-\alpha} \quad (3.14)$$

ва ҳамма вақт бирдан катта қийматга эга бўлади. Бу УЭ ва УК схемаларнинг токни кучайтириш хусусиятига эга эканини кўрсатади. Умумий эмиттерли схеманинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти

$$K_c = \frac{\Delta U_x}{\Delta U_b} = \beta \frac{R_n}{R_{\text{ант}}}, \quad (3.15)$$

умумий коллекторли схема учун эса,

$$K_c = \frac{\Delta U_x}{\Delta U_b} = \gamma \frac{R_n}{R_{\text{ант}}} \quad (3.15 \text{ а})$$

бўлади.

УЭ схеманинг кириш қаршилиги чиқини қаршилигидан кичик ($R_{\text{ант}} < R_{\text{ант}}$), аммо УБ схеманинг кириш қаршилигидан каттароқ бўлади. Шунинг учун УЭ схема кучланиш кучайтириш хусусиятига эга. УК схемала эса, кириш қаршилиги чиқини қаршилигидан катта, R_n қаршилик чиқини қаршилиги тартибда бўлган учун у кучланиш бўйича кучайтириш хусусиятига эга эмас.

Шундай қилиб, УЭ схема ҳам ток, ҳам кучланиш бў-

тер завожири узук бўлса ($I_b = 0$), коллектор токи сокинлик токи I_{c0} қийматига кемайди. Маълумки, сокинлик токининг катталиги база ва коллектор қатламларидан асосий бўлган ток таъувчиларнинг ҳақдорига ва таъук муҳит ҳароратига кучли боғлиқ. Шунинг учун

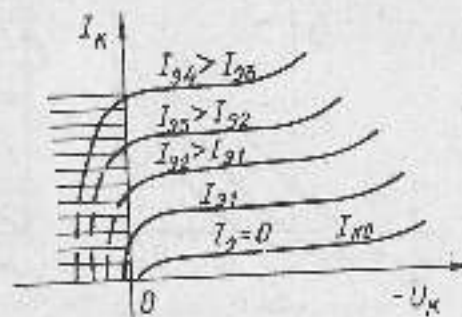
температура орткин билан I_{c0} тез ўса бошлайди ва статик характеристикалар юқорига кўтарилади. Бу транзистор ишнинг мўтадиллиги камайишига сабаб бўлади.

Коллектор кучланишининг манфий қиймати жуда орткиб кетса, коллектор ўткишида бузилтип вужудга келадан ва ток тез ўса бошлайди. Қўйинча транзисторда бир нақтда ҳам ассиқайк ҳам электр бузилтип вужудга келади.

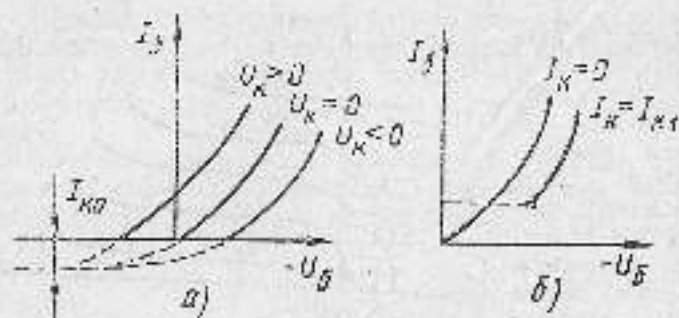
Транзисторнинг умумий эмиттерли схема учун кириш характеристикаси деганда коллектор кучланишнинг токи ўзгармас бўлгандаги база токнинг бази кучланишга боғлиқлиги тушунилади:

$$I_c = I_c(U_b)/U_k, I_k = \text{const} \quad (3.18)$$

Бу боғланиш графиси 3.16-расмда кўрсатилган. У эмиттер — база ўткишининг тўғри ўланиш ҳолатлари учун манфат-ампер характеристикасидир. Шунинг учун улар транзисторнинг УБ схема учун олтига кириш характеристикалари билан мос келади. Лекин улардан фарқи $U_k = \text{const}$ бўлган ҳол учун олишган характеристикалар коллектордаги манфий кучланиш орткин билан тағи эмас, балки ўткига сурила бошлайди. Чунки бунда коллектор кучланиши камайиши билан база токи ҳам камайиши. Иккинчи томондан, $|U_k| = |U_b|$ бўлганда база эмиттери бўйлаб коллектор ўткишининг очиқ ҳолатига мос ток ўтади. Шунинг учун база токи ортади, яъни $I_{c0} = 0$ қийматга тўғри келаданга характеристика кол-



3.16-расм. Транзисторнинг УБ схема учун I_b — const ҳолатида статик характеристикаси.



3.16-расм. Транзисторнинг УЭ схема учун кичик хараakterистикаси: а — $U_K = 0$ — шунга қараб, б — $I_K = \text{const}$ ҳолда.

лектор қуллашишнинг катта қийматларида олинган хараakterистикага нисбатан ўнгда эмас, балки чапда ётади. 3.16а-расмдан яна шу нарса кўринадики, $U_K = 0$ бўлганда коллекторда ўзгармас манфий қуллашниш бўлганда ушунга база экинчи қатламга дейрди I_{K1} сокилик тоқига тенг бўлган манфий ток ўтади.

Коллектор тоқи ўзгармас бўлган ҳолда олинган хараakterистикалар (3.16б-расм) $U_K = \text{const}$ ҳолдаги хараakterистикалардан фарқ қилмайди. Коллектор тоқи ортинги билан улар кичик база тоқлари соҳасига (ўнгда) сурилади, чунки бунда коллектор қуллашиши ортинги керак. Уларнинг бошланғич нуқтаи $I_K = I_K + I_{K1}$ шарт бажариладиган нуқтага мос келади.

Транзисторнинг УЭ схема учун кичик хараakterистикаси дегадда база қуллашиши ёки тоқи ўзгармас бўлгандаги коллектор токнинг коллектор қуллашишига боғлиқлиги тушуналади:

$$I_K = I_K(U_E) + U_{K1} I_E = \text{const} \quad (3.19)$$

Ахалий жихатдан $I_K = \text{const}$ бўлган ҳолда аниқланган хараakterистикалар системаси катта аҳажиятга эга. Улар 3.17-расмда кўрсатибган. Ундан шу нарса кўринадики, коллектор қуллашишининг бошланғич кичик қийматларида коллектор тоқи кескин ўсимишга эга, унинг катта қийматларида эса, бу ўсимиш жуда суяйиб қолади (I_E — I_K қилибди қисм). Бу қўйидагича тушунирилади: $U_K = 0$ қийматларида бўлганда эмиттерда тўғри улақини қуллашиши бўлганда ушун коллектор ўтишиши қарши-

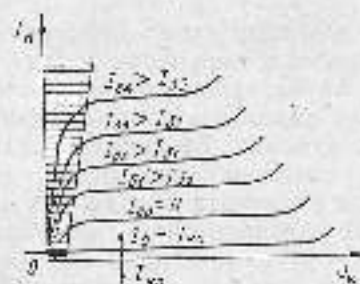
лиги жуда кичик бўлади. Шунинг учун бу соҳада катта катта катта бўлиб, уларнинг рекомбинация қилини етарлича катта катта тоқи қилибди (шунинг билан соҳа). Манфий коллектор қуллашиши ортинги билан коллектор ўтиши катта катта ба база қатламга тоқилиди. Натияжада база тоқи катта катта керак.

Деким унинг қиймати эмиттер қуллашиши ёрдамида ўзгармас қилиб олинганда ушун эмиттер ба коллектор тоқлари ортинги. Бунда коллектор токнинг ўсимиш жуда суяйиб бўлади, ахалий у УЭ схемасидаги теоретик ўсимиш.

База тоқи полга тенг бўлганда коллектордан ўтадиган ток I_K сокилик тоқидан етарлича катта бўлади. Коллектор қуллашиши ортинги билан эмиттер ўтишиши потенциал тўғриси қисман катта катта ушун бу ток қилиб боради. База тоқи ортинги билан коллектор тоқи ҳам ўсимиш бўлади ба хараakterистика катта катта коллектор тоқи соҳасига сурилади ҳамда унинг оғимини ортинги. Бу база тоқи ёрдамида коллектор токни бош қарши мумкинлигини кўрсатади.

Транзистор қилибди соҳа хараakterистикали бирор қисм кичик соҳа қилиб олинади. Шу мақсадда хараakterистика турли соҳаларга ажратилади. Масалан, катта хараakterистикалининг бошланғич қисми (3.15 ва 3.17-расмлар) *тўғриси соҳаси* деб аталади. УЭ схемаси у коллектор қуллашишининг кичик мусбат қийматларида, УЭ схемаси эса, коллектор қуллашишининг бошланғич манфий қийматларида тўғри келаски. (Бу қуллашиши германийли транзисторларда 0.2 вольтга, кремнийли транзисторларда — 1 вольтга боради.) Бу соҳанинг асосий хусусияти шундаки, унда эмиттер ба коллектор ўтишиши қуллашиши тўғри улақини қилиб бўлади ҳамда коллектор ўтишиши ўзгармас ба ўзгармас тоқи бўлган қаршилиги жуда кичик (бир неча 10 Омга) бўлади.

Транзисторлар хараakterистикалининг тўғриси соҳаси-



3.17-расм. Транзисторнинг УЭ схемаси учун $I_K = \text{const}$ бўлгандаги кичик хараakterистикали системаси.

да электрон казит сифатида ишлатилади ва казитнинг уланган ҳолига тўғри келади.

Характеристиканинг коллектор кучланиши ўқига дейди параллель бўлган тўғри чизиқда қисми оқсиз соҳа деб аталади. Бу соҳада эмиттер ўтиши кучланиши тўғри уланганда бўлса, коллектор ўтишидаги кучланиш тескари уланганда бўлади. Шунинг учун коллектор ўтишининг дифференциал қаршилиги етарлича катта (бар деча ўн кило Омдан бир ича мега Омгача) бўлади. Актив соҳа транзисторнинг кучайтириш соҳаси ҳисобланади.

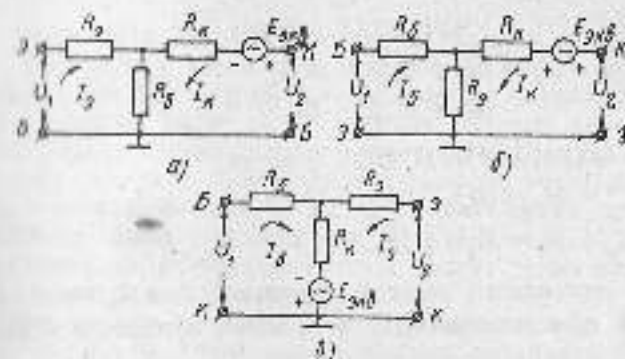
Характеристиканинг $I_c = 0$ (3.13-расм) ва $I_e = 0$ (3.17-расм) қийматлардан қуйи соҳаси *кески соҳа* деб аталади.

Коллектор кучланишининг етарлича катта қийматларига тўғри келган соҳа *бромнинг соҳаси* бўлади. Бу соҳада (актив соҳадан кейин) характеристика яна тез ўса бошлайди. Транзистор УЭ схема бўйича уланганда коллектор кучланиши ўзининг бузилиш ҳосил қиладиган қийматига етмасдан коллектор токи тез ортиб кеткиси мумкин. Бунда характеристикада манфий қаршилиқли соҳа мўжудга келади. Характеристиканинг бу соҳаси *кўчки соҳа* деб аталади. Транзисторнинг бу соҳаси тўғри келувчи иш режими *кўчки режими* дейилади. Ада шу соҳаси асосий қилиб олинган махсус транзисторлар *кўчки соҳаси ёки кўчки транзисторлар* деб аталади.

Транзисторларнинг характеристикалари температурага жуда боғлиқ бўлади. Температура ортиши билан характеристикалар кучли деформацияланади, яъни чапта сурилган қилан бирга тохнинг катта қийматлари томон кўтарилиб боради.

3.18-расм. Биполяр транзисторларнинг эквивалент схема ва параметрлари

Радиоэлектрон қурилмаларнинг иши уларнинг эквивалент схемалари ёрдамида текширилади. Лекин қурилманинг эквивалент схемасини тузиш учун унда катташувчи транзисторнинг эквивалент схемасини билки керак. Транзистор эквивалент схемасининг қандай бўлиши унинг иш режимида боғлиқ бўлиб, унинг характеристикасининг ишчи соҳаси билан белгиланади. Шунга кўра транзисторнинг эквивалент схемалари хилма-хилдир.



3.18-расм. Транзисторнинг Т — симон эквивалент схемалари: а — УЭ схема, б — УБ схема, в — УК схема.

Амалий жиҳатдан транзисторнинг кучайтириш режими катта аҳамиятга эга. Бу режим учун даст частоталир соҳасида Т — симон эквивалент схема кенг тарқалган. 3.18-расмда транзисторнинг уч хил уланган учун Т — симон эквивалент схемалар кўрсатилган. Ундаги $R_э$ эмиттер — база ўтишида ҳосил бўладиган диоднинг тўғри ўтиш қаршилиги, $R_к$ — коллектор — база ўтишида ҳосил бўладиган диоднинг тескари ўтиш қаршилиги, $R_б$ эса, база қатлами кристаллининг қаршилигидир. Бу қаршилиқлар дифференциал, яъни транзисторнинг ўзгарувчан токка бўлган қаршилигидир.

$E_{э}$ — эквивалент генераторнинг электр юратувчи кучи бўлиб, у эмиттер токнинг коллектор зақжириси бўлган таъсирини ифода қилади. Шунинг учун бу генератор ҳосил қиладиган ток эмиттер токи йўналишида бўлади ($E_{э}$ нинг қўбланиши шунга мос танланади). Коллектор токи эмиттер токи билан $\alpha I_э$ кўралишида боғлангани ва коллекторнинг қаршилиги $R_к$ эканини ҳисобга олсак, эквивалент генераторнинг ЭЮК қуйидагича ифода қилинади:

$$E_{эк} = \alpha I_э R_к = I_э R_к$$

Бундан $R_э = \alpha R_к$ — эквивалент генераторнинг ички қаршилиги бўлади. Лекин у ташқи зақжирга уланган бўлгани учун генераторнинг ички қаршилиги нолга тенг деб ҳисобланади.

3.18-расмда тасвирланган эквивалент схемалар учун Кирхгоф тенгламаларини ёзайлик.

УБ СХЕМА УЧУН (3.18 а-расм):

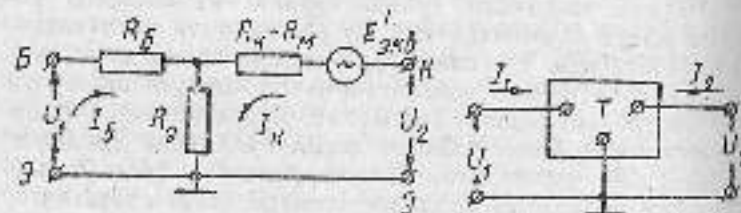
$$\begin{cases} U_1 = (R_1 + R_0)I_1 + R_0 I_2 \\ U_2 = (R_0 + R_2)I_1 + (R_0 + R_2)I_2 \end{cases} \quad (3.20)$$

УЭ СХЕМА УЧУН (3.18 б-расм):

$$\begin{cases} U_1 = (R_0 + R_2)I_1 + R_2 I_2 \\ U_2 = R_2 I_1 + (R_0 + R_2)I_2 - R_2 I_1 \end{cases} \quad (3.21)$$

(3.21) системанинг иккинчи тенгламасидан I_2 токи (3.9) тенглик орқали ифодаланиб, у қуйидаги кўринишга келади:

$$\begin{cases} U_1 = (R_0 + R_2)I_1 + R_2 I_2 \\ U_2 = (R_2 - R_0)I_1 + (R_0 - R_2 + R_2)I_2 \end{cases} \quad (3.21a)$$



3.19-расм. Транзисторнинг УЭ схемаси ўз эквивалент схемаси.

3.20-расм. Тўрт қутbli система.

Натижада транзисторнинг УЭ схемаси 3.19-расмда тасвирланган эквивалент схема кўринишга ўтади. Ундаги $R_0 - R_2$ қаршилик коллектор эмиттердаги R_0 қаршиликни алмаштиради, эквивалент генератор (E_{2k0}) $U_{2k0} = R_2 \cdot I_2$ билан алмаштиради.

УК СХЕМА УЧУН (3.18 в-расм):

$$\begin{cases} U_1 = (R_0 + R_2)I_1 + (R_0 - R_2)I_2 \\ U_2 = R_2 I_1 + (R_0 - R_2 + R_2)I_2 \end{cases} \quad (3.22)$$

Ушунга ўлиниши схемасида трюд локита киради ва эквивалент схема кўринишга ўтади. Ушунга ўлиниши трюд локита киради ва эквивалент схема кўринишга ўтади. Ушунга ўлиниши трюд локита киради ва эквивалент схема кўринишга ўтади.

Тўрт қутbli система назарияси чизикли экижирлар учун ўринади. Аммо ярим ўтказгичли трюд чизикли бўлишига экижир бўлиб, таъсир қилувчи сигнал амплитудаси ортинин билан ўнинг чизикли экижир хусусияти ортин бўлади. Шунинг учун кўраётган ҳолимида транзисторни чизикли экижир деб қаради учун таъсир қилувчи сигнал амплитудасини етарлига кичик деб ҳисоблаймиш, яъни транзисторнинг ишчи соҳаси қилиб амплитудаси характеристикасининг фақат тўри чизикли қисми олиниши деб фараз қиламиш.

Тўрт қутbli системанинг ўрганишида асос қилиб ўнинг кириш ва чиққиш катталарлари орасидаги боғланишни ифодалавчи тенгламалар системаси олинади. Улар турлича бўлиши мумкин. Масалан, эркин ўтгарувчилар қилиб ток кучлари олиниши ҳолда, у қуйидаги боғланиш орқали ифодаланади:

$$\begin{cases} U_1 = I_1(I_1, I_2) \\ U_2 = I_2(I_1, I_2) \end{cases} \quad (3.23)$$

Бундан кириш ва чиққиш кучланишларнинг тўлиқ дифференциаллини аниқлаймиш:

$$\begin{cases} dU_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial I_2} dI_2 \\ dU_2 = \frac{\partial U_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_2}{\partial I_2} dI_2 \end{cases} \quad (3.24)$$

Бунга белгилани каришамиз:

$$\begin{cases} Z_{11} = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} / I_2 = \text{const} & Z_{12} = \frac{\partial U_1}{\partial I_2} = \frac{\partial U_1}{\partial I_2} / I_2 = \text{const} \\ Z_{21} = \frac{\partial U_2}{\partial I_1} = \frac{\partial U_2}{\partial I_1} / I_2 = \text{const} & Z_{22} = \frac{\partial U_2}{\partial I_2} = \frac{\partial U_2}{\partial I_2} / I_2 = \text{const} \end{cases} \quad (3.25)$$

Ушун (3.24) ифода қуйидаги кўринишга келади:

$$\begin{cases} dU_1 = Z_{11}dI_1 + Z_{12}dI_2 \\ dU_2 = Z_{21}dI_1 + Z_{22}dI_2 \end{cases} \quad (3.26)$$

Z_{11} , Z_{12} , Z_{21} ва Z_{22} транзисторнинг Z параметрлари деб аталади ва қаршилик ўлчамига эга бўлади. Ушунга ўлиниши, улар комплекс катталарлар, яъни $Z = R + jX$. Ле-

кич тўрт қутбда таъсир этаётган тебранишнинг частотаси кичик бўлса, X реактив қисмининг таъсири ҳисобга олма-лик ҳужуми. Бунда транзисторнинг R — параметрлари ҳо-сия бўлади.

R — параметрлар тўрт қутбнинг кириш ёки чиқиш занжири узук бўлган ҳол учун аниқланади. Y ҳолда кучланиш ёки токнинг тўлиқ дифференциалларини уларнинг амплитуда қиймаглари орқали алмаштириш мумкин:

$$R_{11} = \frac{\dot{i}_{m1}}{\dot{i}_{m2}} \Big|_{\dot{i}_{m2} = 0}$$

тўрт қутбнинг чиқиш занжири узук бўлгандаги *теба-риш қариндаси* дейилади;

$$R_{12} = \frac{\dot{i}_{m1}}{\dot{i}_{m2}} \Big|_{\dot{i}_{m1} = 0},$$

тўрт қутбнинг кириш занжири узук бўлгандаги *теба-риш ёки ёки тебраниш қариндаси* дейилади. Y чиқиш энергиясининг қайта киришга узатилиш жа-раёни ифода қилади;

$$R_{21} = \frac{\dot{i}_{-2}}{\dot{i}_{m1}} \Big|_{\dot{i}_{m2} = 0}$$

тўрт қутбнинг чиқиш занжири узук бўлгандаги *теба-риш қариндаси* дейилади. Y транзисторнинг кучайти-риш хусусиятини ифода қилади;

$$R_{22} = \frac{\dot{i}_{-2}}{\dot{i}_{m2}} \Big|_{\dot{i}_{m1} = 0}$$

тўрт қутбнинг кириш занжири узук бўлгандаги *теба-риш қариндаси* деб аталади.

Шунга кўра тўрт қутбнинг кичик частоталар то-ҳасилдаги тенгламаси қуйидагича бўлади:

$$\begin{cases} \dot{U}_{m1} - R_{11}\dot{i}_{m1} + R_{12}\dot{i}_{m2} \\ \dot{U}_{-2} - R_{21}\dot{i}_{m1} + R_{22}\dot{i}_{m2} \end{cases} \quad (3.27)$$

Агар (3.27) системани (3.20) + (3.22) тенгламалар би-дан солиштирсак, транзисторнинг уч хил улағиши учун R — параметрларининг ифодаси ҳосил бўлади. У 3.1-жадвалда кўрсатилган.

3.1-жадвал

Даржа	ҲБ система	ҲБ система	ҲБ система
R_{11}	$R_s + R_{\theta}$	$R_s + R_{\theta}$	$R_{\theta} + R_{\pi}$
R_{12}	R_{θ}	R_s	$R_s - R_{\pi}$
R_{21}	$R_{\pi} + R_s$	$R_s - R_{\theta}$	R_s
R_{22}	$R_{\pi} + R_{\theta}$	$R_s - R_{\theta} - R_{\pi}$	$R_s - R_{\pi} - R_{\pi}$

Бунда тўрт қутб система актив бўлган учун $R_{11} \neq R_{12}$. Шунга айтиш керакки, эркин ўзгарувчанлар сифатида кучланиш катталиғи олинса, тўрт қутбнинг тенгламаси қуйидаги кўринишда бўлади:

$$\begin{cases} \dot{U}_{m1} = \dot{Y}_{11}\dot{U}_{m1} + \dot{Y}_{12}\dot{U}_{m2} \\ \dot{U}_{m2} = \dot{Y}_{21}\dot{U}_{m1} + \dot{Y}_{22}\dot{U}_{m2} \end{cases} \quad (3.28)$$

Унда $\dot{Y}_{11}$, $\dot{Y}_{12}$, $\dot{Y}_{21}$ ва $\dot{Y}_{22}$ транзисторнинг — Y параметр-лари деб аталади ва ўтказувчанлик ўлчамига эга бў-лади. Уларни аниқлашда тўрт қутбнинг кириш ёки чиқиш занжири қисқа туташув ҳолига келтирилади.

Бу параметрлардан ташқари транзисторнинг H — параметрлари ҳам мавжуд. Улар аралаш параметрлар бўлиб, эркин ўзгарувчи сифатида тўрт қутбнинг ки-риш токи ва чиқиш кучланиши олинади. Шунинг учун системанинг тенгламаси қуйидагича ифода қилади:

$$\begin{cases} \dot{U}_{m1} = H_{11}\dot{i}_{m1} + H_{12}\dot{U}_{m2} \\ \dot{U}_{m2} = H_{21}\dot{i}_{m1} + H_{22}\dot{U}_{m2} \end{cases} \quad (3.29)$$

Қўриб ўтилган барча параметрлар бир хил транзистор-
ли ифодадагани учун улар орасида ўткин формулалари
мавжуд. У.3.2-жадвалда кўрсатилган.

3.2-жадвал

Парси	Сарфаниш	Ўткин формуласи
R_{11}	$\dot{U}_{m1}/\dot{I}_{m1} _{U_{m2}=0}$	Y_{11}/Y H/H_{11} Y_{22}/R H/R_{11}
R_{12}	$\dot{U}_{m1}/\dot{I}_{m2} _{U_{m1}=0}$	Y_{12}/Y H_{12}/H_{22} Y_{12}/R H_{12}/R
R_{21}	$\dot{U}_{m2}/\dot{I}_{m1} _{U_{m2}=0}$	Y_{21}/Y H_{21}/H_{11} Y_{21}/R H_{21}/R_{11}
R_{22}	$\dot{U}_{m2}/\dot{I}_{m2} _{U_{m1}=0}$	Y_{22}/Y H/H_{22} Y_{11}/R R_{11}/H
Y_{11}	$\dot{I}_{m1}/\dot{U}_{m1} _{U_{m2}=0}$	$1/H_{11}$ R_{22}/R Y_{22}/H R_{22}/Y
Y_{12}	$\dot{I}_{m1}/\dot{U}_{m2} _{U_{m1}=0}$	H_{12}/H_{11} R_{12}/R H_{12}/Y_{11} R_{12}/Y
Y_{21}	$\dot{I}_{m2}/\dot{U}_{m1} _{U_{m2}=0}$	H_{21}/H_{11} R_{21}/R H_{21}/Y_{11} R_{21}/Y
Y_{22}	$\dot{I}_{m2}/\dot{U}_{m2} _{U_{m1}=0}$	H/H_{22} R_{11}/R H/Y_{11} R_{11}/Y
H_{11}	$\dot{U}_{m1}/\dot{I}_{m1} _{U_{m2}=0}$	R/R_{22} $1/Y_{11}$ R/H_{22} H/Y_{11}
H_{12}	$\dot{U}_{m1}/\dot{I}_{m2} _{U_{m1}=0}$	R_{12}/R_{22} Y_{12}/Y_{11} R_{12}/H_{22} Y_{12}/H_{11}
H_{21}	$\dot{U}_{m2}/\dot{I}_{m1} _{U_{m1}=0}$	R_{21}/R_{22} Y_{21}/Y_{11} R_{21}/H_{22} Y_{21}/H_{11}
H_{22}	$\dot{U}_{m2}/\dot{I}_{m2} _{U_{m1}=0}$	$1/R_{22}$ Y/Y_{11} $1/H_{22}$ Y/H_{11}

Жадвалдаги R , Y ва H катталиклар қўидаги бо-
лалинига эри:

$$\left. \begin{aligned} R &= R_{11} \cdot R_{22} - R_{12} \cdot R_{21} \\ Y &= Y_{11} \cdot Y_{22} - Y_{12} \cdot Y_{21} \\ H &= H_{11} \cdot H_{22} - H_{12} \cdot H_{21} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} R &= \frac{R_{12}}{Y_{11}} - \frac{R_{11}}{Y_{22}} = \frac{H_{11}}{H_{22}} = \\ &= \frac{R_{12}}{Y_{11}} - \frac{R_{21}}{Y_{22}} = R_{22} \cdot H_{11} \\ H &= \frac{R_{21}}{R_{11}} - \frac{Y_{12}}{Y_{11}} = R_{11} \cdot \\ &\cdot H_{22} = Y_{22} \cdot H_{11} \\ RY &= 1 \end{aligned}$$

Частота ертини билан транзисторнинг ишлагига
контар ва коллектор ўтишларининг сирини ва ток та-
нувишларининг учиб ўтин вақти таъсир кўрсата бош-
лайди. Шунинг учун барча параметрлар комплекс кат-
таликларга айланади ва эквивалент схемани текшириш
мураккабланади. Частота етаринча катта бўлмаганда
коллектор ўтишнинг сиринини ҳисобга олиш билан тек-
лаиш мумкин. У транзисторнинг чегаравий частотаси-
ни белгилайди. Чегаравий частота деганда ток бўйича
устун коэффициенти ўзининг 1000 Гц частотадаги қий-
матидаги $1/2$ марга киярайдиган частота қиймати ту-
шунилади.

3.8. Биполяр транзисторнинг кучайтириш режимидаги параметрлари

Транзистор кучайтириш режимида ишлатилганда, ўзинг
киришига e , ЭОҚли манба, чиқишига R_n нагжука ўланади
(3.21-расм). Бунда тўрт ҳўблан системанинг кириш ва чи-
қиш кучлаиши, мос равишда,

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{m1} &= \dot{e} - \dot{I}_{m1} \cdot R_n \\ \dot{U}_{m2} &= -\dot{I}_{m2} \cdot R_n \end{aligned} \right\} \quad (3.30)$$

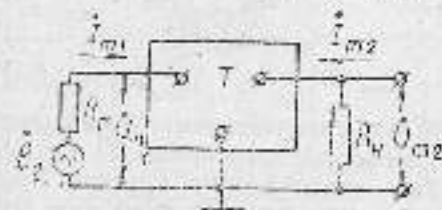
бўлади. Ушн тўрт ҳўбланнинг (3.27) тенгламасига ҳўб-
сан, қўидаги кўриини келади:

$$\left. \begin{aligned} (R_{11} + R_n) \cdot \dot{I}_{m1} + R_{12} \cdot \dot{I}_{m2} - \dot{e} \\ R_{21} \cdot \dot{I}_{m1} + (R_{22} + R_n) \cdot \dot{I}_{m2} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.31)$$

(3.31) ифодадан системанинг кириш ва чиқиш забжи-

фидаги токнинг амплитуда қийматини аниқлаш мумкин:

$$\begin{aligned} \dot{I}_{m1} &= \dot{E}_1 \frac{R_{22} + R_{21}}{(R_{11} + R_1)(R_{22} + R_{21}) - R_{12} \cdot R_{21}} \\ \dot{I}_{m2} &= \dot{E}_2 \frac{R_{21}}{R_{11} \cdot R_{22} - (R_{12} - R_1)(R_{22} + R_1)} \end{aligned} \quad (3.32)$$



3.21-схема. Кучайтириш режимидаги ўқималашнинг схемаси.

Улар транзисторнинг уч хил ўланниш асосида ҳосил бўладиган хинм ўтказгичли кучайтиргичнинг асосий катталекларини аниқлаш ва баҳолаш имкониятини беради.

Масалан, $\dot{I}_{m1}$ нинг ифодасини қуйидагича

ёсам,

$$\frac{\dot{E}_1}{\dot{I}_{m1}} = R_1 + R_{\text{дор}} = R_1 + R_{11} - \frac{R_{12} \cdot R_{21}}{R_{22} + R_n}$$

кучайтиргичнинг кириш қаршилиги ифодаси ҳосил бўлади:

$$R_{\text{дор}} = R_{11} - \frac{R_{12} \cdot R_{21}}{R_{22} + R_n} \quad (3.33)$$

Демак, кучайтиргичнинг кириш қаршилиги транзистор параметрларидаги танқари унга ўлангидиган нагрузка қаршилигига ҳам боғлиқ бўлар экан. Нагрузка қаршилиги ортгани билан кучайтиргичнинг кириш қаршилиги кичираяди.

Кучайтиргичнинг экинчи қаршилигини аниқлаш учун экинчи экинчи узук бўлган ҳолати экинчи қуланишга боғлиқ керак. Шунинг учун $\dot{I}_{m2} = 0$ бўлса, (3.31) ифода қуйидаги қўйишга келади:

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 &= (R_{11} + R_1) \dot{I}_{m1} \\ \dot{E}_2 &= R_{21} \dot{I}_{m1} \end{aligned} \quad (3.34)$$

Ундан экинчи экинчи узук бўлгандаги қуланиш $\dot{E}_2$ ни аниқлаш мумкин:

$$\dot{E}_2 = \frac{R_{21}}{R_{11} + R_1} \cdot \dot{E}_1 \quad (3.34a)$$

Бу ифодани ҳисобга олган ҳолда (3.32) системаларни $\dot{I}_{m2}$ ток ифодасини қуйидагича ёзиш мумкин:

$$-\frac{\dot{E}_2}{\dot{I}_{m2}} = R_{22} + R_{\text{дор}} = R_{22} + R_{21} - \frac{R_{12} \cdot R_{21}}{R_{11} + R_1}$$

Бундан кучайтиргичнинг экинчи қаршилиги ифодасини аниқлаймиз:

$$R_{\text{дор}} = R_{22} - \frac{R_{12} \cdot R_{21}}{R_{11} + R_1} \quad (3.35)$$

Демак, ярим ўтказгичли кучайтиргичнинг экинчи қаршилиги транзистор параметрларидаги танқари хил кучайтиргичнинг киришга ўлангидиган сигнал генераторнинг R_1 ички қаршилигига ҳам боғлиқ бўлар экан.

Ярим ўтказгичли кучайтиргичларда R_1 ва R_n катталекларини транзистор параметрлари билан боғлашга катта аҳамият бериш керак. Максимум энергия ўзатиш шартига биноан $R_1 = R_{\text{дор}}$ ва $R_n = R_{\text{дор}}$ бўлиши лозим. Қўйишга қараганда R_1 ва R_n нинг қулай (оптималь) қийматлари ифодаси қуйидагича бўлади:

$$\begin{aligned} R_{\text{дор1}} &= R_{11} \sqrt{1 - \frac{R_{12} \cdot R_{21}}{R_{11} \cdot R_{22}}} \\ R_{\text{дор2}} &= R_{22} \sqrt{1 - \frac{R_{12} \cdot R_{21}}{R_{11} \cdot R_{22}}} \end{aligned} \quad (3.36)$$

Кучайтиргичларнинг уччала ўланниш тузи учун қуланиш бўйича кучайтириш коэффициенти

$$K = \frac{\dot{I}_{m2}}{\dot{E}_1} = \frac{R_{21} \cdot R_n}{(R_{11} + R_1)(R_{22} + R_{21}) - R_{12} \cdot R_{21}} \quad (3.37a)$$

ток бўйича кучайтириш коэффициенти

$$K_1 = \frac{\dot{I}_{m2}}{\dot{I}_{m1}} = \frac{R_{21}}{R_{22} + R_n} = \frac{\alpha}{1 + \frac{R_n}{R_{22}}} \quad (3.37b)$$

қуланиш бўйича кучайтириш коэффициенти эса,

$$K_2 = \frac{R_{21}^2 R_n}{[(R_{11} + R_1)(R_{22} + R_{21}) - R_{12} \cdot R_{21}](R_{22} + R_n)} \quad (3.37b)$$

қўйишда ифодаланади.

Транзисторнинг ҳар бир уланмиш схемаси учун бу коэффициентларнинг аниқ ифодасини 3.1-жадвалдан фойдаланиб аниқлаш мумкин.

Транзисторнинг кучайтириш режимидаги параметрлари қандай экани ҳақида тасаввур ҳосил қилиш учун қуйидаги мисолни кўрайлик:

$$\begin{aligned} R_b &= 200 \text{ ом}; & R_c &= 600 \text{ ом}; & \alpha &= 0,95; \\ R_k &= 1 \text{ Мом}; & R_a &= 100 \text{ ком}; & R_e &= 0,5 \text{ ком}. \end{aligned}$$

Ҳисоблаш натижалари 3.3-жадвалга жойлаштирилган.

3.3-жадвал

Тарам	УБ сх.	УЭ сх.	УК сх.
K_u	350	-350	0,997
K_u'	101	-100	0,936
K_i	-0,08	45	-50
$R_{\text{вхр}} (\Omega)$	250	$2,3 \cdot 10^8$	$6,3 \cdot 10^8$
$R_{\text{чик}} (\Omega)$	$623 \cdot 10^8$	$1,7 \cdot 10^9$	100
K_p	125	$2,8 \cdot 10^3$	8,3

Ундай қуйидагиларни кўриш мумкин:

1. УБ схемада қуават кучланиш ҳисобига кучайтирилса, УК схемада у ток ҳисобига кучайтирилди.

2. Энг кўп кучайтириш УЭ схемада ҳосил бўлади.

3. УЭ схемада кучланиш бўйича, УБ ва УК схемаларда эса, ток бўйича яъне тенг фаза елжиши ҳосил бўлади.

4. УБ ва УЭ схемаларнинг кираш қаршилиги кичик, чиқиб қаршилиги эса, катта бўлади. Аксинча, УК схеманинг кираш қаршилиги катта, чиқиб қаршилиги кичикдир.

5. УЭ схеманинг кираш қаршилиги УБ схеманикидан катта бўлиб, чиқиб қаршилиги эса, кичикдир.

Шундай қилиб, кучланиш ва қуаватни кучайтириш учун транзисторнинг УЭ уланмиш схемаси мақсадга мувофиқдир.

3.9. Униполяр транзисторлар

Униполяр транзистор электр майдонига эга бўлган транзистор бўлиб, ток бир турдаги асосий ток ташувчи дигротага ҳосил қилинади.

«Электр майдонига эга бўлган» ёки «майдонли» сўзининг маъноси шундан иборатки, униполяр транзисторнинг чиқиб қатла ботиқарувчи электроднинг кучланиши ҳосил қиладиган электр майдон орқали ботиқарулишни билдиради.

Ботиқарувчи $p-n$

ўтишли (ёки ёшиқ $p-n$

ўтишли) транзистор энг

содада униполяр транзис-

тор ҳисобланади. Унинг

тузилиши 3.22-расмда

кўрсатилган. Унда чап-

даги электрод оқим боти-

қарулиши — исток деб, ўн-

даги электрод эса, оқим

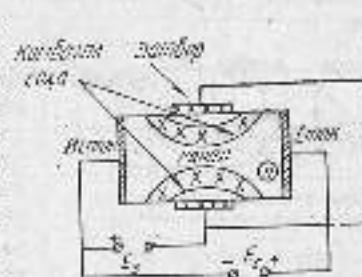
қуйилиши — сток деб

аталади. Ўртадаги боти-

қарувчи электрод — эмит-

тор дейилади.

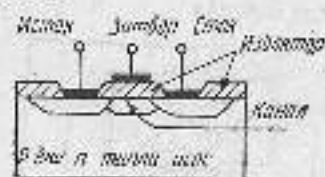
Исток билан сток орқалидаги қатлам канал деб юритилади. Ушбу ўтказувчанлиги n ёки p турда бўлиши мумкин. Агар асос ярим ўтказгич n — турли ўтказувчанликка эга бўлса, затвор қатлами p — турли ярим ўтказгич бўлади. Аксинча, у p — турли бўлса, затвор n — турли ўтказувчанлиги ярим ўтказгич материалдан қилинади. 3.22-расмда кўрсатилган транзисторда асос қатлам n — турли ярим ўтказгичдан иборат. Шунинг учун истокка истокка нисбатан мусбат кучланиш берилса, асосий ток ташувчилар, яъни электронлар истокка томон, агар у манфий бўлса, истокка томон ҳаракат қилади. Затворга кучланиш ҳамма вақт тескари уланмишда берилади, чуқур $p-n$ ўтиш ёпилиши керак. Қўрилган ҳолда затворга истокка нисбатан манфий



3.22-расм. Ботиқарувчи $p-n$ ўтишли униполяр транзистор.

кучланиш берилган. Шунинг учун $p-n$ ўтиш қатлами кеңайиб, каталит торайтиради, яъни E_c манба кучланишининг ўзгариши ҳисобида каналнинг кесми ўзгарилади. Бу ундай ўтайдиган электрон оқимининг миқдори ўзгаришига, яъни ток токининг бошқарилишига олиб келади.

Униполяр транзисторларнинг яна бир тури затвор индукцияланган (ҳикояланган) транзистор деб яратилади. Уларда металлдан асалган затвор асос қатлаш — каналдан диэлектрик модала билан ажратилган бўлади. Шунинг учун бундай транзисторлар яна МДИ (металл — диэлектрик — полупроводник) турдаги униполяр транзисторлар деб ҳам аталади. Қўшимча диэлектрик сифатида оксид материаллар индентилди (масалан, кремний оксиди SiO_2). Бу ҳолда транзистор МОП (Металл-оксид — полупроводник) турдаги транзистор дейилади.



3.23-расм. Затвор индукцияланган униполяр транзистор.

асос ярим ўтказгичнинг сиртига ёки ҳажмга туртилади.

Агар асосий ток ташувчилар асос ярим ўтказгичнинг сиртига тортилса, сирт қатлаш — ўтказувчанлик қатлашнинг ўтказувчанлиги ортади, ҳамки илга тортилганда эса, y — камайди. Биринчи усулда индентилган транзисторлар бойлтилган турда (режимда), иккинчи усулдагилар эса, каллбтилган режимда индентилган транзисторлар дейилади.

Умуман олганда МДИ турдаги транзисторларнинг иккилаш принциди мураккаб бўлади. У асос ярим ўтказгич материалнинг турига, ток ташувчилар концентратсияга, асалаш технологиясига ва д.к. ларга боғлиқ. Шунга кўра бу турдаги униполяр транзисторлар икки гуруҳга ажратилиб, канал индукцияланган ва канал ҳосил қилинган транзисторлар деб аталади.

Канал индукцияланган транзисторларда затвор кучланишининг бирор қийматида ток ток ҳосил бўлмайди. Чунки унда затвор кучланиши бирор чегаравий қийматдан ортадан кейингига заряд тақсими — ўтказувчи қатлаш кужудга келади ва ток ҳосил бўлади.

Иккинчи гуруҳ транзисторларда эса, ўтказувчи канал олдидан мавжуд бўлади ва затвор кучланишининг ноль қийматида ҳам ток ток ўтаб туради. Затворга кучланиш бериб, уни бошқариш мумкин. Бу гуруҳдаги транзисторлар биринчи гуруҳ транзисторлари каби ҳам бойлтилди, ҳам каллбтилган режимда индентилди мумкин.

Униполяр транзисторларнинг схемади белгиланиши 3.4-жадвалда кўрсатилган.

3.4-жадвал

Транзисторнинг хил	$p-n$ ўтиш	$n-p-n$ ўтиш
Бошқарувчи $p-n$ ўтказгич		
МДИ турли транзистор: канал индукцияланган		
Канал ҳосил қилинган		

3.10. Униполяр транзисторларнинг характеристика ва параметрлари

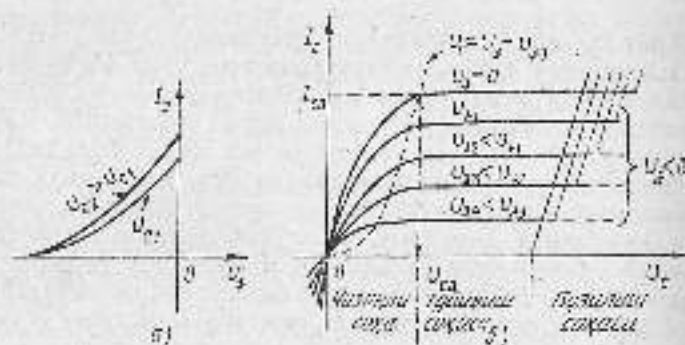
Униполяр транзисторнинг ток ток иккита кучланиши — затвор ва ток кучланишларининг функцияси:

$$I_c = f(U_g, U_c) \quad (3.38)$$

Затвор кучланиши ўзгариб бўлганда, ток токнинг ток кучланишига боғлиқлиги

$$I_c = f(U_g)_{U_c = \text{const}} \quad (3.39)$$

униполяр транзисторнинг иккинчи характеристикалар сифатида, ток кучланиши ўзгариб бўлганда ток токнинг затвор кучланишига боғлиқлиги



3.24-расм. Бошқарувчи $p-n$ ўтишли транзисторнинг киргиш (а) ва чикши (б) характеристикалари.

$$I_c = I_s(U_b)/U_c = \text{const} \quad (3.40)$$

яън. ўтиш (кириш) характеристикалар системаси деб аталади.

3.24-расмда бошқарувчи $p-n$ ўтишли унipoлар транзисторларнинг характеристикалар системаси кўрсатилган. Чикши характеристикаларини 3 та соҳасга ажратиб хулоса қилиш мумкин: чиққдан соҳа, тўйинки соҳаси ва бўзилган соҳаси. Чиққдан соҳа қавалнинг бир оа қисилган ҳолатга тўғра келса, тўйинки соҳасида қавалнинг қўндалиги кесими деярли нолга яқин бўлади.

Затвор қўчилишининг ўстки ва пастки қамбағаллашган соҳаларни ($p-n$ ўтишларни) бир-бирига туташтирадиган U_{ce} қиймати *чегаравий (остонавий) қўчилиш* деб аталади.

Ўстки ва пастки қамбағаллашган соҳаларнинг туташган затвор қўчилишининг чегаравий қийматидаги қичи қийматларида ҳам содир бўлиши мумкин. Буни о ушун исток билан сток орасидаги қўчилиш мусбат бўлаб, сон жиҳатдан $U_c = U_{ce} - U_{be}$ қийматга тенг бўлиши керак. 3.24б-расмда бу қўчилиш координат бошидан ўтувчи парабола орқали тасвирланган. У транзисторнинг қилиқли ва тўйинки соҳаларнинг бир-биридан ажратиб туради. Бу парабола $U_b = 0$ бўлгандаги характеристикани M нуқтада кесиб ўтади. Унинг координатлари $I_c = -I_{ce}$ ва $I_c = I_{ce}$ сток токнинг тўйинки қийматини ифодалайди.

Агар парабола тенгдмаси $I_c = k \cdot U_{be}^2$ га (k — пропорционалик коэффициент) M нуқтанин координатларини қўйиб, қуйидаги муносабат ҳосил бўлади:

$$I_c = I_{ce} \left(1 - \frac{U_{be}}{U_{ce}} \right)^2 \quad (3.41)$$

У затвор қўчилишининг ўзгариш қийматлари учун парабола чизигининг характеристикалар билан кесилган нуқталарига мос келадиган сток токнинг қатталигини ифодалайди.

Тўйинки соҳасида характеристика деярли горизонтал ҳолатга эга бўлгани учун (3.41) ифода тақрибий ҳисобланади ва унipoлар транзисторнинг барча турлари учун ўрнатиш бўлади.

Унipoлар транзисторнинг параметрларини аниқлаш учун (3.38) ифодадан сток токнинг тўлиқ дифференциални аниқлаш керак:

$$dI_c = \frac{\partial I_c}{\partial U_b} dU_b + \frac{\partial I_c}{\partial U_c} dU_c \quad (3.42)$$

Агар

$$S = \frac{\partial I_c}{\partial U_b} = \frac{\partial I_c}{\partial U_b} \Big|_{U_c = \text{const}} = \frac{1}{R_1} = \frac{dI_c}{dU_b} = \frac{dI_c}{dU_c} \Big|_{U_b = 0} \quad (3.43)$$

деб белгиласак, у қуйидаги кўринишга келади:

$$dI_c = \frac{1}{R_1} (\mu dU_b + dU_c) \quad (3.44)$$

буни

$$\mu = SR_1 = \left| \frac{dU_c}{dU_b} \right|_{I_c = \text{const}} \quad (3.45)$$

(3.44) ифода унipoлар транзисторнинг *характеристик тенгдмаси* деб аталади. У сток тоъини бирор миқдорга ўзгартиш учун сток қўчилишини затвор қўчилишига инебатан μ марта кўпроқ ўзгартиш кераклигини кўрсатади. Бинобарин, затвор қўчилиши сток токни сток қўчилишидан кўппроқ таъсир этади. Шу таъсирни *характеристика μ катталик транзисторнинг статик қўчилишнинг коэффициенти* деб аталади.

(3.43) ифодада S катталик *характеристиканинг қилиш коэффициенти*, R_1 — транзисторнинг *дифференциал*

ёки *ички қаршилик* деб аталади. S ятавор кучланиш I ва U га ўзгаришда, ток токининг қанчага ўзгаришига нисбатланган катталиқдир. Статик кучайтириш коэффициентига тескари миқдор

$$D = \frac{1}{K} \quad (3.46)$$

транзисторнинг *сигналузатчанлик коэффициенти* дейилади. S , R_1 ва D катталиқлар униполяр транзисторнинг *статик параметрлари*дир.

Униполяр транзисторларнинг асосий афзаллиги шуандаки, n ўтиш қаршилиги жуда катта (10^{15} Ом), яъни частотаси ўта юқорида (ГГц). Ушдан ташқари улар иссиқлик ва радиактив нурланишларга чидамли бўлади.

3.11 Тиристорлар

Тиристор — тўрт қатламли, яъни учта $p-n$ ўтишчан ярим ўтказгич асбобдир. Унда турли хил ўтказувчанликка эга қатламлар кетма-кет уланади (3.25-расм). Чотки p_1 — қатлам — *анод*, n_2 — қатлам *катод* деб аталади. Ички p_2 ва n_1 қатламлар *бошқарувчи электрод* ёки *база* дейилади.



3.25-расм. Тиристорнинг тузиллиши.

База қатламлари бир хил бўлмайди: n — база p — базани қаршиликда қалинроқ ва қаттиқ миқдори озроқ қилиб ясаллади. Натижада $n_2 p-n$ ўтишнинг тўғривари хусусияти жуда яхши бўлади (тескари ток кичик, тескари қаршилик етарлича катта).

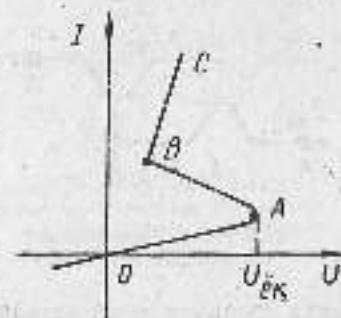
Ташқи кучланиш анод — катод оралиғига қўйилган ҳолда кўрайлик. Манбанинг мусбат кутби анодга, манфий кутби катодга уланган бўлади. Бунда кучланишнинг кичик қийматларида n_2 ва $n_1 p-n$ ўтишлар тўғриси, $n_2 p-n$ ўтиш эса, тескари йўналишда уланган бўлади. Шунинг учун ташқи кучланишнинг тўлиқ $n_2 p-n$ ўтишга қўйилган деб қарамо мумкин. U ёниқ бўлгани учун тиристордан ўтаётган ток жуда кам (тескари ток-

ка тенг) бўлади. Тиристорнинг қаршилиги ана шу ёниқ n_2 ўтиш қаршилиги орқали характерланади.

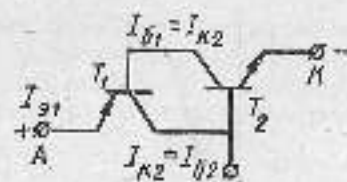
Агар ташқи кучланиш ортабонласа, қатламлардаги ток ўтиши билан боғлиқ жаришлар сифат жиҳатдан ўзгаради. n_2 ўтишдаги тескари токнинг бироз ортиши билан ҳар икки базага асосий бўлмаган ток танувчиларнинг кириши (тутилиб қоллиши) зўрайди. Масалан, p_2 — базани қаваклар заҳисна ортада. Бу n_2 ўтиш потенциал тўсиғининг кичиклигига, яъни қаршилигининг камайишига олиб келиди. Натижада тиристордан ўтаётган ток фақат тескари токка эмас, балки n_2 ўтишга етиб келган базадаги асосий бўлмаган ток танувчилар токига ҳам боғлиқ ҳолда орта бонлайди (3.26-расм, OA қисм).

Ташқи кучланишнинг катталиги бирор $U_{\text{ЭК}}$ кучланишга етган, тиристор токи кўчирилган орта бонлайди. Бу кучланиш тиристорнинг қайта уланган тўғривари кучланишга деб аталади. Бу вақтда тиристорнинг қаршилиги жуда кичик бўлгани учун ундаги потенциаллар айирмаси ҳам кичиради (AB соҳа). Ушдан катталиги ташқи нагрукка қаршилигининг қиймати билан ҳесараланади. Тиристор токининг ортинин давомияда асосий бўлмаган ток танувчилар n_2 ўтишда тўллани бонлайди. Ушнинг концентрацияси етарлича бўлган, n_2 ўтиш тўғривари уланган ҳолига келади. Натижада n_2 ўтишнинг қаршилиги энг кичик бўлиб, тиристор очик (тўйиниш) ҳолатига ўтади. Бу ушнинг турғун иш режими бўлади (BC қисм).

Юқориди келтирилган тиристорнинг ишлашқан унинг минималент схемасида тасаввур қилиш қулай. Бунинг учун уш $p-n-p$ ва $n-p-n$ турдаги транзисторларнинг қўшмаси деб қарамо керак (3.27-расм). Бунда T_1 транзисторнинг эмиттер токи $\Delta I_{\text{Э1}}$ миқдорга ўзгариш, ушнинг коллектор токи $\Delta I_{\text{К1}}$ га ўзгариш. U соҳа жиҳатдан T_2 транзисторнинг базис токи ўзгаришга тенг бўлади. Шунинг учун T_2 транзисторнинг коллектор токи $\Delta I_{\text{К2}} = \Delta I_{\text{Э1}} \beta_2 =$



3.26-расм. Тиристорнинг асосий минер характерлиги.



3.27-рәс. Транзисторның өлкәләтү схемасы.

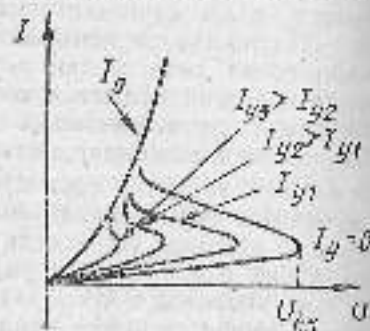
$= \Delta I_{Б1} \cdot \beta_2$ микдәдә ула-
ради ($\beta_2 = T_2$ транзистор-
ның ток буйыча үзәткән
коэффициент). Эсепте T_1
транзисторның коллекторы
 T_2 транзисторның базасы
белән туташты. $I_{К2} = \Delta I_{Б1}$
булган учур у T_2 тран-
зистор эсепте токның

яңада ертыгына алып келәди. Бу транзистордагы кичәни жарат-
кыңи характеристика (АВ чыгыш).

Күрәп тикшәргән улашындагы транзистор диод — тран-
зистор өкә диодистор деб аталады. Транзисторның өткән хә-
ләтләдә өткән хәләтләдә үткән өткән фақат анод — катод ара-
сыдагы куллангышы багартырылган эмәс, балки базалар-
лардан бирертасыдагы

токны кичәни мөдәттә
өткәргән йөклә билән
хәл амалга өткәргән
мөмкин. Бу токны
башкарыш токы ($I_{Б1}$)
деб аталады. У тран-
зистор катлапларыда хә-
ләт булганда жарат-
кыңи багартырыл-
ды. Фақат уның хәл-
тә улаш түгәи куллан-
гышы кичәйткәди,
хәлсә. Буңдай тран-
зисторлар триод — тран-
зистор өкә транзистор деб аталады. Уның вольт-ампер ха-
рактеристикасы 3.28-рәс.дә күрсәтилгән. У башкарыш
токның өткәни билән хәл тә улаш түгәи куллангышы
кичәйткәди хәлсәтәдә. $I_{Б1} = I_{Б2}$ булганда, характеристика
токны анодтагы түгәи үткән характеристикасыга айла-
ды. $I_{Б2}$ — эсепте токны деб аталады.

Башкарыш электрод схемасыда базалардан хәлсә
бири өткәнигә қараб башкарыш катод өкә анод буй-
ыңа деб өкәи түгәи булганды. Катод буйыңа башка-
рышда транзисторның катодга өкәи P_2 базасы, анод
буйыңа башкарышда эсә, анодга өкәи жойлашкан n -
базасы башкарыш электрод вапфасын багарады.
Искалы хәлсә хәл транзисторның характеристикасы деяр-



3.28-рәс. Транзисторның вольт-ампер характеристикасы.

ли бар хәл булган.
Фақат, катод буйы-
ңа башкарышда
башкарыш элект-
родга катодга ис-
батал мусбат ток
индульсы берилсә,
анод буйыңа башка-
рышда—анодга ис-
батал манфий ток
индульсы тәсир өткәрилади.

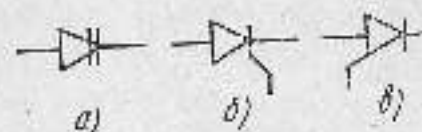
Транзисторларның схемасы белгиләнгән 3.29-рәс.дә
күрсәтилгән.

3.12. Микросхемалар хәлсә мәълумот

Радиоэлектрон құралмалар жуда кәл сондагы элект-
рон асбоблардан тәшкәл топады. Фән ва техниканың
рәшәкәтләнгән билән уларның сон ва түр яңада өткән
бермөкәдә. Шуньтә учур радиоэлектрон құралмалар
мөмтәхәммәтлән, узак мөдәттә ишәлән хизмәт қыла өткән
қобиләтәи ва бәлқә хәлсәләтләринә өткәргән хәлсә
уларның хәлсәләтләринә кичәйткәди, өткәргән ва сәлф қы-
ладгән қуәвәтләдә кичәйткәди хәлсә мәсәләләр үртә-
гә кәлсәтәдә.

Ярым өткәргәнләр техникасының рәшәкәтләнгән
ярым өткәргән асбобларның мәълум комбинацияләтәи
системасын бәр қобиләтәи жойлаштырыш ишәлән
өткәди. Буңдай асбоблар жойлаш — схемалар өкәи мик-
ромоделлар деб аталады. Уларда үтә ишәлән қобиләтәи
ярым өткәргән асбоблар, пласкалы (қарланыш) қар-
ныш ва конденсаторлар мәълум схема асәсидә бәр
қобиләтәи ишәлән ишәлән ва бирер электрон құралманың
түгәи схемасын тәшкәл өтәди. Шуньтә учур улар
микросхемалар деб хәл аталады.

Микросхемаларның 1 см^2 хәлсәдә хәлсә 5 тә эле-
мент (транзистор, диод, резистор, сәлм ва индуктив-
ләт) қатнашып, улар бирер электрон құралманың ту-
ғалыңған схемасын тәшкәл өтәлән асәл. Хәлсә
интеграл микросхема (ИМС) деб аталады ва ярым өт-
кәргән асбоблар кәлсә қатнашылады. Улар құралма-
ның умүмий хәлсәләтлә: 20 000 мәрәдәлән өткән өткәргән
ишәлән берәдә. ИМС шундәй құралма, уның
бәрчә элементләри өкәи уларның бир қисмә ажралыс



3.29-рәс. Транзисторның схемасы белгиләнгән: а—диод, б—катод буйыңа, в—анод буйыңа башкарыш транзисторлар.

қилиб боғлабган бўлади. Улар бир-бири билан шундай
туғашликки, натижада бир бутун қурилма бўлиб кезман
қилади.

Микросхемаларни турларга ажратиб жуда кўп белгиларга асосланади: материалнинг тури, элементларнинг сони, функционал боғланиш, қандай мақсадга хизмат қилиши, ишлаб чиқариш технологияси, конструкцияси ва бошқалар. Масалан, баъжаралган ишқини турига қараб — қулайтиригичлар, генераторлар, маълум қий элементлар; функционал мақсадига қараб — рақамли, қўсий (тизққли), қўсий — рақамли; ишлаб чиқариш технологияси ва конструкциясига қараб — ярим ўтқазгичли, пардасққси (планққли), дурагай (гибрид) ва бирлаштирилган схемалар мавжуд.

ИМСни мураккаблиги дрім ўтказгич кристаллида неча элемент жойлаштирилгандиси билан белгиланади. Шунга кўра микросхемалар интегралланиш даражаи орқали характерланади. Масалан, элементларнинг сони 10 тагача бўлган микросхемалар биринчи даражада интеграл схема (ИС1) ёки оддий микросхема, элементларнинг сони 100 тагача бўлганлари — яқинчи даражада интеграл схема (ИС2) ёки ўрта (УИС) микросхема деб аталади. Элементларнинг сони 100÷10 000 бўлган ИСлар III даражада, яъни катта интеграл схема (КИС), 10.000 дан ортиқ элементга эга бўлган микросхемалар эса, ўта катта (УКИС), яъни юқори даражада интегралланишли микросхемалар ҳисобланади. Оддий ИМСга маънавий элементлар, ўрта ИМСга эса, ЭХМнинг хотира қурilmалари, ҳисоблагичлар, жамлан қurilmалари — сумматорлар мисол бўлади. Арифметика — маънавий ва бошқариш қurilmалари катта ИМСлар.

Шунан айтиш кераки, микросхемаларнинг интеграл ларки даражасини орттириш ва унга бешлик элемент лар ўлкасини кичрайтиришнинг чегараси боп. Бир пел ларнинг элементни бир схемата бирлаштириш (интег раллаш) технологияси жидатдан жуда мураккаб бўлиб, иқтисодий жиҳатдан жаксадан мувофиқ эмас. Шунинг учун функционал микросхемаларнинг ўтказишда, Унда қуроланишда бирор функциясини бажариш стандарт элементлар ёрдамида эмас, балки физик ҳодисалар асо сира бажарилади.

Интеграл микросхемалар функционал боғланганда қараб 2 хил — импульс — қийсмай ва мантикий (логик)

булган. Импульс-күбейткіш ИМС гармоник екі импульс тебраныштарын дөсіл қылып екі кұчайтырғышда, манттық ИМС эса, қурылманы электрон калит режиміда ыңлашып тарғынлашда қўллашылады.

ИМСларнинг килик ўлчам ва массасга эга бўлиши, ҳам қувват сарфлаши, юқори ишона билан ишлаши, юқори тезкорлиги, арзалиши ва бошқалар уларнинг афзалликларидир. ИМСнинг юқори ишона билан ишлаши пайвандланидиган биринчилар сонининг камайиши ҳаёбига бўлса, юқори тезкорлиги — элментлари орасидан тўтастирини оралиғиники кичиклиги билан харақтрланади.

Ҳар бир микросхемани яплатишда тўнқи жаппа куланиши, нагзулкасининг катталиги, таъсир этувчи сис-
тема хусусиятлари ва бошқалар олдиндан аниқлашган
бўлиши лозим. Ярим ўтказгичли, пардасимон, дуратай
(гибрид) ва бириктирилган (қўшма) ИМСлар энг кўп
қўлланиладиган микросхемалардир. Ярим ўтказгичли
ИМС ярим ўтказгич материалидан аборат бўлиб, унинг
сиртки қатламида ёки ҳажмида электр схема элемент-
лариغا, туташтириш суммарига, ҳимоя (изоляция) қат-
ламларига эквивалент бўлган соҳалар ҳосил қилинган
бўлади.

Қўпқоя элим ўтказгич сифатида кремний кристалли анилади. У микросхеманинг асосини ташкил қилади ва ёилмас ёки кристалл деб аталади. Кристаллда $p-n$ ўтишлару ҳосил қилиш бўли билан схеманинг иссони ва интио алаҳматлари жорий қилинади. Улар бир бирини қимосланган оромалар деб аталадиган қисмларда ташкил тоиана.

Ярим ўтказигичли ИМСлар кўп тўқламли қилиб яса-
ди. Ҳар бир тўқламта бир вақтда жуда кўп микро-
схема жойлашади. Масалан, диаметри 76 мм бўлган
битта пластинкага 3000 тагача микросхема жойланиши
мумкин. Унинг ҳар бирини 10 тадан 20000 тагача элек-
трон элемент қамрашади.

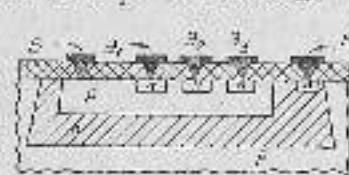
Пардасимон ИМС махсус тасвир сиртига жойлаштирилган қўп қатламли пардалар тўпламидан иборат. Тасвир сирфатида шisha, керамика (сепол) каби материаллар олинади. Пардасимон ИМСлар икки турга ажратилади: юлка (1—2 жкм) пардаси ва қазини (10—20 жкм) пардаси. Улар фақат қилинликлари билангина эмас, балки тасвирга тушариш технологияси билан ҳам бир-биридан фарқ қилади.

Планар технология транзисторлар ясашда энг кўп тарқалгандир. Лекин булда ИМСда ҳосил қилинадиган $p-n$ ўтишлар аниқ чегарага эга бўлмайди, чунки диффузия материалнинг сирғидади боғлалади. Шунинг учун қотилганинг атомлари боғланган материалда бир хил таққиланмайди — сиртда кўп, ички тарафга эса, камийиб боради. Бу схема элементларнинг сифатига катта таъсир кўрсатади. Иккинчи усулда бу камчилик юзатилади.

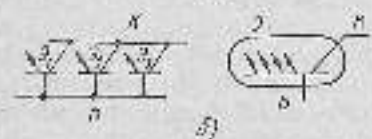
Планар технология асосида ясалган $n-p-n$ турдаги биполар транзисторларда эмиттер ва коллектор ўтишларидан ўтадиган ток пертикал йўналишда оқади. Шунинг учун улар *вертикал транзисторлар* деб аталади. Бундан фарқлиқ учун $p-n-p$ турдаги транзисторларда $p-n$ ўтишлардан ўтадиган ток горизонтал йўналишда ўтадиган қилинади ва улар *горизонтал транзисторлар* деб аталади.

Шуни айтиш керакки, ярим ўтказгичли ИМСда ҳар доим зарарли элементлар ҳам ҳосил бўлади. Масалан, p — кристалл асосида $n-p-n$ турдаги транзистор ясалганда асос кристалл ва транзисторнинг коллектор ва база соҳалари орасида $p-n-p$ турдаги зарарли транзистор ҳосил бўлади. Зарарли элементларнинг таъсиридан ҳисобга олиш учун транзисторнинг турли хил эквивалент схемаларида фойдаланилади.

Микроэлектрониканинг ривожланиши аниқроқ ярим ўтказгичлар техникасида мажбур бўлмаган янги



а)



б)

3.31-расм. Кўп эмиттерли транзисторнинг таркибий схемаси (а) ва иккидан боғланган (б).

3.31-расмда кўп эмиттерли транзисторнинг таркибий схемаси ва схемда белгиланиши кўрсатилган. Ушш ушумий база ва коллекторга эга бўлган биполар $n-p-n$ транзисторнинг тўқлама деб қарати мумкин. Булда ҳар бир кўп эмиттер жуфти база қатлами

билан биргаликда зарарли $n-p-n$ турдаги транзисторни ҳосил қилади. Агар эмиттерлардан бирига тўғри, иккинчисига тескари қўллашган уланса, тўғри қўллашган уланган эмиттердан база қатламини эмиттерлар ариятила бошлайди, тескари уланган эмиттер эса, улардан база қатламини рекомбинациялашиб улгуретила бошлайди. Натижада бик турли зарар бўлган қатламдан ток ўта бошлайди. Бу зарарли эффект ҳисобланади. Бундан қутулган учун эмиттерлар орасидан маасфа катта (10—15 мкм) қилиб олиниди, чунки база қатламини ўтган электронлар камилар бўлаи ўлда рекомбинациялашиб улгурети ке-рак.

Кўп коллекторли транзисторларнинг таркибий қисми кўп эмиттерли транзисторларнинг ўхшаш бўлади. Лекин планар режими фарқ қилади.

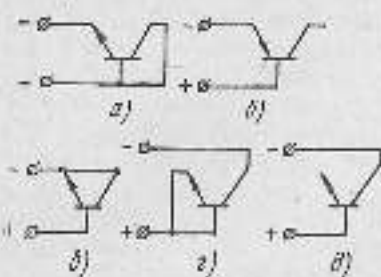
Униполар транзисторлар ҳам биполар транзисторларни ясаи технологияси асосида яратилади. Лекин уларни ясаи осонроқ, чунки элементларни ҳимат қилиш талаб қилинади ва тўқламадаги кўп транзисторларнинг ясток ва стокари қарама-қарши йўналишда ўланган $p-n$ ўтишлар билан бир-биридан ажратилган бўлади. Натижада транзисторларни ўзаро жуда яқин маасфада жойлаштириб, схема элементлари аниқроқ ошариш иккони тўқилади.

Униполар транзисторлардан энг кўп тарқалган МОП турдаги транзисторлардир. Бунга сабаб уларнинг хирин қаринлиги катта ва тузилишини осдаланидир.

Айрих ИМСда n ёки p — турдаги каналли эа МОП транзисторлар жуфти кели қилинади. Буздай жуфти транзисторлар *коллектор транзистор* деб аталади ва электроу ҳалит вааифисиди ишлатилади. Улар жуда кичик текларда ишлайди ва ўта тезкор ҳўрлама ҳисобланади.

Диодлар. Одатда диод қилиш учун база $p-n$ ўтиш ясаи етарли бўлиди. Лекин ИМСларда транзистор таркиби асос қилиб олгани учун у биполар транзисторнинг ўтишларни орқали яратилади.

Биполар транзистордан диод қилишнинг 3 хил тури мажбур (3.32-расм). Улар бир-биридан исраметрлари билан фарқ қилади. Масалан, 3.32-расмдаги а — уланишда диоднинг оқид қолатдан бик ҳолатда ўтиш вақти етарли қисқа бўлса, б — уланишда у катта бўли-



3.32-расм. Транзисторнинг диффузияда улаштирилган шакллари.

ди. Бундан ташқари, бу уланган турларнинг сифати энг кичикдир.

Резисторлар. ИМСда резисторлар биполяр транзисторнинг база, коллектор ёки эмиттер қатламлари таркибига юзига келади. Бунда диффузия усулидан фойдаланилганда улар диффузион резисторлар деб аталади. Диффузион резисторлар ярим ўтказгич ҳажмидан $p-n$

ўтишлар ёрдамида ҳимоя қилиб ажратилади.

Диффузион резисторнинг қаршилик резистор базифасига бажарадиган соҳанинг геометрик ўлчамларига ва ундаги қотишманинг концентрациясига боғлиқ. R — қатлам, яъни транзисторнинг базаси асосида яратилган резисторларнинг қаршилиги бир неча 10 килоомни ташкил қилса, эмиттер қатлами асосида яратилган резисторларнинг қаршилиги кичик бўлади. Катта қаршиликли резисторлар кон имплантацияси (кўчирилариши) усулида тайёрланади.

Резисторлар МОП — таркибли униполяр транзистор асосида ҳам яратилади. Бунда резистор базифасини транзисторнинг канали бажаради. Қаршиликнинг катталиги эса, затвор кучланиши ёрдамида бошқарилади. Бошқарувчи $p-n$ ўтишли транзистор асосида ясаладиган резисторлар *пайв* — резистор деб аталади.

Конденсаторлар. ИМСларда конденсаторлар махсус технология асосида ясалмайди. Улар транзисторлар ва диффузион резисторларни ясамо жараёнида ҳосил қилинади. Бунда $p-n$ ўтишга тесқари йўналишда кучланиш улангандаги тўсиқ қатламнинг сифати конденсатор базифасига бажаради. Улар *диффузион конденсатор* деб аталади. Бундай конденсаторларнинг диэлектриги бўлиб $p-n$ ўтишнинг ҳажмий зарядлар соҳаси хизмат қилади.

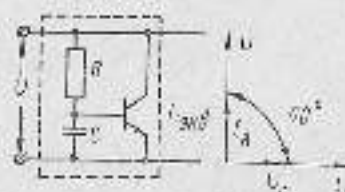
Биполяр транзисторларда конденсатор ҳосил қилиниши 3 хил усули мавжуд: эмиттер — база ўтиши, коллектор — база ўтиши ва коллектор — таслик («ер») оралиги.

Эмиттер — база ўтиши ҳисобида ҳосил қилинган конденсаторнинг солиштирма сифати энг катта (1500 пф/мм² гача) бўлиб, бузилиш кучланиши энг кичик (биркелта вольт) бўлади. Коллектор — база ўтишидан фойдаланилганда эса, конденсаторнинг сифати 5—6 марта кичрайдиган, лекин бузилиш кучланиши шунча мартага ортади. Бу икки вариантда тайёрланган конденсаторларнинг асосий камчилиги — конденсатор қопламалари билан таслик («ер») орасида зарарли сифатнинг ҳосил бўлишидир. Бу камчилик конденсаторларнинг учинчи турида йўқоғилади, чунки конденсаторнинг U қопламаси бўлиб таслик «ер» хизмат қилади.

Диффузион конденсаторлар ўзгармас ёки ўзгарувчан бўлиши мумкин. Конденсатор сифати ўзгармас бўлиши учун $p-n$ ўтишга бериладиган тесқари кучланиш доимий бўлиши лозим. Агар бу кучланиш ўзгарувчан бўлса, сифат ҳам ўзгарувчан бўлади. Лекин $p-n$ ўтиш сифати мураккаб бўлмаган катталик бўлгани учун унинг ўзгариши кучланишга мутаносиб бўлмайди (Тесқари кучланиш 1—10 В оралиқда ўзгарганда конденсатор сифати 2:2,5 марта ўзгаради).

МОП таркибли униполяр транзисторларда ҳам конденсатор ҳосил қилинади. Лекин уларнинг сифати кичик (500 пф гача) бўлади.

Индуктивлик. Ярим ўтказгичли ИМСларда индуктивлик галтаги ва трансформаторлар бирор технология асосида ҳосил қилинмайди. Шунинг учун улар транзистор, резистор ва конденсаторларнинг бирор тур улангани ҳисобида эквивалент элемент сифатида олинади. Масалан, 3.33-расмда эквивалент индуктивлик ҳосил қилиш схемаларидан бири келтирилган. Унда ўзгармас кучланиш манбаи кўрсатилмаган. Расмга кўра, транзисторнинг эмиттер — коллектор оралиғига уланган ўзгарувчан кучланишнинг бир қисми RC — занжир орқали унинг базасига узатилади. Агар R ва C элементлар шундай бўлсаки, $R \gg \frac{1}{\omega C}$ тенгсизлик бажарилса, RC — занжирдан ўтаётган тесқари фазаси U кучланиш фазаси билан мос тушади. Лекин U_c кон-



3.33-расм. Эквивалент индуктивлик схемаси.

декастор кучланилиг ундан 90° орқада қалади. Кондекастор кучланилиг базига таъсир этгани учун қоллжклар токни баш қаради ва у билан мос фазада ўсгаради. Шунинг учун I_k ток U кучланилигдан 90° орқада қалади. Демак, схемадаги транзистор U кучланилигта индуктив қаршилик таъсирини кўрсатади: $X_L = \frac{U}{I_k} = \omega L_{эк}$, яъни транзистор $L_{эк} = \frac{U}{\omega I_k}$ индуктивликка эквивалент бўлади.

3.14. Микросхемаларни белгилаш

ИМСларнинг турларини аниқлаш ГОСТ 18582—73 тасдиқлаган шартли белгилар асосида олиб борилади. У микросхеманинг қандай шакл ва технологик асосда ишлаб чиқарилишини, қандай мақсад учун ишлатилиши мумкинлигини ҳисобга олади.

Қўл микросхемалар манба кучланилигининг катталиги, кириш ва чиқаш қаршилиги, сигнал сатҳи қайи катта-ликлари ҳисобга олган ҳолда тўпламлар — серияларга бирлаштирилади. Бир серияги қиралдиган микросхемалар нундай таъсирланадики, улардан бир бутун радио-электрон қурилмани ясаиш мумкин бўлсин.

Ясаиш шакли ва технологиясига қараб ИМСлар 3 та гуруҳга бўлинади ва рақамлар орқали ифодала-нади:

- а) 1, 5, 6, 7 — яриш ўтказгичли микросхема;
- б) 2, 4, 8 — дурагай микросхема;
- в) 3 — паразитмон, вакуумли, керамикали (солой) микросхема.

Микросхема белгисида унинг серияси рақамлар би-лан ифодаланадиган икки элементдан ташкил топади. Унда биринчи рақам микросхемани ясаишдаги шакл ва технологиясидан ифодаласа, иккинчиси — икки хонали (эскича) ёки уч хонали (янгича) рақам — сериянинг тартиб номерини кўрсатади. Масалан, 1801 серия 801 тартиб номерли ярим ўтказгичли ИМС деб ўқилади. 252 серия — 52 — номерли дурагай микросхемалир.

Қандай мақсадга хизмат қилишига қараб ИМСлар яна гуруҳ бўливлари (подруши) ва кўринишга ажрати-лади. (Масалан, генераторлар, кучайтиргичлар, маъли-қий элементлар ва бошқалар). У микросхема белгисида сериядан кейин ёзиладиган икки ҳарф билан ифодала-нади: ГС — гармоник тебраниш генератори — Д. Ф. — фазавий детектор, УВ — юқори частотали кучайтиргич,

УН — паст частотали кучайтиргич, ВХ — микроканку-лятор ва бошқалар. Улар микросхемаларни белгилаш жадвалларида кўрсатилади. Микросхема белгисининг охирида А дан Я гача бўлган ҳарфлар бўлиши мумкин. Улар бир турдаги микросхеманинг параметрларидаги фарқни ифодалайди.

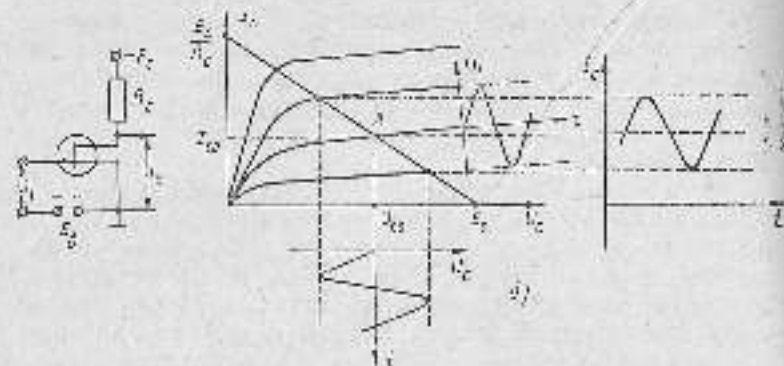
Микросхема белгисида серия белгисидан олдин К, КМ, КН, КР ва КА ҳарфлар ёзилган бўлади. Улар мик-росхемани ишлаб чиқарган заводдан қабул қилиб олиш-ганлик шартини ифодалайди. Бунда К ҳарфи микро-схеманинг кенг қўлланиш мақсадида ишлаб чиқарили-шини билдиради. Масалан, К155ИИ 7 деб белгиланган микросхема қуйидагича ўқилади: Кенг қўлланиш мақ-садида ишлаб чиқарилган 155 сериядаги 7 тартибли (номерли) счоттик (ҳисоблагич) вазифасини бажаради-ган ярим ўтказгичли микросхема; серия тартиби (номе-ри) 55.

Қўбиксиз микросхемалар белгисида серия рақами олдиндан В ҳарфи, охирида эса, қизиқчадан кейин бирор рақам қўбилади. Бу рақам микросхеманинг қандай шаклда ясалганини ифодалайди.

3.15. Электрон асбобларнинг динамик иш режими

Электрон асбоблар ишлатилганда уларга бирор юк — нагрузка уланади. Уни Z_n эквивалент қаршилик сифа-тида белгилянади. Умумий ҳолда эквивалент қаршилик комплекс катталиқ бўлиб, у электрон асбобнинг элек-тродларидан бирортасига уланади.

Электрон асбобнинг нагрузка остида ишлатиш унинг *динамик иш режими* деб аталади. Динамик режим ди-намик характеристика ва параметрлар орқали ифода-ланади. Улар статик характеристика ва параметрлардан фарқ қилади ва ҳарбир хусусий ҳол учун алоҳида аниқ-ланади. Мисол учун униполяр транзисторнинг иш ре-жими билан танишайлик. Қулайлик учун нагрузка қар-шилигини соф актив қаршилик деб ҳисоблаймиш. У транзисторнинг еттигига уланган R_c резистордан ибо-рат (3.34 а-расм). Лекин динамик иш режимини текши-риш учун транзисторнинг характеристикасдаги илчир соҳаси ҳам кўрсатилиши керак. Фаран қилайлик, илчир соҳа чиқиш характеристикасининг тўғри қизиқди қис-



3.34-рasm. Усилоклар транзисторнинг динамик иш режими.

мида таъминлан бўлсин. Мазкурки, бу соҳа затиор кучланишнинг манфий қийматларига тўғри келади (3.34-рasm). Шунинг учун бу соҳага эришиш учун транзисторнинг затвор — исток орасидаги манфий қўбчи яатворга қўланган E_c мауба улашади. Унинг затворга берадиган кучланиш манфий снжасига кўланмиш деб аталади. Унинг қиймати сток токи ва сток кучланишнинг ўзарувчан таъкил этувчи қийматларини афдаловчи нуқтага белгилайди: $A(I_{c0}, U_{c0})$. Бу нуқта бошланғич режим нуқта деб аталади (3.34 б-рasm). Агар затворга ўзарувчан кучланиш берилса, сток токининг ўзарувчан таъкил этувчиси ҳосил бўлади ва сток кучланиши қўйидагича афдаланади:

$$U_c = E_c - I_c \cdot R_c \quad \text{ва} \quad I_c = I_{c0} + I_{c1} \quad (3.47)$$

Бу координат бошдан ўтмайдиган тўғри чизиқ тенгламасидир. Унинг олин бурчати (ω) R_c резисторнинг катталигига боғлиқ бўлади. $R_c = 0$ бўлганда, бу тўғри чизиқ кучланиш ўқида перпендикуляр бўлса, $R_c \rightarrow \infty$ да ток ўқида перпендикуляр бўлади. R_c лнинг ҳечки қийматида эса, бу тўғри чизиқ кучланиш ўқида $U_c = E_c$ нуқтада, ток ўқини $I_{c0} = \frac{E_c}{R_c}$ нуқтада кесиб ўтади. Ушл нагзувчи қизига деб аталади. Нагзувчи қизининг асги соҳада йтадиган қисми динамик хироктеристикадор. 3.34-рasmдан атидор кучланиш билан сток кучланиш ўзаро қарама-қарши фазда ўзаритиш, яъни транзистор $\varphi_c = \pi$ фаз снжасин ҳосил қилиши кўринади.

Транзисторнинг динамик иш режими динамик параметрлар орқали хироктерлеанади. Уларни атиқданг учун униполяр транзисторнинг (3.44) хироктеристик тенгламаси ва (3.47) динамик режим тенгламасидан фойдаланамиз.

(3.47) ифодадан сток кучланишнинг орттирмасини атиқданг (3.44) га қўйсанг, ундан

$$S_{\text{дин}} = \frac{dI_c}{dU_c} = \frac{\mu}{R_c \left(1 + \frac{R_c}{R_1}\right)} = \frac{S}{1 + \frac{R_c}{R_1}} \quad (3.48)$$

ҳосил бўлади. Буни $S_{\text{дин}}$ транзисторнинг динамик қилмиш коэффициенти деб атагани ва ҳамма вақт статик қилмиш коэффициентидан кичик бўлади.

Б. Агар (3.44) га сток ток ордирмасини қўйсанг, қўбдаги коэффициент ҳосил бўлади:

$$\mu_{\text{дин}} = \frac{dU_c}{dI_c} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_c}{R_1}} = -\frac{\mu R_c}{R_c + R_1} \quad (3.49)$$

Ушл транзисторнинг динамик кучайтириш коэффициентини дейиладиг. Унинг катталиги ҳам статик кучайтириш коэффициентидан кичик бўлиб, мақдори R_c нагзувчи қаршилиги билан хироктерланади. Нагзувчи қаршилиги қанча катта бўлса, у статик кучайтириш коэффициентига ятивлиб боради ($R_c = 0$ бўлса, $\mu_{\text{дин}} = 0$). Бу транзисторнинг кучайтириш хусусиятларидан фақат нагзувчи қаршилиги улангандагина фойдаланиш мумкинлигини кўрсатади (Минус ишора транзисторда ҳосил бўладиган фаз снжасига $\varphi_c = \pi$ оя афдалайди).

Умумий ҳолда нагзувчи қаршилиги комплекс каттайик бўлгани учун динамик кучайтириш коэффициенти ҳам комплекс миқдор бўлади:

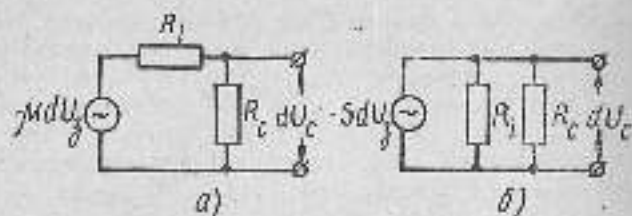
$$\dot{K} = -\frac{\mu \dot{Z}_c}{\dot{Z}_c + R_1} \quad (3.50a)$$

Агар $R_1 \gg \dot{Z}_c$ шарт бажарилса, (3.50 а) соддалашиб,

$$\dot{K} = -S \cdot \dot{Z}_c \quad (3.50б)$$

кўринишга келади.

Электрон асбобларнинг динамик иш режимини бил-



3.35-рasm. Униполар тўхитасдорнинг эквивалент схемаси:
а) — эквивалент кучланги ва б — манбаъли ток генератори.

ган ҳосил, уларнинг эквивалент схемаларини тузиш мумкин. Масалан, (3.48) га асосан униполар транзисторнинг сток занжирини ўзаро кетма-кет улашган R_1 ва R_c резисторларга ЭОК μdU_δ га тенг генераторнинг улашиши деб қараш мумкин (3.35 а-рasm). Шунга ўхшаш (3.49) ифода уни ўзаро параллель улашган R_1 ва R_c резисторларга SdU_δ га тенг ЭОК.ли генераторнинг улашиши деб қараш муносиблигини кўрсатади (3.35 б-рasm.) Улардан биринчиси эквивалент кучланги генератори дейилса, иккинчиси — эквивалент ток генератори деб аталади. Улар ток кучи ва кучлангишнинг фақат ўзгаришдан ташқил эгувчиларини ҳисобга олади. Бу электрон қурилмаларни эквивалент схемалар билан алмаштириб текширишда уларнинг бошланғич ва режисини ҳосил қилиш учун хизмат қиладиган ўзгаришлар ток ва кучлангишнинг ҳисобга олмаслик имконияти беради. Бундан ташқари, электрон асбобнинг ишчи соҳаси қилиб характеристикалар системасининг тўғри чиқиқли қисми танланган бўлса, ток кучи ва кучлангишнинг дифференциал қийматларини уларнинг комплекс амплитудалари билан алмашгирish мумкин.

IV боб

ЧИЗИҚЛИ БЎЛМАГАН ПАССИВ СИСТЕМАЛАР

4.1. Электр занжирининг чиқиқли бўлмаган элементлари

Параметрлари электр занжирига таъсир этадиган кучлангиш ва ундан ўтайдиган токка боғлиқ ўзгаришдан элементга чиқиқли бўлмаган элемент деб аталади:

$$Z = Z(i, U) \quad (4.1)$$

Агар чиқиқли бўлмаган элементнинг параметрлари занжирдаги кучлангиш ёки токнинг ўзгариши билан оний вақт ичида ўзгарса, бундай элемент инерциал бўлмаган элемент, агар бу ўзгариш маълум вақт ўтган из берса, инерциал элемент дейилади. Бошқача қилиб айтганда, инерциал чиқиқли бўлмаган элементларнинг параметрлари ток кучи ёки кучлангишнинг оний қиймати ўзгаришига эмас, балки эклаштуланиш ёки эффeктив қийматлари ўзгаришига маълум вақт ўтган сздади.

Чиқиқли бўлмаган элементнинг вольт-ампер характеристикаси ҳам чиқиқли бўлмайди. Унинг кўриниши турлича бўлиб, элементнинг физик хусусиятлари ва тузилишига боғлиқ бўлади.

Чиқиқли бўлмаган элементлар икки турга — актив ва реактив элементларга ажратилади.

Реактив чиқиқли бўлмаган элементларга ҳисил қилиб ферромагнит ўзқан индукциялик галтагки ва сепетодантрукли конденсаторни, актив чиқиқли бўлмаган элементларга эса, ҳўи электродли электрон ламбаларни, ярим ўтказгичли триодларни ва бошқаларни кўрсатиш мумкин.

4.2. Чиқиқли бўлмаган занжирларни ҳисоблаш

Чиқиқли бўлмаган электр занжирни ҳисоблашда ифода-лани дифференциал ёки интеграл тенгламаси чиқиқли бўлмаган занжирлар тўғрисида. Тенгламанинг қандай бўлиши занжирда қатнашувчи чиқиқли бўлмаган элементнинг физикавий хусусиятлари билан белгиланади. У ҳамма вақт ҳам бирор функция кўринишидаги ягона ечимга эга бўлавермайди. Шунга кўра чиқиқли бўлмаган занжирларни ҳисоблаш ва текшириш усулларининг бирчиси тақрибийдир. Унинг аниқлик даражаси масала шартининг қўйилишига ва чиқиқли бўлмаган элемент характеристикасининг функционал боғлиқлишига боғлиқ бўлади.

Чиқиқли бўлмаган элемент характеристикасининг функционал боғлиқлиги тажрибада аниқланиши ва графика вольт-ампер характеристика кўринишида тасвирланади. Унинг аналитик ифодасини аниқлаш характеристикани аппроксимациялаш деб аталади. У жуда кўп ҳолда бўлмаганлиги ва тажриба натижаларини аниқ ифода-ланиш керак.

Характеристикани аппроксимациялаш усуллари жуда кўп. Лекин улардан бириортаси ҳам универсал эмас. Улардан бири характеристикани кўрсаткичи полином орқали ифодалашдир:

$$I = a_0 + a_1 U + a_2 U^2 + a_3 U^3 + \dots + a_n U^n + \dots \quad (4.2)$$

Букада $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n, \dots$ коэффициентлар Тейлор қаторининг коэффициентлари бўлиши шарт эмас. Шунинг учун улар шундай танланishi керакки, занжирни ифодалайдиган тенглаха ишчи соҳаки тўлиқроқ эъс эттирсин.

Амалда (4.2) чексиз қатордан тўлиқ фойдаланган мумкин эмас. Текширишда унинг ҳақда сондаги танкил этувчилари билан қиёяланлади. У мисала шартининг қўйилиши ва текшириш аниқлигига боғлиқ бўлади. Масалан, ферромагнит ўзакли индуктивлик салтақининг характеристикасини (гистерезис ҳодисаси ҳисобга олинмаса) қуйидаги қисқартirilган полином

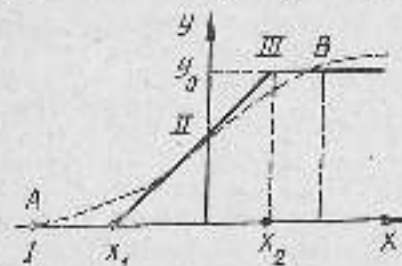
$$\Phi = a_1 I - a_3 I^3 \quad \text{ёки} \quad L_a = \frac{d\Phi}{dI} = a_1 - 3a_3 I^2, \quad (4.2a)$$

сигнетодиэлектрикни конденсатор характеристикасини эъс,

$$q = b_1 U_c + b_3 U_c^3 \quad \text{ёки} \quad C_d = b_1 - 3b_3 U_c^2 \quad (4.2b)$$

орқали ифодалаш мумкин.

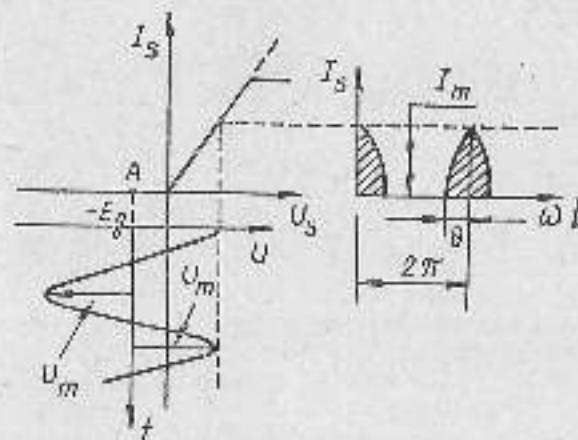
Чизиқли бўлмаган элемент характеристикасини аппроксимациялашда унга таъсир этувчи сигнал амплитудасининг катталиги катта аҳамиятга эга. Шунга кўра иккита хусусий ҳол ажратилади: кичик ва катта амплитудали сигнал ҳолатлари. Биринчи ҳолда сигнал амплитудаси



4.1-расм. Чизиқли бўлмаган элемент характеристикасини 1-даражанинг кескинлиги билан алмаштириш.

характеристиканинг кичик соҳасини эъсалайди ва характеристикани аппроксимациялашда (4.2) полиномнинг (ёки қўни билан) бешинчи даражаси ҳада билан тасвирланади. Иккинчи ҳолда сигнал амплитудаси характеристиканинг етарлича катта қисминини қоплайди. Шунинг учун

характеристиканинг кичик эъралигига ҳисобга олинмайди ва уни тўғри чизиқ кесмалари билан алмаштирилади (4.1-расм). Бу ҳолда аналитик ҳисоблаш мураккаб бўлади, чунки (4.2) полином танкил этувчиларининг юқори тартибли ҳадларини ҳам ҳисобга олиш зарур бўлади. Лекин график усулда ҳисоблашга ўтиш текширишни соддааштиради. Уни *Берг усули* деб аталади.



4.2-расм. Чизиқли бўлмаган занжирдан катта амплитудали сигнал ўтиши.

Берг усулининг моҳияти қуйидагидан иборат. Чизиқли бўлмаган занжирга тармоник сигнал таъсир этганда, занжирдаги ток косинусоиддаи муқобиласида хетия-кестидидаи кбораг бўлади (4.2-расм). Уларнинг катталигини токнинг I_m амплитудаси қиймати ва θ кескин бурчиги орқали ифодалаш ҳужай. Элементдан ток ўтиш вақтларини ярмига мос қалайлаган бурчак кескин бурчадаи дейилади. Шунга кўра токнинг ошқ қиймати қуйидагича ифодаланади:

$$I_a(t) = \frac{I_m}{1 - \cos \theta} (\cos \theta t - \cos \theta) \quad (4.3)$$

Букада θ — кескин бурчаги.

Бу ифодади Фурье қаторига ёйсам, занжирдаги токнинг спектр ҳолати бўлади. Функция жуфт бўлгани учун спектр косинусоиддан танкил этувчилардан танкил топади:

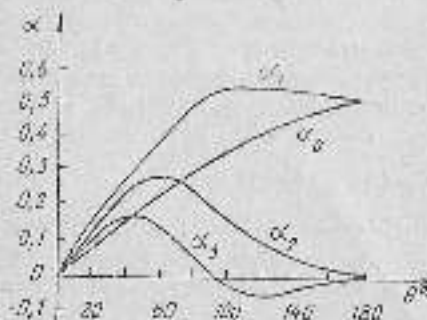
$$I_a(t) = I_{a0} + I_{a1} \cos \theta t + I_{a2} \cos 2\theta t + \dots \quad (4.4)$$

Унда:

$$\begin{aligned} I_{m0} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I_s(t) d(\omega t) = I_m \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} \\ I_{m1} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I_s(t) \cos \omega t d(\omega t) = I_m \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} \\ I_{mn} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I_s(t) \cos n \omega t d(\omega t) = I_m \frac{2[\sin n \theta \cos \theta - n \sin \theta \cos n \theta]}{\pi(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)} \end{aligned} \quad (4.5)$$

(4.5) ифодани умумлаштириш учун ўзгариш ва ўзгарувчан гармоникалар коэффициентини дегди катталик киритилди. У ташкил этувчилар амплитудаси токнинг амплитудаси қийматига нисбати кўринишда аниқланади:

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= \frac{I_{m0}}{I_m} = \frac{1}{\pi} \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta} & \text{— ўзгариш ташкил этувчи коэффициенти} \\ \alpha_1 &= \frac{I_{m1}}{I_m} = \frac{1}{\pi} \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta} & \text{— 1-гармоника коэффициенти} \\ \alpha_n &= \frac{I_{mn}}{I_m} = \frac{2}{\pi} \frac{\sin n \theta \cos \theta - n \sin \theta \cos n \theta}{(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)} & \text{— n-гармоника коэффициенти} \end{aligned} \quad (4.6)$$



4.3-расм. Берг коэффициентларнинг кески бурчачига болиқлиги.

Бу коэффициентлар Берг коэффициентлари деб аталади ва катталиги кески бурчачига болиқ бўлади. У 4.3-расмда кўрсатилган. Расмга кўра ҳар бир ташкил этувчи — гармониканинг нормалланган токи ўзидаги максимал қийматига кески бурчачининг бирор оптимал қиймати.

дагива эришади. Уни қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$\theta_0 = \frac{120}{\lambda} [\text{град}] \quad (4.7)$$

Чунки 1—гармониканинг максимал қиймати (α) кески бурчачининг 120° қийматига тўғри келади.

4.3. Сигналнинг чизикли бўлмаган занжирдан ўтиши

Чизикли занжирлардан фарqli бўлироқ чизикли бўлмаган занжирлар частотани органик ўзгартини хусусиятига эга. Бунинг маъноси шуки, занжирдаги токнинг ўзгариши таъсир этадиган сигналнинг ўзгариш қонунига боғлиқ бўлмайди. Занжирнинг киришга гармоник тебраниш таъсир этганда ҳам унинг чизикли катталиклари гармоник бўлмайди ва, умумий ҳолда, ўзгариш ва ўзгарувчан (кириш сигнали частотасига каррали бўлган частотали) ташкил этувчилар йигиндисидан ташкил толади. Бу ташкил этувчиларни ё Фурье коэффициентларини ҳисоблаш йўли билан, ёки занжирдаги токни кўрсаткичли полином орқали аппроксимациялаш йўли билан аниқлаш мумкин. Бунга ишонч ҳосил қилиш учун қуйидаги мисолни кўрайлик.

Чизикли бўлмаган занжир киришга гармоник тебраниш $U = U_m \sin \omega t$ таъсир этаётган бўлсин. Агар занжир характеристикаси (4.2) полином орқали аппроксимация қилинган десак, занжирдаги ток қуйидагича бўлади:

$$I = \alpha_0 + \alpha_1 U_m \sin \omega t + \alpha_2 U_m^2 \sin^2 \omega t + \alpha_3 U_m^3 \sin^3 \omega t + \dots \quad (4.8a)$$

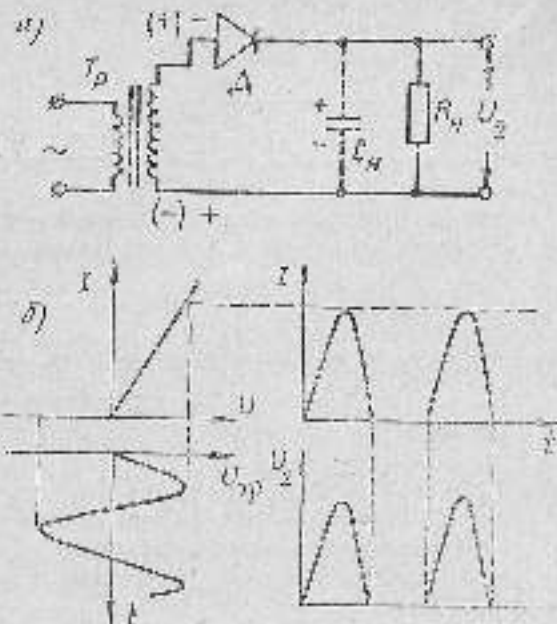
Бунда

$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t \quad \text{ва} \quad \sin^3 \omega t = \frac{3}{4} \sin \omega t - \frac{1}{4} \sin 3\omega t$$

эканени ҳисобга олсак, у қуйидаги кўринишга келади:

$$I = \left(\alpha_0 + \frac{1}{2} \alpha_2 U_m^2 + \dots \right) + \left(\alpha_1 U_m + \frac{3}{4} \alpha_3 U_m^3 + \dots \right) \sin \omega t - \left(\frac{1}{2} \alpha_2 U_m^2 + \dots \right) \cos 2\omega t - \left(\frac{1}{4} \alpha_3 U_m^3 + \dots \right) \sin 3\omega t + \dots \quad (4.8b)$$

(4.8b) нинг биринчи қавс ичидagi ифода ва ўзгариш ташкил этувчи токни ифодаласа, қолган қавслар час-



4.4-рәсм. Битта ярим дәври тўғрисида схемаси (а) ва унинг ишлангичи (б).

күчланиш берилса, иккилашчи чулғам күчланишнинг мусбат ярим дәври тўғри келганда диод оchild, завожирда ток ҳосил бўлади. Күчланишнинг манфий ярим дәврида диод ёшилб, завожирдан ток ўтмайди. Унинг график тасвири 4.4 б-расмда кўрсатилган (тескари ток ҳисобга оlinмаган). Демак, завожирдаги ток ва чиққи күчланиш узлуқли бўлади. Бундай ток ва күчланиш пульсацияли ток ёки күчланиш деб аталади.

Демак, кўрилган схемда ток кiritи күчланишнинг мусбат () ярим дәвларидагилар ҳосил бўлади. Шунинг учун бу схема битта ярим дәври тўғрисида схемаси дейилади. Унинг асосида тузилган тўғрिलाгич эса, мис равишда, битта ярим дәври тўғрिलाгич бўлади.

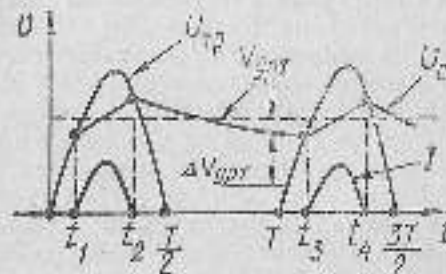
Радиохуритларда пульсацияли ток ёки күчланишдан фойдаланиш мумкин эмас. Шунинг учун пульсацияли йўқотиш — техникаш зарур. Бунинг учун

пульсацияли ток ёки күчланиш спектрдаги ўзгариш ва ўзгаришчан таъкил элувчилар бир-биридан ажратилган ва ўзгаришчан таъкил элувчидаи қўйилип чораси кўрилади. Бу жараёнда амалга оширадиган курашма таъкилация филтёр деб аталади.

Нагзука резисторига параллель улланган конденсатор энг содда таъкилация филтёр ҳисобланади. Унинг сирими етарлича катта, яъни $C_n > \frac{1}{\omega R_n}$ бўлиши керак

(4.4 а-расм; пункт). Бу ҳолда диоднинг ишлангичи трансформатор кулашопидан ташқари конденсаторнинг күчланиши ҳам таъкил алади. Трансформатордаи диодга мушбат күчланиш берилганда, улдан ўтатиш ток конденсаторни (2.27) ифода қилуш бўйича зарядлайди ва конденсаторда U_n га тенг күчланиш ҳосил бўлади. Унинг инверсия II бўлган күчланиш инверсияга қарама-қарши — мушбат бўлади. Шунинг учун диоддан трансформаторнинг жиклашча чулғамдаи күчланиш конденсатор күчланишдан катта ($U_n > U_2$) бўлгандагилар ток ўтади. $U_n < U_2$ бўлганда эса, диод ёшилб, конденсатор R_n резистор орқали зарядсизланади.

Агар R_n нагзука резисторининг қаршияти чексиз бўлса, конденсатор трансформатор икламчи чулғамдаи күчланишнинг амплитудда қийматидаи зарядланиши керак. Лекин улда диоддан ўтадиган ток нолга тенг бўлиб, схема ишламай қўяди. R_n резисторининг чекли қийматида завожирда муволапат вужудга келадики, улда трансформатор күчланишнинг бир дәвларида конденсатор олидиган электр энергияси билан йўқотадиган энергияи миқдори бир-бирита тенг бўлади. Муволапат ҳолатида завожирдаи ток ва конденсатор күчланишнинг вақт бўйича ўзгариш графики 4.5-расмда кўрсатилган. Унда U_{nT} — нагзукадан олинадиган күчланишнинг ўр-



4.5-рәсм. Муволапат ҳолатида ток ва конденсатор күчланишнинг вақт бўйича ўзгариш графики.

тача қиймати. Патруздағи кучланишнинг пульсация катталиги ($\Delta U_{\text{эф}}$) C_n , R_n ва R_1 катталиклар орасидағы муносабатга бөлинеді. Хусусий қолда, R_n резистордың қарсылығы кичірайтырса, иккинші кучланишнинг микдара кәмейиб, уның пульсацияшның абсолют қиймәти ортада. Аксинча, R_1 резисторның қарсылығы орта, иккинші кучланиш орта, уның пульсацияш кәмейиб. Сабаби қарсылык кичірайса, зарядсизланиш ток катта ва конденсатордағы қолдиқ кучланиш кичик бўлади. Аксинча, R_n катта бўлса, зарядсизланиш ток кичик бўлиб, конденсатордағы қолдиқ кучланиш катта бўлади. Нәтижада диод трансформатор кучланишның катта қиймәтларида очилади. Шунга кўра R_n резисторның қарсылығы ортада билан диодтан ток ўтмиш вақта қисқариб, иккинші кучланишнинг $\Delta V_{\text{эф}}$ пульсацияш кичірайиб боради.

Шуни айтмиш керекки, трансформатор кучланишның мадфий ярим дәвларларида диодга қўйилган кучланиш $U = U_n$ қиймәтга эришади. Бу кучланиш лискара кучланиш деб аталади. Тўғрилагичларни ясаганда диод шу кучланишга еткәйдяган қилиб таплагани лозим. Демак, токнинг пульсацияш даражеси кескин бурчлагига бөлинеді бўлади. Кескин бурчлаги кичірайиши билан пульсацияш ҳам кичірайиб боради. Иккинчи томондан, кескин бурчлаги кичірайиши билан тўғрилагичнинг фойдали иш коэффициенти ортада. Сабаби бууда диодга кәк юк тушади ва у ослроқ ишлайди. Шунинг учун унинг энергия узатиш қобилияти ортада.

Битта ярим дәвлри тўғрилагш схемасида ўзгарувчан ток маңбай энергиясининг фақат бир қисмидангина фойдаланилади. Ундан тўлиқ фойдаланиш учун иккита ярим дәвлри тўғрилагш схемаси түзилади. У иккита битта ярим дәвлри тўғрилагш схемасининг кетма-кет уланишидан кибрат. Улардан бири трансформатор кучланишнинг биринчи ярим дәвлрида ишласа, иккинчиси — иккинчи ярим дәвлрида ишлайди.

Иккита ярим дәвлри тўғрилагш схемаси асосида яратилган тўғрилагичнинг принципал схемаси ва иккинчи катталикларининг вақт диаграммаси 4.6-расмда кўрсатилган. Ундан кўринадики, схеманинг ишлагани кудди битта ярим дәвлри тўғрилагш схемасининг ишлагани каб қўлади. Лекин иккинші кучланишнинг пульсацияш частотаси икки марта ортук бўлиб, унинг амплитудаси кичик бўлади. Сабаби конденсаторнинг R_1 ре-

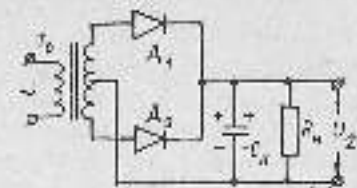
зистор орқали зарядсизланиш учун кәсроқ вақт талаб қилинади. Нәтижада ундаги қолдиқ кучланиш катта бўлади.

Демак, тўғрилагш схемалари фақат иккинчи дил бўлади. Тўғрилагичлар ана шу схемалар асосида ясади. Лекин унда кичикли бўлмаган элемент нагривка резисторига нисбатан турли усулда уланиши хужкин. Масалан, шулардан бир тур 4.7-расмда кўрсатилган. У кўриксимок схема бўлиб, Грец схемаси деб аталади. Унинг асосини иккита ярим дәвлри тўғрилагш схемаси тапқил асди.

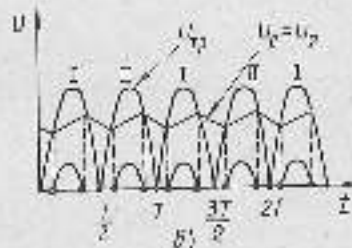
Трансформатор кучланишнинг биринчи ярим дәвлрида D_1 ва D_2 диодлар ишласа, иккинчи ярим дәвлрида — D_2 ва D_1 диодлар ишлайди.

Грец схемасининг асосий афзалликлари шундаки, тўғрилагш ток амплитудасининг пульсацияш старлиги кичик бўлади. Ундаи ташқари, ўрта нуқтада трансформаторга ҳожат қолмайди. Хар бир диодга тўғри келувчи тескар кучланиш қиймәти трансформатор кучланишнинг амплитуда қиймәтидан ортамайди.

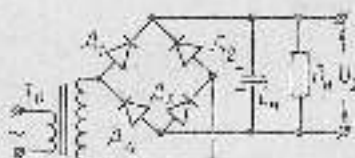
Грец схемасининг камчилиги шундаки, диодлар кетма-кет уланиши учун тармоқнинг тўлиқ қаршилси ортада ва кўпроқ энергия сочади.



а)



4.5-расм. Иккита ярим дәвлри тўғрилагш схемани (а), тўғрилагш ток ва кучланишнинг вақт диаграммаси (б).



4.7-расм. Кўриксимок схема.

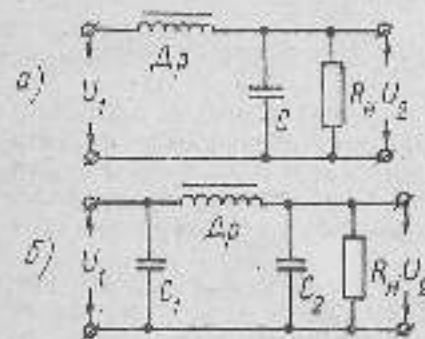
4.3. Текисловчи филтрлар

Тўғрилانган ток ёки кучланиш амплитудасининг пульсацияни улар спектрида ўзгармас ташкил этувчи билан бир қаторда қарши частотата эга бўлган ўзгарувчан ташкил этувчилар мажмуидида келиб чиқади. Бунга ишонч ҳосил қилиш учун тўғриланган кучланишнинг Фурье қаторига ёпиш керак. Масалан, иккита ярих даур даврида тўғрилани схемасининг чиқиш кучланиш қуйидагича ифодаланади:

$$U_a = \frac{2}{\pi} U_m - \frac{4U_m}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4U_m}{15\pi} \cos 4\omega t - \dots$$

U_m — трансформаторнинг иккита ҳисса бўлажидан кучланиш амплитудаси.

4.4-§ да ўзгармас ташкил этувчи ток (кучланиш) ни ажратиб олиш учун нагрузка резисторига параллель қилиб конденсатор улашнинг кўрдики. Лекин бу кўп ҳолларда ё старли бўлмайди, ёки бугундай қўлдан бўлади. Шунинг учун ўзгармас ташкил этувчининг ажратиб олишда махсус вазирлар — текисловчи филтрлардан фойдаланилади. Уларнинг вазираси ток ёки кучланишнинг ўзгарувчан ташкил этувчиларини ютиб қолганидан иборат. Лекин улар иложи борида ўзгармас ташкил этувчи ток ёки кучланиш мажмуидида камайтармаслиги керак. Шунинг учун текисловчи филтрлар асосан реактив қаршиликли элементлар — индуктивлик ва конденсаторларда тузилади.



4.4-расм. Текисловчи Г-симмет (а) ва П-симмет (б) филтрлар.

да R_n резисторда ўзгармас кучланиш ҳосил бўлади. Унинг ўзгармаслиги қолгани учун токнинг ўзгарувчан ташкил этувчиси дросселда ютилиб қолиб, R_n нагрузкада кучланиш тушуви ҳосил қилмаслиги керак. Бу ҳол дроссель қаршиликли конденсатор қаршиликдан жуда катта бўлганда содир бўлади:

$$\omega_n L \gg \frac{1}{\omega_n C} \text{ ва } \frac{1}{\omega_n C} \ll R_n \quad (4.11a)$$

Бунда ω_n — ўзгарувчан ташкил этувчиларнинг энг кичик частотаси. Бу шарт бажарилганда ўзгарувчан ташкил этувчилар асосан индуктивлик вазирасида энг кўп потенциал тушуви ҳосил қилади ва унинг жуда оз қисми конденсаторга тўғри келади.

Демак, текисловчи филтр ўзгарувчан ташкил этувчиларга нисбатан кучланиш бўлакчи вазирасини бажарар экан.

«П-симмет» филтрлар (4.8-б-расм) икки илган Г-симмет филтрларидан фарқ қилади. Лекин қулайлик учун уни икки босқичли филтрлар деб қаратиш мумкин. Биринчи босқичда C_1 конденсатор нагрузка резисторига параллель уланган конденсатор (4.5-расм) каби илгас, иккинчи босқич — «Г-симмет» филтри ташкил этади. Шунинг учун (4.11a) тенгсизлик қуйидагича ифодалангани керак:

$$\omega_n L \gg \frac{1}{\omega_n C_2} \text{ ва } \frac{1}{\omega_n C_2} \ll R_n \quad (4.11b)$$

Қўйишча «П-симмет» филтрларда $C = C_1 = C_2$ қилиб олинлади.

Демак, «П-симмет» филтрлар «Г-симмет» филтрларга қараганда сифатлироқдир. Лекин тўғриланиш элементиде токнинг кескин ўзгарилгани кузатиладиган бўлса, «П-симмет» филтрлардан фойдаланиш мумкин экан. Чунки C_1 сингиз токни ўтказиб юборади. Бундай ҳолларда фақат «Г-симмет» филтр ишлатилади.

Юқори кучланиш (4—5 кВ дан ортиқ) қўриқма-ларда ва айрим кичик кучланиш қўриқмаларда дроссель ўрнига резистор ишлатилади. Шунда тўғриланиш схемаси соддалашиб, унинг атирлери камаяди.

4.6. Садда стабилизаторлар

Радиоэлектрон қурилмаларнинг бир мекъарда ишлаши учун ўзгармас ток манбаларида олинадиган ток кучи ёки қуялини қиймати катта анъиклик билан ўзгармас бўлиши керак. Бу қурилмаларда манба вази-фасини асосан тўғрилагичлар бажаради. Шунинг учун улардан олинадиган ток ёки қуялини кўпинча қўйил-ган талабга жавоб бермайди. Тўғрилагичдан олинадиган қуялинининг қиймати ўзгармас бўлиши учун икки шарт, биринчидан, тўғрилагичдан қуялини қий-мати ва, иккинчидан, тўғрилагичдан нарузкисининг ўзга-ришига бўлини талаб қилинади. Аниқки, бу шартлар-нинг яқинласи бир вақтда бажарилиши жуда қийин. Шунинг учун қуялини ёки ток қуялини қийматини бир ҳеъда тўғри турдчи махсус қурилмадан фойда-ланилади. Улар ток кучи ёки қуялини стабилизатори деб аталади.

Ток кучи ёки қуялинининг қийматини бир ҳеъ-да тўғри туриш жараёни стабилизатори деб аталади. У чиққин бўлмаган ваъжирда амалга оширилади. Ста-биллизатори чиққин бўлмаган элементнинг турига қараб стабилизаторлар садда ва мураккаб стабилизаторларга ажратилади.

Садда стабилизаторларда стабилизатори элемент ва-зифасини айрим газоразряд асбоблар ёки терморезис-торлар бажарса, мураккаб стабилизаторларда элект-рон асбоблар (электрон лампа ёки транзисторлар) бажаради. Шунинг учун мураккаб стабилизаторлар электрон стабилизаторлар деб ҳам аталади.

Умуман садда ва мураккаб стабилизаторларнинг схе-малари хилма-хил бўлади ва турлича скифларга ажра-тилади. Масалан, стабилизатордан катталик турига қараб стабилизаторлар ўзгармас ёки ўзгарувчан ток ва қуялини стабилизаторларига бўлиса, схемасининг турига қараб — кетма-кет, параллель ва комбинация-ланган стабилизаторларга ажратилади.

Стабилизаторлар ишнинг сифати стабилизатори коэф-фициенти деб атайувчи катталик орқали баъқланади.

Идеал стабилизаторларнинг стабилизатори коэффи-циенти чексизга тенг бўлади, яъни уларда юз фонзли стабилизатори ҳосил бўлади. Реал стабилизаторларда эса, стабилизатори жараёни юз фонзли бўлмайди. Стабилиза-

тор параметрларидан яна бири унинг чиққин қаршил-ли ҳисобланади:

$$R_{\text{чик}} = \frac{dU_2}{dI_2} \Big|_{U_1 = \text{const}}$$

Энергетик жиҳатдан стабилизаторнинг тежамкорли-ги фойдали иш коэффицентининг катталиги билан ба-ҳоланади. У нарузкида амалдангач чиққин ва кириш қуялини қиймати қийматларининг нисбати кўриши-да аниқланади:

$$\eta = \frac{P_{\text{чик}}}{P_{\text{ис}}}$$

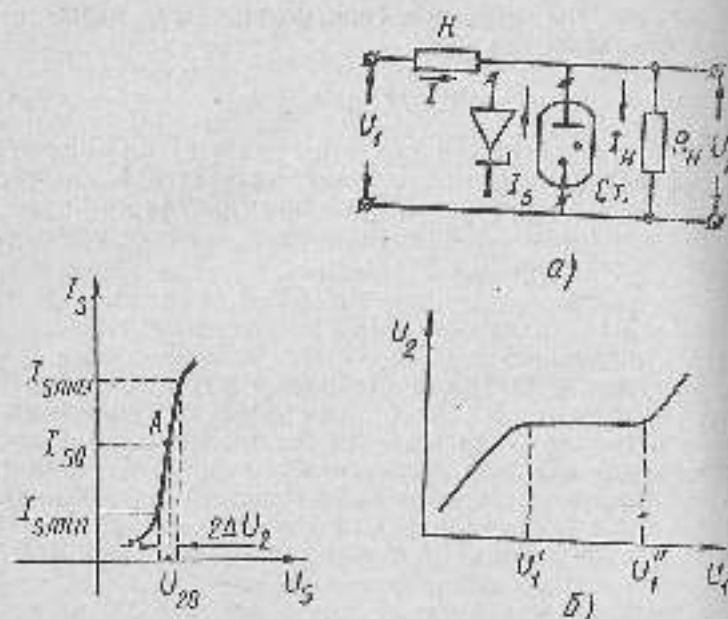
Ўзгармас қуялинини стабилизатори учун шундай чи-ққин бўлмаган элемент бўлиши керакки, ундаги по-тенциал тушуви ўтадиган токка боғлиқ бўлмаски. Бош-қича қилиб айтганда, чиққин бўлмаган элементнинг харақтеристикаси ўсувчан чиққин қисмга эга бўлиши керак. Ярим ўтказгичли (3.10 б-расм) ва газларда раз-ряд ҳолида асосида ишловчи стабилизаторлар (4.9-расм) эна шундай харақтеристикага эга.

Газоразряд стабилизатори кичик боимли инерт газ тўлатилган шина баллон кўрилишида бўлади. Унинг ичига икки электрод — анод ва катод жойлаштирилади. Катод катта юзага эга бўлиб, одатда цилиндрсимон шаклда яқлади ва ўқи бўйича анод сими тортилади. Инерт газ сифатида аргон, неон ва бошқа газ аралаш-маси ишлатилиши мумкин. (Стабилизаторларнинг като-ди киздорилмайди).

Стабилизаторлар разряд турига қараб тутамга ёки ток разрядли стабилизаторларда инерт газ ўрнига водород газдан фойдаланилади. Улар юқори (300÷1000 В) қуялинини қурилма бўлиб, ки-чик (бир неча ўн микроампер) токларда ишлайди.

Амалда тутамга разряд асосида ишлайдиган стаби-лизаторлардан кенг фойдаланилади. Уларда разряд ниқтида қуялинининг кичик ўзгариши жуда катта ток ўзгаришига сабаб бўлади, яъни қуялини токка боғ-лиқ бўлмай қолади (4.9-расм).

Стабилизатори схемасида стабилизатори нарузки реанс-торига параллель қилиб уланади. Шунинг учун кириш қуялинини ўзгаришларини ютиб қолиш учун у билан кетма-кет қилиб R резистор улавиши керак. У сдиди-ручи ёки балласт қаршиллик деб аталади (4.10 а-расм).



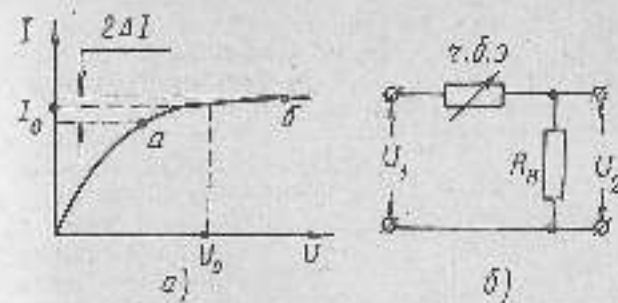
4.9-рәс. Стабилизаторның
вход-чыгыш характеристика-
сы.

4.10-рәс. Уңгармас кучлыгы
стабилизаторы: а — принципаль
схема, б — стабилизация графигы.

Агар кириш кучлыгы U_1 орта башлап, стабилизатордагы ток кичик булса, узун чыгыш кучлыгы U_2 ҳам орта башлайды. Кириш кучлыгы U_1 кыйметгә етсә, стабилизаторның ике қаршылыгы қамалды ва катта ток ұтады. Натыйжада R_N резистор шунтланып, умумий қаршылык докыйи бөлсб қолады. Шунса күре чыгыш кучлыгы узармас булып қолады (4.10 б-рәсх). Кириш кучлыгының ортақта кыйматы R балласт резисторда сундырылады.

Уңгармас токты стабилизация учун шундай чызыклы булмаган элементдан фойдаланыш керәкки, унда узгачи ток куйылаш кучлыгына боглык булмасин, анык чызыклы характеристикалы элемент булыш керәк (4.11 а-рәсх). Шунинг учун ишлаш вакытта чызыклы булмаган элементның ике қаршылыгы старлыкта катта булды.

Стабилизация элемент стабилизация схемасыда кирәкки резисторы биле кетмә-кәт улашады ва сундырыш чыгышлык вәзифасын бажарды (4.11 б-рәсх). Эле-



4.11-рәс. Уңгармас токты стабилизация элементның
кыштыгылы характеристикасы (а) ва стабилизация
схемасы (б).

мент характеристикасының түзгән чызыклы қесмида (4.11 а-рәсх) (а — б) оралык) кучлыгы ортақта башлап уныт ике қаршылыгы ҳам орта борады ва нагрузкадан ұтадылаш ток деярли ұтарышсыз қолады; кириш кучлыгының ұтарыш чызыклы булмаган элементта юнсыз қолады. Юз қояшты стабилизация булыш учун элементның ике қаршылыгы чысыз катта булыш керәк. Дөкян уныт булыш мүмкин эмәс, чыкки реал элементларның ике қаршылыгы чыкки кыйметлы булады.

Стабилизацияның сифаты ике қаршылыгының ике-келе — ұтарыш олыш тәвәти билән бөлсб булады. Түзгән режимда ике-келе лампалы диод ва бареттор деб аталаш элемент шундай хусусытты ала булады.

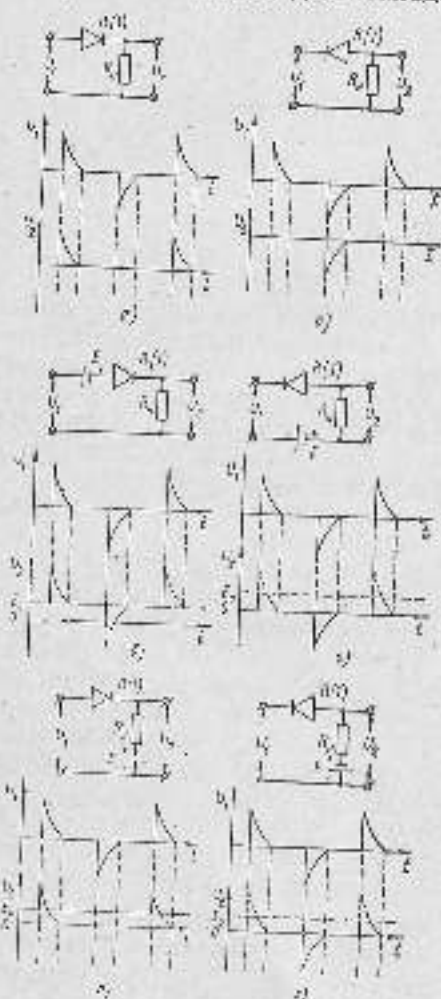
Бареттор икеде темпр ұзатп булган ва вәлоруд бу-гы сундырышты шунда ике-келе ике-келе. Темпр узак уч-ларда куйылаш кучлыгы ортақта билән қаршылыгы ҳам орта борады. Бу бөлсб кучлыгы ұтарышсыз бирор оралыгыда деярли музавосиб булады, аны элементдан узгачи ток деярли ұтарышсыз қолады (4.11 б-рәсх). Бареттор ике-келе элемент булган учун кучлыгының ұтарыш жуа сус бұлган қоллардагына фойдаланыш мүмкин.

4.7. Амплитудалары чыккан. Диодлы чыккагычлар

Вакытты тәвәти узгачи сигнал амплитудасының бирор қискини кесиб ташлаш жарады амплитудалары чыккан деб аталады. Уны ахалыг өшүрүш қуралы амплитуды чыккагычы бык чыккагыч деб аталады.

Чыккагычда чыгыш сигналының тәкки бирор сәт-сәт кириш сигналы тәкки билән мөс тушады, сунтра у

ўзгармас ёки кам ўзгарадиган бўлиб қолади. Чикши сигналнинг кириш сигнали шакли билан мос келадиган қиймати чеклаш чегараси (остонаси) ёки чеклаш сатҳи — баландлиги деб аталади.



4.12-расм. Кетма-кет диодли чеклагичлар ва уларнинг ишлари.

қутби (мусбат ёки манфий)ни ажратиб олишда;

Чеклаш жараёнида кириш сигналнинг амплитудаси ё қуйи томондан, ё юқори томондан чеклангани мумкин. Шунга қараб чеклаш ё қуйидан (минимал бўлишча), ё юқоридан (максимал бўлишча) деб аталади. Бир вақтда ҳам қуйидан, ҳам юқоридан чеклаш эса, *икки ёқлама чеклаш* бўлади.

Амплитудаларни чеклаш турли мақсадларда қўлланилади. Масалан:

— гармоник тебранишдан тўғри бурчакли, учбурчакли ва бошқа шаклдаги импульсларни ҳосил қилишда;

— сигналларнинг максимал ёки минимал амплитудасини чегаралашда;

— амплитудаси бирор қийматдан катта бўлган сигналларни ажратиб олишда;

— импульс сигналларнинг бирор

— давом этиш вақти жуда қисқа бўлган ўтқир импульсларни ҳосил қилишда ва бошқалар.

Амплитудаларни чеклаш жараёни чизиқли бўлмаган жараён бўлгани учун чеклагичлар чикши бўлмаган занжир бўлиб ҳисобланади.

Ҳозирда чеклагичларнинг жуда кўп турлари мавжуд. Улар чизиқли бўлмаган элементнинг тури ва хarakterистикасига қараб, қандай мақсадга хизмат қилишига ва жуда кўп бошқа белгиларига қараб синфларга ажратилади ва турлича номлар билан юритилади.

Диодли чеклагичлар схемаси икки хил бўлади: кетма-кет ва параллель. Кетма-кет схемада диод нагрузка резистори билан кетма-кет уланади ва сўндирувчи қаршилик вазифасини бажаради. Параллель схемада эса, у нагрузка резистори билан параллель уланади ва автоматик шунт вазифасини бажаради. 4.12-а-расмда диодли чеклагичнинг кетма-кет схемаси кўрсатилган. Агар нагрузка резисторининг қаршилиги етарлича бўлса мусбат импульслар учун занжирдаги токнинг оқиб қиймати

$$I = \frac{U_1}{R_n + R(I)}$$

бўлади. Чунки қучланишнинг мусбат қийматларидагина $R(I)$ — диоднинг тўғри ўтин қаршилиги чекли бўлади ва чикши қучланиши $R_n \gg R(I)$ бўлгани учун $U_2 \approx IR_n = \frac{R_n}{R_n + R(I)} U_1 \approx U_1$ деб қаралгани мумкин.

Манфий импульслар учун $R(I) = R_{\text{текс}}$. Агар $R_{\text{текс}} \gg R_n$ бўлса, тескари токни ҳисобга олмаслик мумкин. Шунга кўра кўрсатган схемада кетма-кет импульсларнинг амплитудаси қуйи томондан ноль баландлигида чекланади.

Агар схемадаги диоднинг улавиш бўғалини ўзгартирилса (4.12-б-расм), занжирдаги токнинг йўналиши ўзгаради ва амплитуда ноль баландлигида юқоридан чекланади.

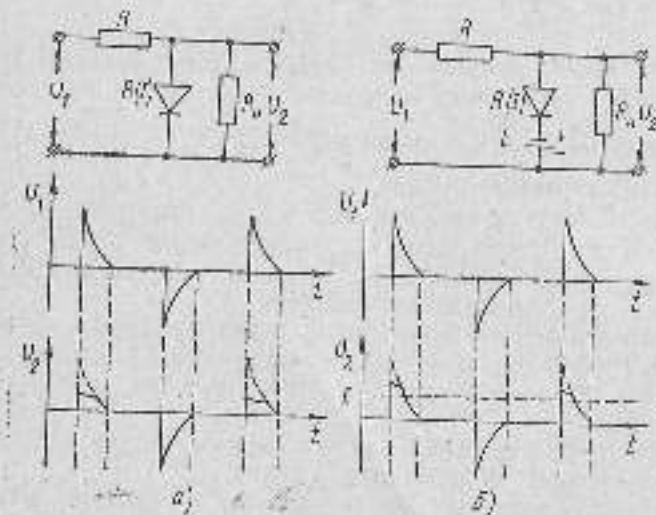
Демак, бу схемалар импульсларнинг бирор қутбланиш ажратиб учун хизмат қилади.

Чеклаш баландлигини тошдан фарқли қилиш учун чеклагич схемасига қўшимча ўзгармас ток маъбаи киритилади. Унинг улавиш ўрнига, қутбланишга ва қучланишнинг катталигига қараб диоднинг оқиб ток

ўтказиш хусусияти ўзгаради. Масалан, 4.12 а-расмда кўрсатилган схемада E жанба диоднинг анод ажжирган мусбат қутби анида тўғри келадиган қилиб ўланган. Шунинг учун кириш импульслари бўлмаганда ҳам диоддан ток ўтиб туради ва нагрузка резисторига E_0 кучланиш мавжуд бўлади. Агар шунда занжир киришга мусбат импульслар таъсир этса, занжирдан ўтувчи ток ва нагрузка резисторига потенциал тушуви ортади. Унинг ўзгариши кириш импульсларига мос бўлади. Занжирнинг киришга жанфий импульслар таъсир этганда эса, диоддан анод кучланиши нолга тенг бўлгунча, яъни кириш кучланиши жанба кучланишига тенг бўлгунча ($U_1 = E$) ток ўтади ва нагрузка резисторига потенциал тушуви ҳосил бўлади. $U_1 > E$ бўлган, диод ёпилади ва чиқиш кучланиши нолга тенг бўлади. Демак, бу схема амплитудани қуйидан чеклайди.

Диодли чеклагичларнинг параллель схемаси билан танишайлик. Бундай чеклагичга мисоллар 4.13-расмда кўрсатилган.

Чеклагичларнинг параллель схемасида диод билан кетма-кет қилиб R сўндирувчи резисторнинг ўланishi парт (4.13-расм). Унда катталик $R(I) \ll R \ll R_0$ тенгсизлик



4.13-расм. Параллел диодли чеклагичлар
ва уларнинг вақт диаграммалари.

ҳосилда тегилади. 4.14 а-расмдаги схемада кириш кучланиши сўндирувчи ва схемани эквивалент чиқиб қаршиликларига тақсимланади. Унда $R(I) \ll R_0$ бўлгани учун $R_{\text{экв}} = \frac{R(I)}{1+R(I)/R_0} \approx R(I)$ деб қаралади.

Мусбат кириш импульслари учун $R(I)$ жуда кичик бўлади (диод очик). Шунинг учун кириш кучланишининг асосий қисми R резисторда ютилади; чиқиш кучланиши жуда кичик бўлади.

Кириш кучланишининг жанфий импульслари учун диод ёпиқ бўлади ва чеклагич чиқишидаги кучланиш кириш кучланишига мос тушади. Демак, параллель диодли чеклагичда соф чекланиш ҳосил бўлмайди. Агар бунда диоднинг йўналиши ўзгартирилса, схеманинг ишлаш ҳолати ўзгарамайди. Фақат жанфий импульслар чекланади, холос.

Чеклаш балаандлигини ўзгартиш учун бу ҳолда ҳам схемага қўшимча жанба кириш керак (4.13 б-расм).

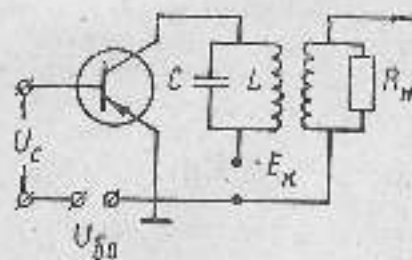
4.8. Частоталарни кўпайтириш

Чизиқли бўлмаган занжир токнинг спектрдан ω_0 частотали таъкил этувчини ажратиб олиш жараёни частоталарни кўпайтириш деб аталади. Буни амалга оширувчи қурилма частота кўпайтиргичи дейилади.

Тебранислар частотасини кўпайтириш жараёнидан кўри частотали тебранисларни ҳосил қилвида, ўлчаш техникасида ва бошқа ҳолларда кенг фойдаланилади. Частоталарни кўпайтириш жараёнининг асосий хусусияти шундаки, унда частотаси таъсир этувчи тебранис частотасига n марта каррали тебранис ҳосил бўлишида частотанинг оетлашиши кузатиламайди. Частотанинг ω_0 қийматдан четлашмиш катталик — костабилиги янажирга таъсир этувчи тебранис частотасининг костабилити билан белгилакади.

Частота кўпайтиргичларнинг ишлаш жараёни занжирдаги чизиқли бўлмаган элементнинг хусусияти ва таъсир этувчи тебраниснинг амплитудасига боғлиқ бўлади.

Қўшимча занжир чиқимидаги тебранис амплитудаси етарлича бўлиши учун таъсир этувчи тебранис амплитудаси катта қилиб олинади. Шунинг учун чизиқли бўлмаган элементнинг характеристикаси тўғри охиқ.



4.14-расм. Частота кўпайтири-
тишнинг содда схемаси.

нинг бурчаги кичраиб боради. Мисалан, тебраниш час-
тотасини пиклаштириш учун (4.7) формулага асосан
кески бурчаги $\theta = 60^\circ$, ушайтириш учун $\theta = 40^\circ$ ва ҳо-
казо, қилиб танлашни керак. Лекин θ нинг кичраиши
 α , кини максимал қийматига тезроқ кичрайтиради.
Ушунг етарличи бўлиши учун филтровкачи тебраниш
контурининг асослиги жуда катта бўлиши керак. Бу
частотани кўпайтиришнинг юқори қиррали бўлиши
чегаралайди. Шунинг учун битта кўпайтириш босқичи-
да тебраниш частотасини 4 мартагача орттириш жум-
кин. Ушдан орттир кўпайтиришга эришиш учун кўп бос-
қичли кўпайтиришларга ўтилади. 4.14-расмда частота
кўпайтиришнинг соддашатирилган схемаси кўрсат-
илган. Ушда коллектор токининг чекланиш даражаси
кески бурчагининг катталиги ва баъзага бериладиган
допий $U_{\text{бб}}$ силжиктиг кучланишига боғлиқ.

База токи база кучланиши эмиттерга нисбатан маъ-
фий ($U_{\text{бб}} + U_{\text{с}} < 0$) бўлганда шайдо бўлган учун кески бур-
чани

$$U_{\text{бб}} = U_{\text{с}} \cdot \cos \theta = 0$$

тенгликдан топилади.

Коллектор токининг амплитуда қиймати транзистор-
нинг динамик характеристикасидан аниқланади.

4.9. Модуляция ҳақида маълумот

Информацияни узоқ масофага узатиш юқори частотали
гармоник тебраниш ёрдамида амалга оширилади.
Буни қуйидагича тушутириш жумкин.

Электромагнит тебранишнинг эффектив узатиш ва қа-
бул қилиш учун антенна қурилмасининг геометрик ўл-
чамини узайтиришдан тебранишнинг тулқини узайлиги таъ-
тибиди бўлиши керак. Мисалан, частотаси 1000 Гц
бўлган электромагнит тебраниш тарқатиш (қабул
қилиш) учун антеннанинг узайлиги 300 км га яқин бў-
лиши керак. Табиийки, бундай антенна яшаш жумкин
эмас.

Информация узатишда юқори частотали тебраниш-
дан фойдаланиш антенна ўлчамини қисқартириш, теб-
ранишларини бир-биридан фарқлаш ва бошқа радио-
техник жуммоларини ҳам қилиш имконини беради.

Умумий кўринишида юқори частотали гармоник теб-
раниш қуйидагича ифодаланади:

$$y(t) = A \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (4.12)$$

Бунда ушунг амплитудаси — A , частотаси — ω_0 ва
босиланиш фазиси φ_0 ўзгаришс бўлиши. (4.12) ифода соф
гармоник тебранишдан иборат бўлади ва ҳеч қандай
информацияга эга бўлмайди. Агар узардан бирортаси
узатишнинг зарур бўлган ахборот қонуни бўлиши ўзгар-
тирилса, $y(t)$ тебраниш информацияга эга бўлади ва
модуляцияланган тебранишга айланади. Шунга кўра
тебранишлар модуляцияси деганда, юқори частотали
тебранишнинг бирор параметрини паст частотали теб-
ранишнинг ўзгариш қонуни бўлиши босқичини айта-
лади.

Юқори частотали тебранишнинг қайси бир парамет-
ри босқичлаштирилганга қараб модуляция жараёни ам-
плитуданинг ва бурчак модуляциясига ажратилади. Бур-
чак модуляцияси эса, ўз навбатида, частотавий ва
фазавий модуляцияга бўлинади.

Юқори частотали тебранишнинг частотаси ω_0 та-
хуш частота деб, паст частотали тебранишнинг мас-
тотаси Ω эса, модуляциянинг частота деб аталади.
Модуляциянинг барча тури учун $\omega_0 \gg \Omega$ тенгсизлик
ўришда бўлиши керак.

Умуман модуляцияланган тебраниш мураккаб бў-
либ, маълум частотавий спектрга эга бўлади. Ушунг
қандай бўлиши модуляцияланган тури ва узатилаёт-
ган ахборот характери билан белгиланади.

Фал ва техниканинг ривожланиши билан модуля-
циянинг янги турлари ҳам пайдо бўлди. Мас-
алан, импульсли модуляция. Уш янги импульсли маъ-

модуляция деб ҳам аталади. Ишқувалли модуляцияда ҳам гармоник тебраниш ҳодудамасидаги каби амплитудалар кетма-кетлигининг бирор тарамҳори ёки бир неча параметри ўзгариши зарур бўлган ахборотнинг ўзгариш қонуни бўйича бошқарилади. Масалан, амплитудалар кетма-кетлигининг амплитудаси бошқарилса, амплитуда — амплитудани модуляция (АИМ) деб, дароҳ элаш вақти бўйича модуляция (ДИМ) деб, тақорланиш частотаси ўзгаририлса, частота — амплитудани модуляция (ЧИМ) деб аталади. Агар амплитудани бошқа бир параметри ўзгаририлса, модуляция унга мос ном билан аталади.

Модуляция жароли шакли бўлмаган янжирда ахборот оширилади ва модуляциялиги тебраниш тебраниш контури ёрдамида ажратиб олинади.

4.10. Амплитудавий модуляция

Юқори частотали тебраниш амплитудасини паст частотали тебраниш билан ўзгариш қонуни бўйича бошқариш жароли амплитудавий модуляция деб аталади. Бунда юқори частотали тебранишнинг частотаси ва бошланғич фазаси ўзгариб бўлади.

Агар модуляцияловчи тебраниш оддий гармоник тебранишдан иборат бўлса, бундай ҳодуданинг токка модуляция деб аталади.

Шакли бўлмаган янжирга бир вақтда иккита $U = U_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ — юқори частотали ва $U_1 = U_{m1} \sin(\Omega t + \varphi_1)$ — паст частотали гармоник тебраниш таъсир этсин. Янжирда ҳосил бўладиган токка шаклиш учун бу тебранишларнинг дастлабки (4.2) ядроти қўйиш.

$$I = a_0 + a_1 U_1 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + a_1 U_{m1} \sin(\Omega t + \varphi_1) + a_2 U_m^2 \sin^2(\omega_0 t + \varphi_0) + a_2 U_{m1}^2 \sin^2(\Omega t + \varphi_1) + 2a_2 U_m U_{m1} \sin(\Omega t + \varphi_1) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \dots \quad (4.13)$$

Ундаги $2a_2 U_m U_{m1} \sin(\Omega t + \varphi_1) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ ҳисси $\omega_0 \gg \Omega$ тегишлили баъжарилса, амплитудаси $\sin(\Omega t + \varphi_1)$ қонуни бўйича ўзгариладиган ω_0 частотали тебраниш деб қараш мумкин. Шунинг учун янжирнинг натижаси (контур) ω_0 частотали сохланган бўлса, унда (4.13) ток спектридаги юқори частотали таъсир этувчи ва ω_0 частотали ўзгариладиган амплитудали таъсир этувчи ток:

$$I(t) = I_1 [1 + M \sin(\Omega t + \varphi_1)] \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (4.14)$$

натижа ва натижада

$$U(t) = U_m [1 + M \sin(\Omega t + \varphi_1)] \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (4.15)$$

потенциал тушуни ҳосил бўлади. Унда $I_0 = a_1 U_{m1}$, $U_0 = 2 \cdot I_0$, $M = 2 \frac{a_2}{a_1} U_{m1}$.

M коэффициент модуляция қонуни деб, $I(t)$ ва $U(t)$ — амплитудавий модуляциялиги тебранишлар деб аталади. M коэффициент модуляциялиги тебраниш амплитудасининг ўзгариш қатъийлиги афзолайтирилади.

4.15-расмда танал ҳодудасидаги тебранишнинг вақт диаграммаси кўрсатилган. Ундак модуляция қуқуралиги қўйилган шаклда шаклиш мумкин:

$$M = \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{max} + U_{min}} \quad (4.16)$$

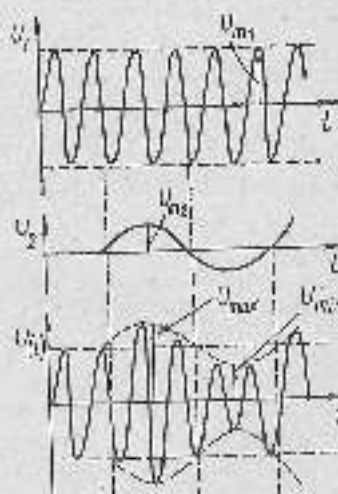
Модуляциялиги тебраниш шакли бузиламаслиги учун $0 \leq M \leq 1$ оралиғида ўзгариши керак.

Агар $M > 1$ бўлса, модуляциялиги тебраниш шакли бузилади. Уни ёта модуляция деб аталади.

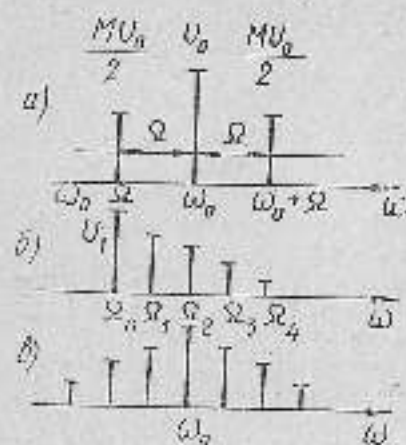
Амплитудавий модуляциялиги тебраниш мураккаб сигнал бўлиб, тоғал модуляция қилиш учун спектрида унга таъсир этувчи қатъийлиги:

$$U(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{U_0 M}{2} \sin(\omega_0 - \Omega)t + (\varphi_0 - \varphi_1) + \frac{U_0 M}{2} \sin(\omega_0 + \Omega)t + (\varphi_0 + \varphi_1) \quad (4.17)$$

(4.17) натижадаги 1 ҳисси баъжарилган юқори частотали тебранишдир. Иккинчи ва ҳисси ҳислар модуляциялиги натижасида бўлиб қалади. Уларнинг частоталари $\omega_0 + \Omega$ ва $\omega_0 - \Omega$, ҳисси равишда, юқори ва ҳисси частота:



4.15-расм. Тоғал модуляция қилишнинг вақт диаграммаси.

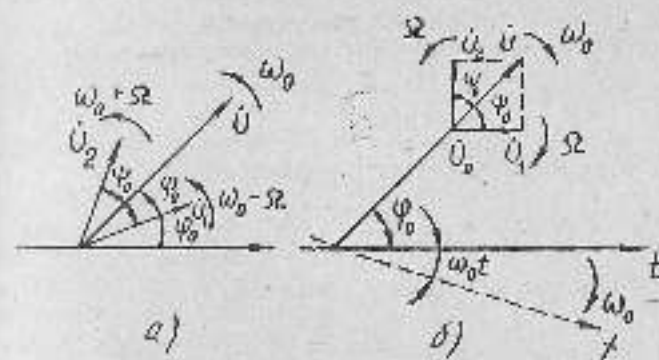


4.16-рәс. Тигиш (а) ва кураклы (б) модуляцияланган тебранишның спектр диаграммасы.

Демак, модуляцияланган тебраниш спектрида үч тил тапкыл этүче — тапсувач, юкери ва куйи ен частотали тебранишлар хосил булди. Би тебранишлар үз карбетиде халым частота спектрига эса. Унда юкери ен частота спектри модуляцияланган тебраниш спектрига мус коладж. Куйи ен частота спектри эса, ω_0 га нисбатан юкери ен частота спектрига кфате тасвири каби булди (4.16 б ва в-рәс).

Айрым холларда амплитудавий модуляцияланган тебраниш текпирити үчүн уйиш вектор диаграммасын дөйдалаш кулай. Бунинг үчүн үчү комлекс сохда агадиган ва соат стрёмасыга тескери бундиги харакаланышган радиус-векторлардиги бигандесиға теге деб караш кераш. Радиус-векторлардиги катсагига спектридаги ташкил этувчалар амплитудасыга сен жихатпен теге булди. Тонел модуляция халыда ташкил этувчалар 3 та булди үчүн радиус-векторлар $\vec{U}_2 = U_0 \cdot e^{i(\omega_0 - \Omega)t}$, $\vec{U}_1 = U_0 \cdot e^{i\omega_0 t}$ ва $\vec{U}_3 = U_0 \cdot e^{i(\omega_0 + \Omega)t}$ диге иборат. Бигеда $U_1 = U_2 = U_3 = \frac{U_0}{2}$. Уйиш вектор диаграммасы 4.17 а-рәсми кфрсатилган.

Алар комлекс ташкил соат стрёмасын бундигида ω_0 бурлак тешик билди харакаланыш деб караш, вектор ди-



4.17-рәс. Тонел модуляцияланган тебранишның вектор диаграммасы.

аграмманы кфрсатилган орталы. Чунки бунда $\vec{U}_0$ ташуучи тебраниш вектори кфрсатилас булди қолада ва ен частоталардиги векторлари $\vec{U}_1$ ва $\vec{U}_2$ эса, үзаро қарама-қарши бундигида Ω бурлак тешик билди харакаланыш. Шунинг үчүн амплитудавий модуляциян бундигида нелижаш вектор харадж $\vec{U}_0$ вектор бундигида жойланыш (4.17 б-рәс) ва уйиш фазасы ташуучи тебраниш фазасы билди үстм-үст түшди. Натыйжаны вектордиги ω_0 тешик билди харакаланыш ва үзү кфате проекцияси модуляцияланган тебранишдиги оий кфматкыи афодалейди.

Амплитудавий модуляцияланган тебраниш спектридиги кенсиги модуляцияланган тебраниш спектридаги эн юкери частотали ташкил этувчалыг частотасы билди белгиланыш ва куйидагыча булди:

$$\Delta\Omega = 2\Omega_{\max} \quad (4.18)$$

Амплитудавий модуляцияланган тебранишдиги кфрсатилган амплитудасы. Нагружка нифазасыга бажаруучи тебраниш контурыга ажрыадыган куваткыи оий кфматкыи куйидагыча афодаланыш:

$$P(t) = \frac{I_m^2 R}{2} \quad (4.19)$$

Унда $I_m = I_0(1 + M \sin \Omega t)$ — модуляцияланган тебраниш амплитудасы. $P(t)$ куват куйидагы турларга ажрыадыш:

1. Ташувчи тебраниш режимдаги қувват (модуляция йўқ ҳол). Унда «сукуват режими» дейилади;

$$P_0 = \frac{I_0^2 R}{2} \quad (4.20a)$$

2. Максимал режимдаги қувват:

$$P_{\max} = \frac{I_{\max}^2 R}{2} = \frac{I_0^2 (1+M)^2}{2} R = P_0 (1+M)^2 \quad (4.20b)$$

3. Минимал режимдаги қувват:

$$P_{\min} = \frac{I_{\min}^2 R}{2} = \frac{I_0^2 (1-M)^2}{2} R = P_0 (1-M)^2 \quad (4.20c)$$

4. Эртача қувват (бир давр учун);

$$P_{\text{эрт}} = \frac{[I_0(1+M \sin \Omega t)]^2}{2} R = P_0 (1+0,5M^2) \quad (4.20d)$$

Бу ифодадан кўриналики, амплитудавий модуляцияланган тебранишнинг қуввати вақтга кучли боғлиқ экан. Юз фоизли модуляция ҳолида ($M=1$) $P_{\max} = 4 P_0$ ва $P_{\text{эрт}} = 1,5 P_0$ бўлади. Бу энг яхши модуляцияланган режими ҳосил қилишда ҳам қўришга қувватнинг жуда оз қисмидан фойдаланиш мумкин эканини кўрсатади. У амплитудавий модуляция жараёнининг асосий каҷавлигидир. Бундан ташқари, амплитудавий модуляция жараёни табиқий ва индустриал таъсирларга боғлиқ бўлади. Чунки улар тебраниш амплитудасини кўпимча модуляциялаб, фойдали тебранишни бузди. Шунга қарамай амплитудавий модуляция жараёни энг кенг тарқалган модуляциялаш тури бўлиб ҳисобланади. Бунга сабаб, бир томондан, модуляциялаш аҳамияти ошқувчи қўрилманинг соддалиги бўлса, иккинчи томондан, модуляциялаш жараёнининг кенг частота диапазонида амалга оширишнинг мумкинлигидир.

4.11. Бурчак модуляцияси

Бурчак модуляциясида (4.12) юқори частотали тебранишнинг амплитудаси ўзгармаган ҳолда унинг аргументи модуляцияловчи тебранишнинг ўзгариш қонуни бўйича ўзгаради.

4.18-расмда бурчак модуляциясининг вақт диаграммалари келтирилган. Унда аргумент $\Phi(t) = \omega_0 t + \varphi_0$ ω_0 частота ёки φ_0 бошланғич фаза ўзгаришисини сабабли ўзгариши мумкин. Шунга кўра бурчак модуляция частотавий ва фазавий модуляцияларга ажратилади. Лекин улар орасида кескин чегара йўқ, чунки ҳамма вақт частота ўзгариши фаза ўзгаришига, фаза ўзгариши эса, частота ўзгаришига сабабли бўлади.

Бурчак модуляциясида тебранишнинг ўзгариш қонуни унинг вектор диаграммаси орқали аниқроқ тасвирланади. Лекин бунда икки вектор — ташувчи ва модуляцияловчи тебранишлар векторларининг аниқ ҳақидаги маълумотга эга бўлиш талаб этилади. Информация икки вектор орасидаги бурчак кўринишида ифодаланиши мумкин. Биринчи ҳол фазавий модуляцияга мос келса, иккинчиси — частотавий модуляцияни ифодалайди. Улар қуйидаги кўринишда ифодаланади:

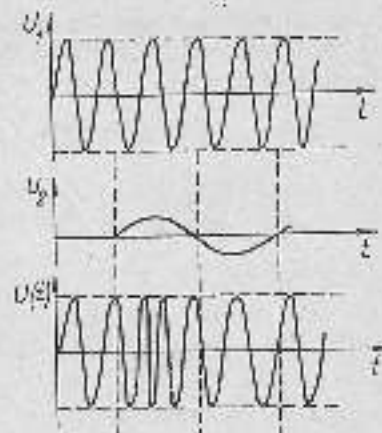
$$\Phi(t) = \int_{t_0}^t \omega(t) dt \quad \text{яки} \quad \omega(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (4.21)$$

Бунда t_0 — t_1 —модуляциялаш содир бўладиган вақт оралиғи.

Тенал модуляция ҳолида кўрайлик. Фараз қалайлик, юқори частотали тебранишнинг частотаси гармоник тебраниш қонуни бўйича ўзгарсин (частотавий модуляция):

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega U_{m2} \cos \Omega t = \omega_0 + \omega_2 \cos \Omega t \quad (4.22)$$

Бунда $\omega_2 = \Delta\omega U_{m2}$ —частота девиацияси деб аталган ва



4.18-расм. Бурчак бўйича модуляцияланган тебранишнинг вақт диаграммаси.

юқори частотали тебраниш частотасининг ўзгариш амплитудасини ифодалайди. (4.21) ифодаси бинсон тебранишнинг тўлиқ фазаси

$$\Phi(t) = \int (\omega_0 + \omega_x \cos \Omega t) dt = \omega_0 t + \frac{\omega_x}{\Omega} \sin \Omega t \quad (4.23)$$

бўлади. Шунга кўра частотавий модуляцияланган тебраниш қуйидагича ифодаланган:

$$y(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \frac{\omega_x}{\Omega} \sin \Omega t) = A_0 \sin(\omega_0 t + m \sin \Omega t) \quad (4.24)$$

Бунда $m = \frac{\omega_x}{\Omega}$ — *модуляция индекси* (кўрсаткичи) деб аталган ва частотавий модуляцияланган тебраниш фазасининг ўзгариш амплитудасини ифодалайди.

Худди шу тарғибда фазавий модуляцияни кўрайлик. Унда тебраниш фазаси

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi \sin \Omega t = \varphi_0 + \varphi_{\max} \sin \Omega t \quad (4.25)$$

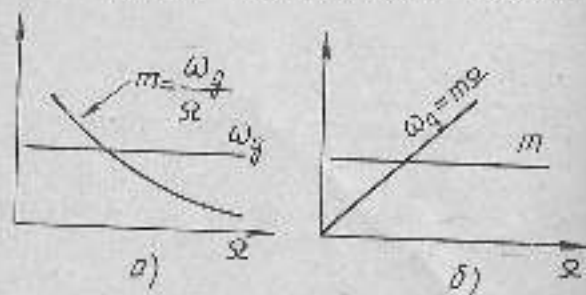
қонуни бўлиши ўзгаради ва $\varphi_{\max} = \Delta\varphi U_m$ кагталик тебраниш фазаси ўзгаришнинг амплитуда қийматица характерланади. Юқори частотали тебранишнинг тўлиқ фазаси

$$\Phi(t) = \omega_0 t + \varphi_{\max} \sin \Omega t + \varphi_0 \quad (4.26)$$

бўлиб, $\varphi_0 = 0$, $\varphi_{\max} = m$ ҳолда фазавий модуляцияланган тебраниш қуйидагича ифодаланган:

$$y(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + m \cos \Omega t) \quad (4.27)$$

(4.24) ва (4.27) ифодаларининг ўхшаш бўлиши частотавий ва фазавий модуляциялар орасидаги туб фарқни кўрсата олмайди. У модуляцияловчи тебраниш частота



4.16-рису. Частотавий (а) ва фазавий (б) модуляцияда ω_0 ва φ_0 нинг частотавий характерликлари.

сини Ω ўзгаришида ёки мураккаб сигнал орқали ҳоду-
ланниладида камбўён бўлади.

Частотавий модуляцияда частота девиацияси, фазавий модуляцияда эса, модуляция индекси модуляцияловчи тебраниш амплитудасига мўтавофиб бўлиб, унинг частотасига боғлиқ бўлмайди. Бу хусусият 4.19-рисунида тасвирланган. Унда модуляцияловчи тебранишнинг амплитудаси ўзгариш бўлиб, частотаси бирор $\Omega_{\min}$ ва $\Omega_{\max}$ қийматлар орасида ўзгаради, экинчи ўзгаради.

Бурчак модуляциясида тебраниш спектри қандай бўлишини аниқлаёйлик. Бунинг учун (4.24) ифодани қуйидагича ёзиб оламиз:

$$y(t) = A_0 \cos(m \sin \Omega t \sin \omega_0 t + \sin(m \sin \Omega t) \cos \omega_0 t) \quad (4.28)$$

Демак бурчак модуляциясида модуляцияловчи тебраниш ҳатто янқа гармоник тебраниш бўлганда ҳам модуляцияланган тебраниш мураккаб бўлиб, табиати модуляция индекси m га боғлиқ экан. Шунинг учун у икки хусусий ҳолда текширилади:

I. $m \ll 1$ — модуляция чуқурлиги оз бўлган ҳол.

II. $m \gg 1$ — чуқур модуляция ҳоли.

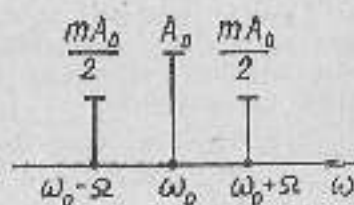
Модуляция чуқурлиги оз бўлган ҳолда (4.27) дан қиёла бўладиган ифодаларда

$$\sin(m \sin \Omega t) \approx m \sin \Omega t \quad \text{ва} \quad \cos(m \cos \Omega t) \approx 1$$

қаматиришларни ўтказсак, у қуйидаги кўринишга келади:

$$y(t) \approx A_0 \sin \omega_0 t + \frac{\pi}{2} \sin(\omega_0 + \Omega)t - \frac{\pi}{2} \sin(\omega_0 - \Omega)t \quad (4.29)$$

Демак, бурчак модуляцияси бир тонали бўлса, модуляция чуқурлиги кичик бўлганда худди (4.17) амплитудавий модуляцияланган тебраниш каби тебраниш спектрида ташувчи частота билан яқинда ён частотали тебраниш ҳосил бўлиб экан. Ўзининг фарқи қуйи ва юқори ён тебранишлар орасидаги фаза солишилади.



4.25-рису. $m \ll 1$ ҳол учун бурчак бўлиши модуляцияланган тебранишнинг спектри диаграммаси.

У 180° га тенг. Бу ҳол учун спектрал диаграмма 4.20-расмда кўрсатилган. Унда ташкил этувчилар орасидаги фаза фарқи ҳисобга олинмаган. Шунинг учун спектрал диаграмманинг табиати амплитуданинг модуляцияланган тебранишнинг спектрал диаграммасига ўхшашдир (4.16-а-расм). Бир частотада тебранишлар амплитудаси бир-бирига тенг. Шунга кўра модуляция индекси m модуляция чуқурлиги коэффициенти M га мос келади.

Модуляция индекси m нинг ортини билан (4.29) ифода ва 4.20-расмда кўрсатилган спектрал диаграмма ҳақиқий воқеаларни ифода қилади. Сабаби би частотали ташкил этувчиларнинг амплитудаси ҳам, фазаси ҳам синуслар қонуни бўйича ўзгара бошлайди. Шунинг учун чуқур модуляция ҳолида ($m \gg 1$) модуляцияланган тебраниш спектрал ҳақида фикр юритиш учун $\sin(m \sin \Omega t)$ ва $\cos(m \sin \Omega t)$ функцияларнинг аниқ ифодасидан фойдаланиш керак. Модуляцияланган тебраниш бикта топдан иборат бўлган ҳол учун у қуйидагича ифодаланади:

$$y(t) = A_0 [J_0(m) \sin \omega_0 t + J_1(m) [\sin(\omega_0 + \Omega)t - \sin(\omega_0 - \Omega)t] + J_2(m) [\sin(\omega_0 + 2\Omega)t - \sin(\omega_0 - 2\Omega)t] + J_3(m) [\sin(\omega_0 + 3\Omega)t - \sin(\omega_0 - 3\Omega)t] + \dots + J_n(m) [\sin(\omega_0 + n\Omega)t - \sin(\omega_0 - n\Omega)t] + \dots] \quad (4.30)$$

Унда $J_n(m)$ — n — тартибли биринчи тур Бессель функцияси дейилади. Демак, частотавий ёки фазавий модуляцияланган тебранишнинг спектри чексиз сондаги би частотали ташкил этувчилардан ташкил тонади экан. Улар ташувчи частота ω_0 дан $n\Omega$ га фарқ қилади ва $A_n = J_n(m) A_0$ амплитудата эса бўлади.

Шун айниш керакки, бурчак модуляциясида модуляцияланган тебранишнинг энергетик хусусиятлари амплитудавий модуляцияланган тебранишникидан яхшироқ бўлади. Қувавати эса, ўзгарибсиз. Сабаби бир даврдаги ўртача қувават

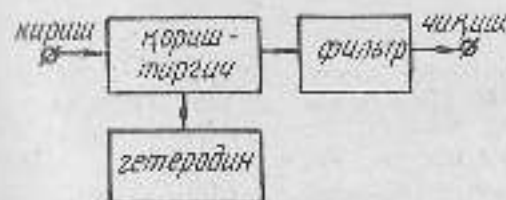
$$P_{\text{от}} = \frac{1}{2} \int_0^T \frac{U^2(t)}{R} dt = \frac{U_0^2}{2R}$$

бўлиб, барча даврлар учун ўзгарибсиз қолади. У модуляцияланган тебраниш даврлари учун ҳам шундай аниқланади. Шунга кўра частотавий ва фазавий моду-

ляцияланган тебранишнинг ўртача қувавати модуляция бўлмаган ҳолдаги қиймати билан бир хил бўлади, яъни (4.30) ифодага бинсан у спектр ташкил этувчиларига тақсимлангандир.

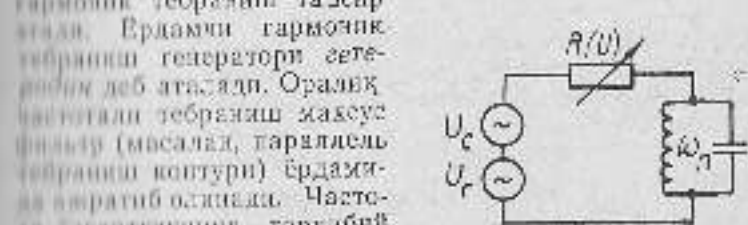
4.12. Частоталарни ўзгартиш

Тебраниш қонунини ўзгартмаган ҳолда сигнал спектрини частота ўқи бўйича сйлжитиш частоталарни ўзгартиш деб аталади. Шунга кўра модуляцияланган сигналнинг частотаси ўзгарткианда унинг ташувчи частотаси ё оширилади, ёки кичирайтирилади, лекин модуляция тури ва модуляция қонуни ўзгарибсиз сақланади. Тебранишнинг сйлжитиш натижасида ҳосил бўлган янги ташувчи частотаси ω_n *оралиқ частота* деб аталади.



4.21-расм. Частота ўзгарткининг туркибий схемаси.

Частотани ўзгартиш ё чиққан бўлмаган элемент ёрдамида, ёки параметри ўзгарибсиз чиққан элемент ёрдамида амалга оширилади. Улардан тузилган заужир қоритишчига деб аталади. Унга бир вақтда иккита тебраниш — сигнал ва хатта амплитудали ёрдамчи гармоник тебраниш таъсир этади. Ёрдамчи гармоник тебраниш генератори гетеродин деб аталади. Оралиқ частотали тебраниш хаёсус функция (масалад, параллель тебраниш контури) ёрдамида ажратиб олинади. Частота ўзгарткининг таркибий



4.22-расм. Частота ўзгарткининг экиппиент схемаси.

ки усулда жорий қилинади: мустақил генератор сифатида ёки қоритиригуви аъён элемент асосида. Иккинчи ҳолда қоритиригич бир аяқда генератор вазифини ҳам бажаради. Шунинг учун частота ўзгаришларини ахалий схемалари хилма-хилди. Уларни 4.22-расман кўрсатилган эквивалент схема асосида умумлаштириш мумкин.

I ҳол. Қоритиригич чизикли бўлган элементда асосий бўлсин. Бу ҳолда ундаги ток (4.2) формула орқали ифода қилинади. Шунинг учун ситвал модуляцияланмаган бўлса, частотанинг ўзгариш эффекти $I(t) = 2a_2 U_1 U_2$ ҳад қисбига жорий бўлади. Агар $U_1 = U_m \cos \omega_1 t$ ва $U_2 = U_m \cos \omega_2 t$ тарқоми тебранишлар бўлса, тебраниш контурада потенциал тушуви ҳисоб қилинган ток (4.9 б) ифодага билин қўйилганича бўлади:

$$I(t) = 2a_2 U_m U_m [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_2 - \omega_1)t] \quad (4.31a)$$

Ушбу ҳолда ўзгартирилган частота бўлиб $\Delta\omega = \omega_1 \pm \omega_2$ ҳисобланади. Амалда частота ўзгаришда частотани кўрайдиринган кенг фойдаланилади, яъни оралиқ частота қилиб $\omega_0 = \omega_1 - \omega_2$ олинади. Частота ўзгаришнинг контури ана шу частотани содланади. Ундан олинган кучларни $U_1 U_m$ қўйилганича ҳисобланади. Агар ситвал модуляцияланган бўлса, унинг умумий кўрсатиш қўйилганича бўлади:

$$U_1(t) = U_m(t) \cos[\omega_1(t)t]$$

Бунда $U_m(t)$ ва $\omega_1(t)$ вақтга боғлиқ функциялар бўлиб, модуляция турали боғлиқ ўзгаришдан катталарлар. Шунинг учун

$$I(t) = 2a_2 U_m(t) U_m [\cos(\omega_1(t)t + \omega_2 t) + \cos(\omega_1(t)t - \omega_2 t)] \quad (4.30b)$$

кўрсатишда ифода қилинади. Масалан, (4.15) амплитудавий модуляцияланган тебраниш частотаси ўзгаришларга, (4.31 б) ифода қўйилган кўрсатишга олинади:

$$I(t) = I_0(1 + M \sin \Omega t) \cos(\omega_0 - \omega_1)t \quad (4.32)$$

Демак, агар детеродиянинг кучларини ва частотаси доимий бўлса, чизикли бўлмаган элемент характеристикасини квадратик қисмида ҳисоб қўйилган частота ўзгаришга бўлиниши бўлади. Частота ўзгаришларини

иқинидаги оралиқ частотали тебранишнинг амплитудаси ва частотаси хили ситвалнинг ўзгариш қонунига мос тушади.

II ҳол. Қоритиригич параметри ўзгаришдан чизикли элементда йилиган бўлсин. Бунда элемент характеристикасини қилиқ коэффициент тебраниш кучларини бағлиқ ҳолда ўзгариш керек:

$$S(t) = S_0 + S_1 \sin \omega_1 t + S_2 \sin^2 \omega_1 t + \dots \approx S_0(1 + \eta \sin \omega_1 t) \quad (4.33)$$

Шунга кўра частота ўзгариш эффекти қўйилганича бўлади:

$$I(t) = S(t) U_2 = S_0 U_m \sin \omega_1 t + \frac{\eta S_0 U_m}{2} \cos(\omega_1 - \omega_2)t + \frac{\eta S_0 U_m}{2} \cos(\omega_1 + \omega_2)t \quad (4.34)$$

Бунда ҳам билиб $\omega_1 - \omega_2$ ёки $\omega_1 + \omega_2$ частотали тебранишга содланган бўлади.

Частоталарни ўзгаришдан нимадун ситвал частотасини ўзгаришда ва радио алоқа қўйилганларида кенг фойдаланилади.

4.13. Детекторлаш

Модуляцияланган юқори частотали тебраниш тарқатидаги модуляцияланган тебраниш ажратиб олиш жараёни *детекторлаш* деб аталади. Ёкибиров, детекторлаш модуляцияга тесқари жараёндар. Шунинг учун ушбу *демодуляция* деб ҳам аталади. Лекин детекторлаш жараёнида юқори частотали тебраниш модуляцияланган ҳолда ҳам фойдаланилади. Шунинг учун умумий ҳолда детекторлаш деганда юқори частотали тебранишнинг бирор параметрини ажратиб олиш жараёни тушунади. Шунга кўра детекторлаш жараёни юқори частотали тебранишнинг амплитудасини, частотасини, фазасини, тебраниш бирор қисмининг давоқ этиш вақтинин, бу параметрларини ўзгаришлари ва билиқ қатор катталарини аниқлаш жараёни беради.

Детекторлаш жараёни чизикли бўлган янширларда амалга оширилади. Лекин ҳар қандай чизикли бўлмаган замири ҳам детекторлаш эффективли ҳисоб қилинади. Детекторлаш эффектив бўлиши учун замиридан юқори частотали тебраниш ўтганда унда ўзгариш

ташқил этувчи токнинг орттирмаси нужудга келиши керак. Ани шу оттирса таркибда фойдали тебраниш бўлади.

Бизга (4.2) кўрсатилган полином орқали ифода қилинган таъқили бўлмаган экижир беришга бўлади. Унда $U = U_m \sin \omega_0 t$ юқори частотали тебраниш таъқил элини:

$$I = a_0 + a_1 U_m \sin \omega_0 t + \frac{a_2 U_m^2}{2} (1 - \cos 2 \omega_0 t) + \frac{a_3 U_m^3}{2} (1 - \cos 2 \omega_0 t) \sin \omega_0 t + \dots$$

Бу ифодадаги

$$AI = \frac{1}{2} a_2 U_m^2 \quad (4.35)$$

катталик юқорида айтилган топ оурирмаси бўлиб, унинг катталиги юқори частотали тебраниш амплитудаси U_m га мувофиқдир. Шунга кўра у детекторлаш эффекилар.

Демак, детекторлаш эффеки полиномнинг квадратик ҳаддига ҳисобга олинга келиди. Тоқ даражали ҳадлар эса, бу эффекига берилади. Булдан детекторлаш жараёни полиноми юқори даражали ҳаддига эга бўлган чиқиқли бўлмаган экижирларда эҳтимо экирлиги юқори даража кўрсатади. Харакирликнинг квадратик қонун бўйича ўзгаришган эҳтимолини таъқил бўлмаган экижир юқори кўрсаткича эга бўлади.

Модуляция турли қараб детекторлар частотали, амплитудали, фазалии ва бошқа детекторларда кўрсатилади.

Амплитудалии детекторлар учун модуляцияланган тебраниш амплитудаси катта аҳамиятга эга. Шунга кўра детекторлаш кўрсаткича ва чиқиқли детекторларни ажратилади.

Квадратик детекторлашда амплитуда кичик қиймати бўлади. Шунга учун уни кичик амплитудаларни детекторлаш деб ҳам аталади. Чиқиқли детекторлашда эса, тебраниш амплитудаси старонин катта бўлади ва катта амплитудаларни детекторлаш деб аталади.

4.14. Квадратик детекторлаш

Квадратик детекторлашнинг ўрғанишда юқори частотали тебраниш амплитудаси кичик бўлган учун (4.2) полиномнинг квадратик ҳади билан чегираланган му

вои. У ҳолда (4.35) ифода детекторлаш эффеки бўлиб ҳисобланади. Агар U_m ни (4.14) амплитудалии модуляцияланган тебранишнинг амплитудаси деб қарасан, у қуйидагича ифодаланлади:

$$AI = \frac{1}{2} a_2 U_m^2 (1 + M \sin \Omega t)^2 = \frac{1}{2} a_2 U_m^2 [1 + 2M \sin \Omega t + \frac{M^2}{2} + \frac{M^2}{2} \cos 2 \Omega t] \quad (4.36)$$

Бу ифодадаги $a_2 U_m^2 \sin \Omega t$ катталик фойдали тебраниш ҳисобланади. У детектор нагзувасидан ажратиб олиниши керак. Лекин 2Ω частотали ташқил этувчи ҳам частотали тебраниш бўлган учун у ҳам нагзувада ажратилиб ва фойдали сизгалии бўлади. Бу бўлиши чиқиқли бўлмаган бузилиш бўлиб, (4.10) ифода орқали ҳисобланади. Шунга кўра квадратик детекторлашда чиқиқли бўлмаган бузилиш

$$\gamma = \frac{M}{2} \quad (4.37)$$

бўлади. Бу ҳол чиқиқли бўлмаган бузилишлар коэффициентини M модуляция чуқурлиги коэффициентига бўлиш бўлишини кўрсатади ва детекторга юз фоизли модуляцияга эга тебраниш ($M=1$) таъқил элиганда у 50 фоизли ташқил этади.

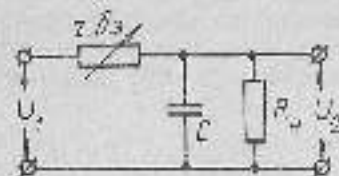
Модуляцияланган тебранишнинг харакирлиги орқали билан, детектордаги чиқиқли бўлмаган бузилишлар ҳам орқали боради. Масалан, детекторга Ω_1 ва Ω_2 частотали иккита тармонли тебраниш орқали модуляцияланган тебраниш:

$$U(t) = U_0 [1 + M_1 \sin \Omega_1 t + M_2 \sin \Omega_2 t] \sin \omega_0 t \quad (4.38)$$

таъқил эли, детекторлаш эффеки қуйидагича ифодаланлади:

$$AI = a_2 U_0^2 \left[\frac{1}{2} + \frac{M_1^2}{4} + \frac{M_2^2}{4} + M_1 \sin \Omega_1 t + M_2 \sin \Omega_2 t - \frac{M_1^2}{4} \cos 2 \Omega_1 t - \frac{M_2^2}{4} \cos 2 \Omega_2 t + \frac{M_1 M_2}{2} \cos (\Omega_2 + \Omega_1) t - \frac{M_1 M_2}{2} \cos (\Omega_2 - \Omega_1) t \right] \quad (4.39)$$

Унда Ω_1 , Ω_2 , $2\Omega_1$ ва $2\Omega_2$ частотали ташқил этувчилардан ташқари ани $\Omega_1 + \Omega_2$ қосбилган частотали ташқил этувчилар ҳам келяди. Уларнинг амплитуда-



4.23-расм. Детекторнинг содда схемаси.

ган частотали ташқил этувчилардан кўра кўтроқ ҳисса қўшади.

Детекторлаш эффектнинг ажратиб олиш учун детекторнинг нарузкаси етарлича катта ўтказкич соҳасига эга бўлиши керак. Дектн ўтказкич соҳасининг ҳалдан ташқари кенг бўлиши агарли тебранишларнинг ҳам нарузкада ажратиб чиқишга сабаб бўлади. Шунинг учун детекторларда нарузка етбатлида босқичли тебраниш ҳоҳуларидан фойдаланилади. Чунки уларнинг ўтказкич соҳаси тўртн тўртбурчак шаклига яқин бўлади. Агар зарарли тебранишлар оз бўлса, фойдали тебранишнинг филтрланиш нарузка резисторига параллел қилинган конденсатор ёрдамида ямалса ошйрилади (4.23-расм). Бунда филтр элементлари

$$\frac{1}{\omega C} \ll R_0 \approx \frac{1}{\omega C} \gg U_0 \quad (4.40)$$

теңсизликлар атосида таяланиши керак. Детекторларда ҳосил бўладиган чиқкичи бўлмаган бузиллишлар икки йўл билан камайтирилади:

1. Модуляция чуқурлигини камайтириш;
2. Детекторлашувчи сисламани кучайтириб олиш.

4.15. Чизикли детекторлаш

Чизикли детекторларда модуляцияли тебраниш амплитудаси етарлича катта бўлган учун занжирдаги чиқкичи бўлмаган элементнинг характеристикасининг тўғри чизиклар кесмаси билан ямаштирилади (4.24-расм). Бунда А бошлангич ишчи нуқта кесмаларининг баъдат бирортасидасига (яА ёки бА) қараматилса, хирини оғинали чиқишда ўзгаринишга бўлади. Шунинг учун занжирдаги токнинг ўртача қиймати калга тенг.

Агар анижирнинг иш раҳовин бир вақтда иккити

(ёки ундаи ортик) тўғри чиқкич кесмасига тўғри келса, токнинг бир бўланилидиги нулуьси иккити бўланишдаи амплитудасидан фарқли бўлади ва унинг ўртача қиймати калдан фарқ қилиди. Аниқлашганича, токнинг ани ну ўртача арифметик қиймати детекторлаш эффектдаи ёфоталайди. Бошқача қилиб айтганда, модуляцияли тебраниш токнинг калгалиги модуляциялиган тебраниш тилегида ҳосил бўладиган токнинг мусбат ва минфий амплитудаларининг ўртача арифметик қийматига мутаносиб бўлади. Масалан, А ишчи нуқта тўғри чизик кесмаларининг кесилиши жонкаи таялган бўлса, тилебр атувчи тебранишнинг мусбат яриш даврида минираи $I_0^{+} = I_0 + S_1 U_0 (1 + M \sin \Omega t)$ амплитудали, минфий яриш даврида эли, $I_0^{-} = I_0 - S_2 U_0 (1 + M \sin \Omega t)$ амплитудали ток ҳосил бўлади ($S_1 = \lg \alpha_1$ ва $S_2 = \lg \alpha_2$ — кесмаларининг қилтек коэффициентлари). Шунга кўра, I_0^{+} ва I_0^{-} нинг ўртача арифметик қиймати

$$I_{0-1} = I_0 + \frac{S_1 - S_2}{2} U_0 + \frac{S_1 - S_2}{2} M U_0 \sin \Omega t \quad (4.41)$$

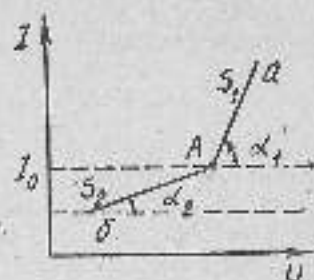
бўлади. Ундаи

$$\Delta I = \frac{S_1 - S_2}{2} M U_0 \sin \Omega t \quad (4.42)$$

ифода детекторлаш эффективдир. У иккитидаган частотали ташқил этувчида эга эмас. Модуляциялиги тебраниш хуракиб характега эга бўлганда ҳам иккитидаган частотали ҳаллар ҳосил бўлхайд. Масалан, модуляциялиги тебраниш иккити сарманеж тебранишдан иборат бўлса, детекторлаш эффективи қуйидагича бўлади:

$$\Delta I = \frac{S_1 - S_2}{2} M_1 U_0 \sin \Omega_1 t + \frac{S_1 - S_2}{2} M_2 U_0 \sin \Omega_2 t \quad (4.43)$$

Демак, чизикли детекторларда, квадратик детекторларидан фарқли чизикли бўлмиган бузиллишлар бўлмас (ёки жуда оз бўлар) экан. Ундаи ташқари, детектор-



4.24-расм. Чизикли детекторлардаи чизикли бўлмиган элементнинг тилебр яриш характегишмаси.

лент ефекти модуляция циркуити M нинг ортнини билан експланкб боради.

4.16. Синхрон детекторлаш

Амплитудавий модуляцияланган тебраишларни частоталарни ўзгартини ёрдамида детекторлаш *синхрон детекторлаш* деб аталади. Бунда сигнал частотаси гетеродио частотасига тенг қилиб олинади: $\omega_c = \omega_r$.

Ҳақиқатан ҳам (4.34) ифолада $\omega_c = \omega_r$ деб олинса, у қуйидаги кўринишга келади:

$$I(t) = S_0 U_m \sin(\omega_c t + \varphi_r) + \frac{n S_0 U_m}{2} \cos(\varphi_r - \varphi_c) - \frac{n S_0 U_m}{2} \cos(2\omega_c t + \varphi_r + \varphi_c) \quad (4.44)$$

Унинг иккинчи ҳади детекторлаш эффектидир. Чунки у U_m сигнал амплитудасига мис равишда ўзгаради. Уни RC — филтр ёрдамида ажратиш олинш мумкин. Тавал модуляцияланган тебраиш учун у қуйидагича ифодаланади:

$$\Delta I = \frac{n S_0 U_0}{2} (1 + M \sin \Omega t) \cos(\varphi_c - \varphi_r) \quad (4.45)$$

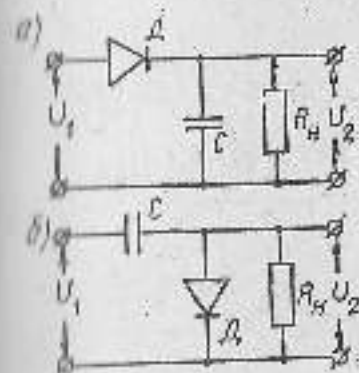
Синхрон детекторлашдан ҳам қувватли сигнални шонқин таркибидан ажратиш олиншда фойдаланылади. Бунда $\cos(\varphi_r - \varphi_c)$ кўпайтувчи детекторлаш фазы таппаш хусусиятини ифодалайди. Шунинг учун тебраишларнинг частоталари тенг бўлса ҳам, улар фазалари жопхатдан бар-биридан фарқ қилади.

4.17. Диодлы детектор

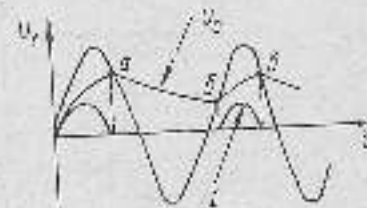
Диоднинг нагрзуки резисторига нисбатан улаанишга қараб диодлы детектор кетма-кет ёки параллелб детекторга ажратилади. Ихкада ҳолда ҳам у сигнал амплитудасига қараб квадратик ёки чизикли детекторлаш режимда ишлаши мумкин.

Кетма-кет диодлы детекторнинг ишлаш принципи билан танишайлик. Унинг схемаси 4.25 а-расмда кўрсатилган. Қулайлик учун диодни идеал (тескари ток нолга тенг) деб ҳисоблаймиш.

Бошланғич ҳолатда конденсатордаги қучланиш нолга тенг бўлади. Шунинг учун кириш қучланишнинг мусбат ярим даври таъсир эта бошлаши билан диоддан ток ўтиб, конденсаторни зарядлай бошлайди. Нагрзуки



4.25-расм. Диодлы детекторнинг ҳолати: (а) ва (б) схемаси.

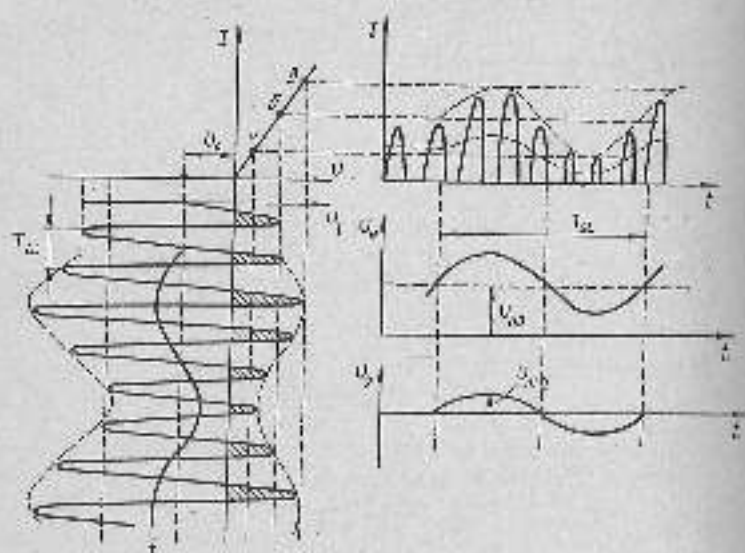


4.26-расм. Модуляцияланган тебраишнинг детекторлаш.

резистори конденсаторга параллелб уланган бўлгани учун чиқиб кучланиши конденсаторнинг қучланишига тенг бўлади. Лекин конденсатор қучланишдан хирин қучланишига тескари ййналган. Шунинг учун кириш қучланиши конденсатор қучланишига тенг бўлган (4.26-расмдаги «а» нуқта), диод ёпилади ва заряд ток нолга тенг бўлади. Шундан кейин конденсатор R_n нагрзуки резистори орқали зарядланади (аб чизик); у «б» нуқтагача диодм этади. Чунки бу нуқтада кириш қучланиши нин конденсаторнинг қучланишига тенг бўлади. Ундан кейин $U_1 > U_2$ бўлиб, диод очилади ва ток конденсаторни нин зарядлай бошлайди (бч этик) ва ҳ.к. Бу мариш натижасида системада динamik мувозанат вужудга келади. Унда юқори частотали тебраишнинг ҳарбир даври ичидаги конденсаторнинг зарядланиши ва заряд-сизланиши бир хил бўлиб қолади. Натижада чиқилган қучланиш даврини ўзгаришсиз бўлади. Унинг ўзгариши конденсатор қучланишавинг қучланиши билан белгиланади ва катталик $R_n C$ — запарнинг вақт доминийери боғлиқ бўлади.

Юқори частотали тебраиш даврига нисбатан запарнинг вақт доминийери қанча катта, яъни $R_n C \gg \frac{1}{f_0} = T_0$ бўлса, конденсаторнинг зарядсизланиш вақти шунаа катта бўлади ва чиқиб кучланиши ўзгаришсиз қийматга эришга бошлайди.

Детекторга модуляцияланган юқори частотали тебраиш таъсир этганда ҳам юқорида кўриилган жарайн-



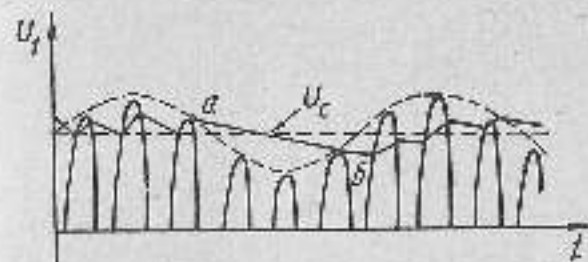
4.27-расм. Дiodли детекторда амплитудани модуляциялиги тебраниши детекторлаш.

лар содир бўлади. Лекин чиқиш кучланишида ўзгариш таъкил этувчи токдан ташқари, юқори частотали тебранишнинг қонловчи тизимга иш қилувчи ўзгаришдан ташқил этувчи ҳам ҳосил бўлади (4.27-расм).

Чизиқли детектордаги режимда, схема элементлари нотиғри тилинган бўлса, чиқиш кучланишида бузилиш ҳосил бўлади. У 4.28-расмда кўрсатилган. «а» нуқтада бўлган жараянларда конденсатор кучланиши кириш кучланишининг қонловчи тизим қонунини тақрирлайди. Лекин «аб» нисмда конденсатор кучланиш ўзгаришини сезмай қолди ва бузилиш вужудга келади. Унинг ҳосил бўлишига учун ҳамма вақт дид йилқ бўлганда конденсатор кучланишига ўзгариш сезилти кириш кучланиш қонловчи тизимга ўзгариш тезлигидан етарликов

катта бўлиши керак, яъни $\left| \frac{dU_i}{dt} \right| \gg \frac{dU_0}{dt}$

Бошқача қилиб айтганда, детекторнинг нагрзумаси юқори частотали тебраниш учун илерила, паст частотали тебраниш учун эса, инерциал бўлиши керак. У қуйидагича ифода



4.28-расм. Детекторда чиқиш кучланишида бузилиш.

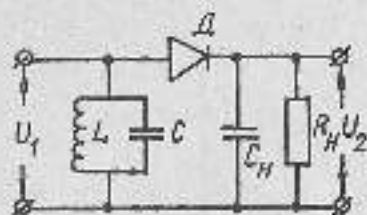
$$T_0 \ll \tau \ll T_0 \quad (4.45)$$

Бунда T_0 — таъкил тебранишнинг даври,
 T_0 — модуляциялиги тебраниш даври,
 $\tau = R_0 C$ — нагрзука занжирининг вақт доволли.

Дiodли детекторнинг параллель схемаси 4.23 б-расмда кўрсатилган. Ундаги физик жараянлар кетма-кет детектордагидан кўп фарқ қилмайди. Асосий фарқи шунки, схемдаги конденсатор фақат нагрзука резисторни орқали эмас, балки схема киришидаги тебраниш контури (расмда кўрсатилмаган) орқали ҳам зарлдекланади. Ундаи таъкил, дiod нагрзука резисторига параллель бўлган учун ундаги кучланиш чиқиш кучланиши билан бир хил бўлади. Бу деган сўз занжир чиқишида фақат модуляциялиги тебранишнинг кучланиши эмас, юқори частотали тебранишнинг кучланиши ҳам қонловчи (4.27-расм). Шунинг учун радиотехникаларда дiodли детекторнинг параллель схемаси қўлланилса, спектрдаги юқори ва ҳўи частотали тебранишларини ажратиш чораси қўйишда зарур бўлади.

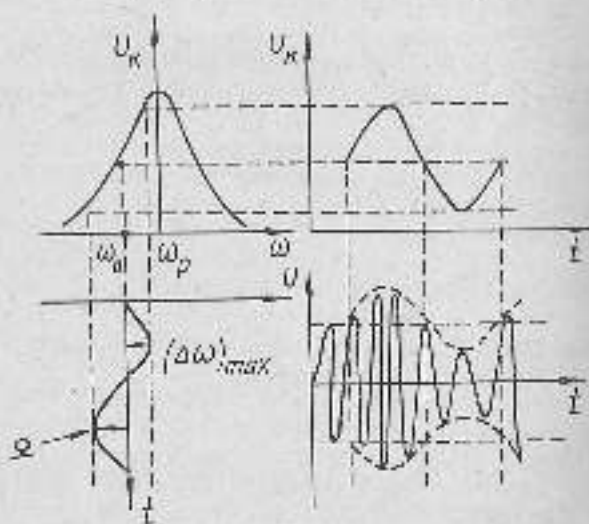
4.18. Частотавий модуляцияланган тебранишлар детектори

Частотавий модуляцияланган (ЧМ) тебранишларни детекторлаш ҳам чизиқли бўлмаган занжирларда хилга ошарилади. Лекин чизиқли бўлмаган элементлар фақат амплитуда ўзгаришлариникига сезиб, частота ўзгаришларини қайд қилмаганликлари учун ЧМ тебранишларни детекторлаш занжирини қўнлай элемент бўлиши керакки, унинг чиқиш кучланиши вақт бўлиши модуля-



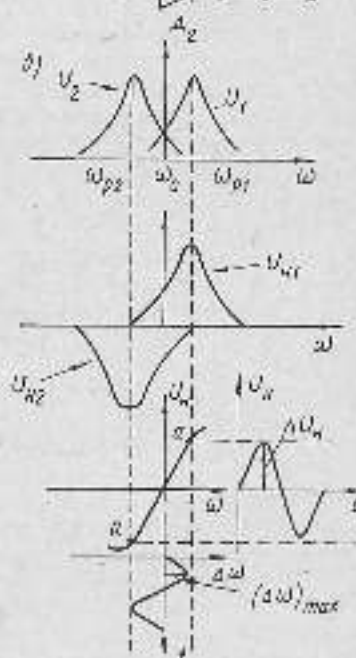
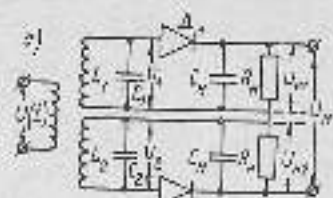
4.29-рәсм. Контуры соъланмаган детектор.

контуры соъланмаган детекторнинг содда схемасы кўрсатылган. У тебраниш контури ва диодли детектордан тәшкил топган. Агәр тебраниш контури ЧМ тебранишнинг ташувчы частотасы ω_n та соъланган бўлса, контурдаки потенциал тушуви деярли ўзгәрмәс бўлади ва схема чиқишида детекторлаш әффе́кти куантилмайди. Шунинг учун ω_n резонанс чизигининг δ ўсиш. δ м पासайиш қисмига тўғри келадиган қилиб танлакади (соъланмаган контур). Нәтижада киреши ситтали частотаскиниг ўзгариши бозал контурдаги потен-



4.30-рәсм. Контуры соъланмаган детекторнинг шартлаш.

циал тушуви ҳам ўзгариб боради, яъни частота ўзгариши ахилитуда ўзгаришига олиб келани. Демак, ЧМ тебраниш ҳам ахилитудавий, ҳам частотавий модуляцияланган тебраништа айланади (4.30-рәсм). У диодли детекторда детекторланади. Бу детекторнинг ситтали ишлайиш учун тебраниш контурининг аслагги янча катта бўлиб, ЧМ тебранишининг $(\Delta\omega)$ тәх частота девиациясы резонанс чизигининг тўғри чизикли қисмига мөс келиши керак. Ләкин бу шарт етарли даражада бажарилмайди. Шунинг учун детекторда чизикли бўлмаган бузилишлар жуда кўп бўлади. Бу камчилиқдан қутилиш учун контур соъланмаган детектордан иккитан битта схемага барлаштирилади (4.31-рәсм). Уни частота фарқлашнинг ёки частотавий дискриминатор деб аталади. Биринчи контур ас ташувчы частотадан кяттароқ частотига, II контур эса, ундан кичикроқ частотата соъланади. R_n резистордан олинадиган U_{n1} ва U_{n2} чиқиш кучланишлари, мөс равкыда, киреши кучланишлари U_1 ва U_2 та жутаносик бўлиб, ўзаро қарама-қарши фазата ўзгаради. Шунинг учун қурилманиг чиқиш кучланиши $U_n = U_{n1} - U_{n2}$ та тәкс бўлади. U_n иши частотата боелиқлик графити детекторнинг хариктеристикасы ҳисобланади. Унинг қандай бўлиши 4.31 б-рәсмда кўрсатылган (а—а чизик). Детектор хариктеристикасынинг тиклик



4.31-рәсм. Частотавий дискриминаторнинг схемасы (а) ва иши шартлаш (б).

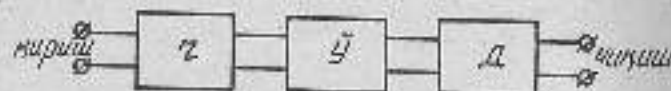
ниг тушуви ҳам ўзгариб боради, яъни частота ўзгариши ахилитуда ўзгаришига олиб келани. Демак, ЧМ тебраниш ҳам ахилитудавий, ҳам частотавий модуляцияланган тебраништа айланади (4.30-рәсм). У диодли детекторда детекторланади. Бу детекторнинг ситтали ишлайиш учун тебраниш контурининг аслагги янча катта бўлиб, ЧМ тебранишининг $(\Delta\omega)$ тәх частота девиациясы резонанс чизигининг тўғри чизикли қисмига мөс келиши керак. Ләкин бу шарт етарли даражада бажарилмайди. Шунинг учун детекторда чизикли бўлмаган бузилишлар жуда кўп бўлади. Бу камчилиқдан қутилиш учун контур соъланмаган детектордан иккитан битта схемага барлаштирилади (4.31-рәсм). Уни частота фарқлашнинг ёки частотавий дискриминатор деб аталади. Биринчи контур ас ташувчы частотадан кяттароқ частотига, II контур эса, ундан кичикроқ частотата соъланади. R_n резистордан олинадиган U_{n1} ва U_{n2} чиқиш кучланишлари, мөс равкыда, киреши кучланишлари U_1 ва U_2 та жутаносик бўлиб, ўзаро қарама-қарши фазата ўзгаради. Шунинг учун қурилманиг чиқиш кучланиши $U_n = U_{n1} - U_{n2}$ та тәкс бўлади. U_n иши частотата боелиқлик графити детекторнинг хариктеристикасы ҳисобланади. Унинг қандай бўлиши 4.31 б-рәсмда кўрсатылган (а—а чизик). Детектор хариктеристикасынинг тиклик

коэффициенту уникт асосий параметри ҳисобланади:

$$S_{\phi} = \frac{\partial U_{\phi}}{\partial \varphi}$$

Демак, ҳар бир частотавий детектор икки қисмдан ташкил топади: ЧМ тебранишнинг амплитудавий ҳодураини таъинлаш ва амплитудавий детектор.

Шунинг асосида, частотавий детекторнинг чиққиш қуллаиниш фақат састота ўзгаришларигагина эмас, балки кириш састотавий амплитудасига ҳам боғлиқ. Бунга асосли халақитлар сабаб бўлади. Уш ш ҳодураини учун ЧМ тебранишлар детекторга бериланишдан олдин амплитудавий ҳисобланади ўтказилади. Умумий ҳолда частотавий детекторнинг таркибий схемаси амплитудавий ҳисобланади — ўзгариш — амплитудавий детектордан иборат бўлади. (4.32-расм).



4.32-расм. Частотавий детекторнинг таркибий схемаси:

T — амплитудавий ҳисобланади, PLL — фазаларнинг

D — амплитудавий детектор.

4.10. Фазавий детектор

Фазавий модуляциялашган тебранишларни детекторлаш икки гармоник тебранишнинг ўзаро солиштиришга асосланади. Бунда иккинчи (эниш) тебраниш таъинлашга

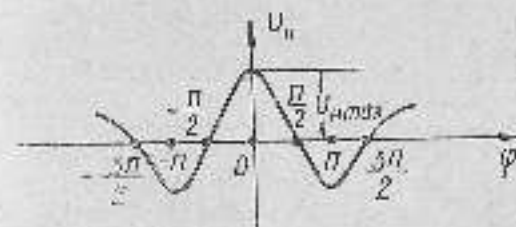
Чиққиш қуллаиниш икки гармоник тебраниш фазалари фарқида боғлиқ бўлган қуллаиниш фазавий детектор деб аталади. У ҳам асосли бўлмаган асослидир. Унинг киришига икки гармоник тебраниш

$$U_1 = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \text{ ва } U_2 = U_{m2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (4.47)$$

таъинлаш эҳтисоб, (4.9.6) формулага бирозан комбинациялар частотали таъинлаш эҳтисоблар ҳисоб бўлади. Уш ш орада $\omega_1 = \omega_2$ частотали тебраниш ҳам бўлади. Шунинг учун чиққиш қуллаиниш қуллаиниш ҳисобланади:

$$U_{\phi}(t) = K_{\phi} U_{m1} U_{m2} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)] \quad (4.48)$$

Бунда, K_{ϕ} — детектор схемасига боғлиқ бўлган узатиш коэффициенти



4.33-расм. Детекторнинг харақтеристикаси.

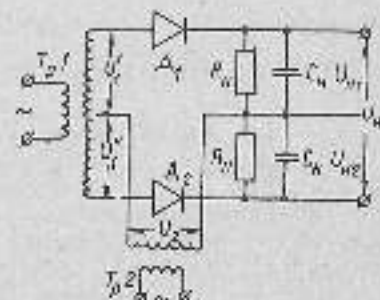
Агар (4.47) кириш қуллаинишларини частоталари ўзаро тенг ($\omega_1 = \omega_2$) бўлса, (4.48) чиққиш қуллаиниш фақат уларнинг боғлиқлиқ фазалариниш фарқи $\varphi_1 - \varphi_2$ га боғлиқ бўлади. Агар $\omega_1 \neq \omega_2$ бўлса, у ш фазалар фарқи $\omega_1 t - \omega_2 t$ га ҳам боғлиқ ўзгариши. Демак, фазавий детекторнинг чиққиш қуллаиниш солиштирилгани тебранишлар фазалариниш боғлиқ қуллаинишга мутаносиб ўзгариши. У детекторнинг детекторлаш харақтеристикасини таъинлаш қилади: $U_{\phi} = f(\varphi)$, бунда $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ (4.33-расм).

Фазавий детекторнинг асосий параметрлари бўлиб харақтеристиканинг таъинлаш коэффициенти $S_{\phi} = \frac{\partial U_{\phi}}{\partial \varphi_{\max}}$ ва

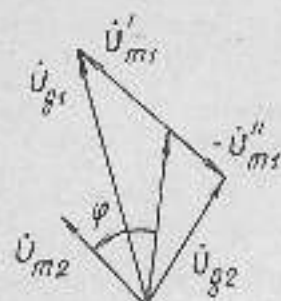
қуллаиниш бўлишга узатиш коэффициенти ҳисобланади. У ш орадан таъинлаш қуллаиниш таъинлаш қуллаиниш кириш қуллаиниш амплитудасига нисбатига тенг:

$$K_{\phi} = \frac{U_{\phi \max}}{U_{m1}}$$

Булардан таъинлаш қуллаиниш кириш ва чиққиш қуллаинишга, бўлишлар катталиги фазавий детекторнинг асосий параметрларидир. Фазавий детекторлардан энг энг қуллаиниш қуллаиниш икки таъинлаш — қуллаиниш (баъзан) фазавий детекторлар (4.34-расм). У икки таъинлаш амплитудавий детекторнинг қарама-қарши йўналишда



4.34-расм. Икки таъинлаш фазавий детектор.



4.36-рәс. Фазовий детекторнинг вектор диаграммасы.

$$U_{g1} = U_1' + U_2 \text{ ва } U_{g2} = U_2 - U_1'$$

Бу күчләнмәләрнең амплитуда кыйматларын 4.36-рәс.дә күрсәтелгән вектор диаграммдан аңқаш мөмкин. Уларның модуль кыймәтләгича бұлады:

$$\begin{aligned} U_{g1} &= \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 - 2U_{m1}U_{m2} \cos \varphi} \\ U_{g2} &= \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 - 2U_{m1}U_{m2} \cos \varphi} \end{aligned} \quad (4.49)$$

Шунга кўра нәтижәдә чыгыш күчләнмәсенең амплитудасы амплитудасый детекторларның чыгышындагы күчләнмә амплитудасы $U_{m1} = K_g U_{g1}$ ва $U_{m2} = K_g U_{g2}$ ларның айырмасына тенге: $U_n = K_g (U_{g1} - U_{g2})$. Бунда K_g — амплитудасый детекторның узатып коэффициенти.

У б о б

АКТИВ ЧИЗИҚЛИ БУЛМАГАН СИСТЕМАЛАР

5.1. Сягналларны кучайтириш. Электрон кучайтиргичлар

Техникада кам энергия сарф қилган ҳолда ыанбаларның катта энергиясына бошқариш жараёны кенг тарқалган. Унда ҳам бошқарувчи, ҳам бошқарылуучи энергия механик, ёрутлак, кесиклик, электр ва бошқа түр табиятта эса бўлиши мөмкин.

Агар энергияны бошқариш узлуksнэ, бир мейёрда ва ўзгариш қонуни сақланган ҳолда бўлса, уны *кучайтириш*

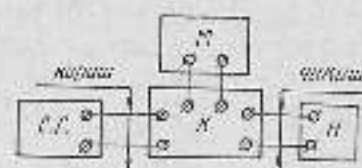
жараёны деб аталади. Уни амалга оширувчи қуралма эса, *кучайтиргич* дейилади.

Энергия турига қараб кучайтиргичлар электр, механик, кесиклик ва бошқа түр кучайтиргичларга бўлиады. 5.1-рәс.дә кучайтириш жараёнының асосый қисмлари күрсәтилгән.

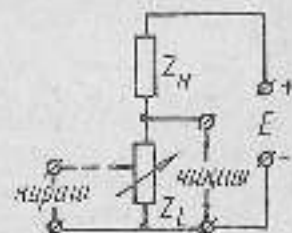
Кучайтиргичның сыгнал таъсир этадыған ыанжери *кириш ыанжери* эки *кириш* деб, кучайтп чыққыл сыгнал берилэдыған қуралма эса, *ташқи нағрузка* — *истеъмол*, он деб аталады. Кучайтиргичның (ташқи) нағрузка уланыдыған ыанжери *чыққыл ыанжери* эки *чықым* деб аталады.

Кучайтиргичлар ичидә электр сыгнал кучайтиргичлар кенг тарқалган бўлип, уларда бошқарувчи ва бошқарылуучи энергия элекстр энергиясыдан иборат бўлады. Бу кучайтиргичлар элекстрон, электромеханик, магнит ва бошқа түр кучайтиргичларга бўлиады. Улардан элекстрон кучайтиргичлар унйверсаллиги, қатор сифатлы характеристикаларга эса бўлиши билан бошқа кучайтиргичлар устуи туради. Шулдан үсүн улардан жуда кен радиотехнико ва бошқа масалаларни ҳәс қилишда кенг фойдаланылады. Қўлланыладыған ўрни, ләзифасы ва бошқа белгиларига қараб жуда кўт түрдагы элекстрон кучайтиргичлар ишлаб чықарылады ва турлича номлар билан юртылады.

Кучайтириш жараёныны 5.2-рәс.дә күрсәтилгән схема ёрдамыда тупунтириш мөмкин. Унда ўзгаримс E ток ыанбасы билан келмә-кет қилип икки қаршылык — Z_1 (бошқарылуучи) ва Z_2 (ўзгаримс) уланып, Z_2 қаршылык нағрузка қаршылык деб аталады. Z_1 чизикли бўлмаган ыктыи элемент қаршылык бўлип, ыанжериның киришкга (иулейтир чизик) бошқарувчи күчләнмэ эки ток таъсир эттанда катта



5.1-рәс. Кучайтириш жараёнының узлуksнэ таркиби. М—манба, С.Г.—сыгнал генератори, К—кучайтиргич, Н—нағрузка (истеъмол).



5.2-рәс. Кучайтириш схемасының таркиби.

лиги ўзгариб боради. Бу ўзгариш жуда кенг оралиқда бўлиб, манба энергияси сарф бўлмаган ёки жуда оз миқдор сарф бўлган ҳолда содир бўлади. Лекин Z_1 қаршиликда ажратилган қувват ортади. Шунга кўра, бошқаруви чи элементини вакифаси ўзгармас тоқ манбаи энергиясини Z_2 нагрукка қаршилигига узатилишини тартибга солишдан иборатдир. Одатда бу жарийи жуда катта теъликда ўтади. Шунинг учун Z_1 жуда кичик инерцион элемент бўлиши керак. Энг содда ҳолда Z_1 вакифасини кўп электронли электрон лампа ёки ярим ўтказгичлар триод бажаради.

Шундай қилиб, кучайтириш физикавий жараён бўлиб, кам қувватли манба ёрдамида катта қувватли манба энергияси бошқарилганидан иборатдир. Бу катта қувватли манба энергиясининг кам қувватли сигналга узатилишига мос келади. Шунга кўра кучайтириш катта қувватли манба энергиясини кам қувватли сигналга узатилишини амалга оширувчи қурилмадир.

Агар сигнал қувватининг ортиқлиги ўзини манба сақоватига, кучайтириш доимия деб, аниқ ҳолда аниқлиқ бўлмаган кучайтириш деб аталади.

Шунинг ёнда туғилган керакки, кучайтириш таъсир атуви тебраниш амплитудасини ошириб берадиган жуда кўп қурилмалардан тибдан фарқ қилади. Масалан, кучайтирувчи трансформаторнинг иккиламчи ўйламини кучлашини бирламчи алаамининг қулаолишидан катта бўлади; яна контурда резонанс вақтида реактив элементгадиги (сўлашнинг ёки ток алаам) (Q) марта ортади ва ҳ.к. Лекин уларда кичик қуввати кўриш қувватида ҳамма вақт кичик бўлади. Шунинг учун уларни кучайтириш дейиш мумкин эмас.

Умуман ҳар бир кучайтириш учта асосий қисмга ани.

1. Бошқаруви (кучайтирувчи) пнерцион бўлмаган элемент;

2. Ўзгармас ток манбаи;

3. Нагрукка — истеъмолчи.

Қолган барча қисмлар ёрдамчидир. Буларда нагрукка кучайиб чиққан сигнални ажратиб олиш, ёрдамчи қисмлар — кучайтиришнинг у ёки бу иш режимида ҳосил қилади.

Бошқаруви алаамини турига қараб кучайтиришлар лампавий ёки яримўтказгичли (транзисторли), нагрукканинг турига қараб ани, аperiодик ёки тавловчи кучайтиришларга ажратилади.

Таъсирини кучайтиришларда нагрукка вакифасини тебраниш контурлари бажаради. Агар у яна тебраниш контурдан иборат бўлса, кучайтириш резонанс кучайтириш деб, бошланган тебраниш контурга бўлса, ўзгармас соҳали кучайтириш деб аталади.

Резонанс кучайтиришлар турли частотали сигналлар иккиридан яна ёки жуда кичик частота соҳасига туғил келаётган тебранишларни кучайтириб беради. Бу қусуқат ушунг частота танлаш хусусияти деб аталади.

Ўзгармас соҳали кучайтиришлар деярли туғил туғил бурчак шаклига яқин ўтказиш соҳасига ани. Шунинг учун улар сигнал спектрдаги тебранишларнинг маълум частота оралигини кучайтириб беради.

Аperiодик кучайтиришларда нагрукка вакифасини резонанс хусусиятига ани бўлган элементлар — резистор, процессия, трансформатор ва бошқалар бажаради. Шунга кўра улар нагрукканинг турига мос номлар билан юритилади. Масалан, резисторли кучайтириш, процессияли кучайтириш ва бошқалар. Резисторли кучайтиришлар реостат кучайтириш, сигнал беллашнинг кучайтириш ёки RC — кучайтириш деб ҳам аталади.

Кучайтириладиган сигнал частотасининг абсолют қийматинг қараб кучайтиришлар паст частотали, юқори частотали ва ўзгармас ток кучайтиришга анига турларга ажратилади.

Паст частотали кучайтиришлар таъуш диапазондаги тебранишларнинг f_1 — f_2 икки частота оралигини бир неча кучайтириш учун хизмат қилади, яъни уларнинг асосий хислати f_1/f_2 частота нисбатининг агарлики катта бўлишидир. Бу тур кучайтиришларга аperiодик кучайтиришлар мисол бўлади.

Юқори частотали кучайтиришлар юқори частотали сигналларнинг яна ёки частоталарининг кичик оралигини кучайтириш учун алаамат қилади. Уларга резонанс ёки ўзгармас соҳали кучайтиришлар мисол бўлади.

Ўзгармас ток, иккириш, сўст ўзгаруви ток ёки кучайтириш кучайтиришлар паст частотали кучайтиришларнинг бир кўрилиши бўлиб, уларда кучайтириладиган сигнал частотаси нольга яқин бўлади. Кучайтиришлар ўзгариш соҳасининг кенглигига, сигналнинг шаклига ва беллиқ беллиқларига қараб ҳам турларга ажратилиши мумкин.

Умуман ошанда ҳамма кучайтиргичлар сигналнинг қувватини олтириш учун хизмат қилади яъни биринчи тур кучайтиргичлар қував кучайтиргичларидир. Лекин кўп ҳолларда кучайтиргичнинг ишлов баҳоланиш учун унинг чиқимлари ток ёки қувватнинг қиймати катта аҳамиятга эга бўлади. Шунинг учун улар шартан равишда қувватнинг ток ва қував кучайтиргичларига бўлилади. Қував кучайтиргичлари кучайтириш босқичининг охири даражасига тўғри келади. Шунинг учун улар *охирин каскад*, *кириш каскади* ваби номлар билан ҳам аталади.

3.2. Кучайтиргичларнинг асосий характеристика ва параметрлари

Кучайтиргичларнинг турлари кўп бўлишига қарамай, улар умумий характеристика ва параметрларга эга. Асосий параметрлардан бири кучайтириш коэффициентидир. У кучайтириш чиқимида қайси бир катталик (ток, қувватнинг ёки қував) асосий бўлишига қараб аниқланади ва мос ном билан аталади. Масалан, чиқим қувватининг кириш қувватига нисбати

$$K_p = \frac{P_2}{P_1} \quad (5.14)$$

қувватнинг бўйча кучайтириш коэффициент деб аталади, чиқим токнинг кириш токига нисбати

$$K_i = \frac{I_2}{I_1} \quad (5.16)$$

ток бўйча кучайтириш коэффициент деб аталади.

Қував бўйча кучайтириш коэффициентга эга, кучайтириладиган сигналнинг охири қувватининг кириш қувватига нисбати кўрилади аниқланади:

$$K_p = \frac{P_2}{P_1} \quad (5.18)$$

Амалда қувватнинг бўйча кучайтириш коэффициентидан кенг фойдаланилади. Шунинг учун уни оддий қилиб кучайтириш коэффициент деб аталади ва «U» белги тушириб ёзилади.

Умуман олганда кучайтиришнинг чиқаш қувватини кириш қувватидан фақат амплитуда қиймати билан эмас, балки фазаси билан ҳам фарқ қилади. Шунинг

учун кучайтириш коэффициенти комплекс катталик бўлиб, ҳисобатга бешлиқ миқдорлар.

$$K(\omega) = K(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)} \quad (5.2)$$

Унда, $K(\omega)$ — кучайтириш коэффициентининг модули.

$\varphi(\omega) = \varphi_2 - \varphi_1$ — кириш ва чиқаш қувватлари орасидаги фаза фарқи. Кўпикли кучайтириш коэффициентини «бел» деган бирикмага ўлчанади. Бир «бел» кучайтириш деганда чиқим ва кириш қувватлари нисбатининг ўли даражаси бирга тенг бўлган катталик тушунилади, яъни нисбатининг абсолют қиймати 10:1 дир.

Қував бўйча кучайтириш коэффициентини белларда қуйидагича ифодаланади:

$$K_p[\text{бел}] = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 10 \lg K_p \quad (5.3a)$$

«Бел» жуда катта миқдор ҳисобланади. Шунинг учун амалда ундан ўн жара янчик миқдор — децибел ишлатилади:

$$K_p[\text{дБ}] = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 10 \lg K_p \quad (5.3b)$$

(5.3b) формула асосида ток ва қувватнинг бўйча кучайтириш коэффициентларининг децибелларда ўлчаниш афодасига ўтиш мумкин:

$$\begin{aligned} K_i[\text{дБ}] &= 20 \lg \frac{I_2}{I_1} = 20 \lg K_i \\ K_p[\text{дБ}] &= 20 \lg \frac{P_2}{P_1} = 20 \lg K_p \end{aligned} \quad (5.3a)$$

Бунда қувватнинг ток ёки қувватининг квадратига мутаносиб бўлиши ҳисобга олинган.

Кучайтириш коэффициентини «енер» деган катталик ҳам ўлчанади. У кучайтириш коэффициентининг натурал логарифми орқали ифодаланишидир:

$$K[\text{енер}] = \ln \frac{P_2}{P_1} = \ln K \quad (5.4a)$$

Кучайтириш коэффициентининг децибел ва натарда ўлчанган қийматлари орасидаги бовзанинг мавжуд:

$$\begin{aligned} K[\text{дБ}] &\approx 8.7 K[\text{енер}] \\ K[\text{енер}] &\approx 0.115 K[\text{дБ}] \end{aligned} \quad (5.4b)$$

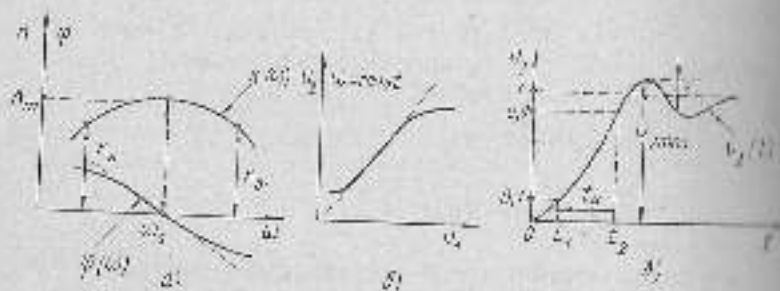
Қўшайтиришларнинг харақтеристикалари тўрт гуруҳга ажратилиши ҳужим. Биринчи гуруҳда қўшайтиришдаги сигнал шаклининг бузилишининг ефодаси харақтеристикалар киради. Улар қўшайтириш жараёнида сигнал шаклининг бузилиш даражасини баҳолаш ёки бузилган сигналнинг қўшайтириш хусусиятини белгилаш имконияти беради.

Иккинчи гурӯҳ хarakterистикалар кучайтириш ома-
масидел, сигнал бузилмаи ётиши учун кучайтиришнинг
параметрлари қандай бўлиши зарурлигини афода-
лайди.

Учунчи гуруҳ характеристикалар олганда кучайтириш жараёнида ушқ бўлаловган зарарли таъсирларни яқинлашди.

Тўртинчи гуруҳ характерасикалар кучайтиши билан ҳамин хусусиятлари билан кучайтирувчи элемент билан рақобатчи характерлиб беради.

Бу характеристикалардан бирикти ва аёқинчи туруқ характеристикалари 30г кетте аёқинчига ёзе. Ушбу маълуматларни ушбу ва стационар характеристикаларидо (5.3-расм).



5.3. рис. Кумулятивное стационар (а) и (б) на утеш (с) жарак-
тедистинде.

Идеал кучайтаргизда 90кВш кучланмисининг инанчли кириш кучланмисининг шакли билан бир хил бўлади ва стационар характеристикалар (5.3 а, б-расм, духтир чизик) тўғри яқинда боғланишни беради. Реал кучайтаргичларнинг характеристикалари дамиа эҳт тўғри чизикли боғлавишдан четлашади. У кучайтаргизда осдор бўладиган бузилишларни яфодалайди. Бузилишларни баҳолаш учун спектраль усулдан фойдаланиб, кучай

Түргачмент кириш ба чакыш сятналицы сармоник тәп-
кил-этүвачылар бигладечдан ябурат дөб қарант ко-
лик.

Алар кучайгартышыны чыкыш кучланышыныкы сыхт-
ры уагына кырыш кучланышы сыхкырыга мос тупса, эн-
гел бузылмагыл булады. Бунда:

1) чинқо қулаганида спектрида янги тармоқлик таянч нурувлар ҳосил бўлмайди;

2) чиққиш ва хиринг сиргалдининг мос гармоник таъсирини өзүнчилери амплитудаларыныңт исхбаты бир хил кыйметте буйады;

3) кариш ва ҷаҳиш сигналҳои ҳос. гармоник ташкил
ҷамъияти фазаҳои бир ҳа. бўлади.

Агар бу шартлардан бирортаси бажарилмай қолса
қулайлиқига эитилган буанб кучайтиртган бўлади.

Кулайтиригичлардаги бузилишлар чизикли ва чизикли бўлмаган бузилишга бўлинади. Чизикли бузилишлар частотавий, фазавий ва ўсим бузилишларига ажратилади ва ҳар хос ноҳли характеристикалар орқали инфодаланади. Чизикли бўлмаган бузилишлар эса, кулайтиригичнинг амплитудавий характеристикаси орқали элиқ-ланади.

Гармоник ташьял атувчиларининг бирдай кучайтирилганда сабабли сингаз таълиқнинг бузилиши частотавий бузилишлар деб аталади. Ушар частотавий харақтеристиканинг ишга частота дилпазонидида дотекислиги билан харақтеризланади.

Ички частота диапазоны деганда шундай частоталар оралниг тушундиралди, бу оралнигга кучайтирилг коэффициентининг узгарини олдиндан белгиланган чегаралиг K_1 ва K_2 кийматидаи камайиб кетмайди (б.3-расм).

Частотазид бузрилишлар M^* — частотазид бузрилишлар коэффициенти орқали ифодаланади. У кутайтириш коэффициентининг максимал қийматини берилган частотазидга кутайтириш коэффициентига нисбати қўриқилган элликликдир:

$$M^* = \frac{K_{max}}{K} \quad (5.53)$$

Частотный буллианслар коэффициентига таскиси бўлган миқдор характеристиканинг *нотекислик коэффициенти* деб аталади:

$$M = \frac{1}{M^2} = \frac{K}{K_{max}} \quad (5.36)$$

Частотавий бузалишлар коэффициентининг зор катта қиймати кучайтиргичнинг қандай ҳақсаяда қўлланилишига боғлиқ. Масалан, радиолыштыларнинг ҳақсаяда шикетлашадиган кучайтиргичларда у (2÷4) дБ, электрон ўзқол асбоблари кучайтиргичларида эса, децибелларнинг юзлаб бир улуши тартибда бўлади.

Мураккаб сигнал ташкил этувчилари фазасининг кучайтиргичдан вақт бўйича бир хил сымасмай ўтиши натижасида шикетли сигнал шикетининг ўзгариши боғлиқ бузалишлар деб аталади ва кучайтиргичнинг фазавий характеристикаси орқали характерланади.

Шундан айтиш керакки, одамнинг қўлига сигналнинг ташкил этувчиларида ҳосил бўладиган фаза ўзгаришларини сезмайди. Шунинг учун сигнал шикетининг фазавий бузалишлар ҳисобида ўзгаришнинг одам сезмайди. Шу сабабли таъсир частотали кучайтиргичларда фазавий бузалишлар ҳисобга олинмайди. Телевизор ва радиолыштыларнинг трубкаларида ҳамда айрим ўзқол асбоблари кучайтиргичларида фазавий бузалишлар катта таъсирга эга. Чунки буларда экрандаги тасвир ўзгариш ҳақиқий ифодасидан сарқолади. Шунинг учун бу қўралларда фазавий бузалишларнинг қатъий сезараси бўлиб қўйилади. Масалан, осциллограф трубкаларида у 4°—5° дан ортмаслиги керак.

Кучайтиргичларнинг схемасидаги реактив элементлар унинг ўтиш характеристикасининг ўзгаришига олиб келади. Бу ўзгаришнинг ўтиш бузалишлари орқали ифодаланади ва икки хилга бўлинади: сигнал фронти ва қўқиснинг бузалиши.

Замонавий кучайтиргичларда сигнал олди фронтининг тиклашнинг унинг давом этиши вақтига шикетаси жуда қисқа вақт итида юз боради. Шунинг учун кучайтиргичдаги ўтиш бузалишларини аниқлаш унинг унинг ўтиш характеристикасининг вақт ўқилиш даражасини турлича қилиб олинади. Масалан, сигнал фронтининг бузалишларини аниқлашда вақт ўқилиш даражасининг ўзайтирилган ҳолда олинса, сигнал тўққисининг бузалишини аниқлашда вақт ўқилиш даражасининг жуда қисқартирилган ҳолда олинади. Биттадан ҳолда характеристика қисқа вақтлар ўтиш характеристикаси дейилса, иккинчи ҳолда у ўзайтирилган вақтлар ўтиш характеристикаси деб аталади. Сигнал фронтининг тик-

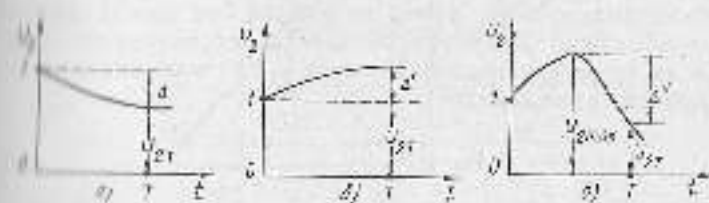
лашнинг вақти t_1 ва четлашнинг δ деган катталиқлар орқали ифодаланади (5.3-расм).

Импулс фронтининг тиклашнинг вақти деганда чиқиб кўчилишнинг ўз қийматининг 0,1 улуғидан 0,9 улуғиғача ўтишига эришилган учун кетган вақти тушунилади:

$$t_2 = t_1 - t_0$$

Б четлашнинг ўтиш характеристикасидан сигнал максимал амплитудасининг олди фронти тикланганда кейинги ордапани ўқилиш кўчилишида аниқланади: $\delta = U_{max} - 1$ ва фазаларда олди шикетли киймат кўчилишида ифодаланади.

Импулс қўқисининг бузалиши унинг тала қисмининг импулс улуғлиги (туташ) шикетидан қийматидан олди билан белгиланади. 5.4-расмда кўрсатилган ўзқол вақтлар ўтиш характеристикасидан улар қўқисининг аниқланади:



5.4-расм. Нормализован ўзайтирилган вақтлар ўтиш характеристикаси.

$$\Delta = 1 - U_{2r} - \text{оқсаяиш,}$$

$$\Delta' = U_{2r} - 1 - \text{қўқисининг,}$$

$$\Delta'' = U_{2max} - U_{2r} - \text{ўзгариш амплитудаси.}$$

Сигнал шикетининг спектрада олди тармоник ташкил этувчиларнинг ҳосил бўлишига боғлиқ бузалишлари аниқли бўлишига бузалишлар деб аталади. Унинг ҳосил бўлишига сабаб кучайтиргичнинг схемасида аниқли бўлмаган характеристикали элементлар (электрон лампалар, транзисторлар ва бошқалар)нинг мавжудлигидир. Кучайтиргичдаги шикетли бўлмаган бузалишлар унинг амплитудавий характеристикаси орқали ифодаланади.

Икки кучайтиргичнинг амплитудавий характеристикаси координат бошидан ўтувчи туғри шикетдан йборат бўлади (5.3 б-расм, пунктлар тизик). Реал кучайтиргичда у координат бошидан эҳас, балки чиқиб кўчилиши.

нинг бирор қийматидан бошланганда ва юқори қисмида тўғри чиқариб чиқарилади. Ая шу кетганда кучайтиришдаги чизикли бўлмаган бузилишни ифода қилади. Ушунга қарамай ҳосил бўлишлов кучайтирувчи элементнинг динамика хараakterистикасидан аниқлаш мумкин.

Амплитудавий хараakterистиканинг асосий қисми кучайтиришнинг яқин шовқинларининг сатҳи билан чегараланган. Чунки реал кучайтиришларда кириш кучи оша берилаётганда ҳам чиқаришда ҳаётув шовқин кучининг кўпайиши. У кучайтиришдаги шовқиннинг сатҳини белгиллаб беради.

Шовқиннинг сатҳи кучайтиришнинг ишлов хараakterловчи асосий катталиклардан бири бўлиб, унинг сатҳининг белгиллаи. Кучайтиришнинг сатҳини белгиллаи, яқинда кучайтириш кўпайиши хумикли бўлган кириш сатҳининг ақлилуида қиймати тушунилади.

Шовқин сатҳининг катталиги шовқин коэффициентини аниқлашади. Ушунга катталиги бир хил шаронда ишлов реал кучайтириш шовқин кўпайишига шовқин кучайтиришнинг шовқин кўпайишига кўпайиши аниқлашади.

$$K_{ш} = \frac{P_{ш}}{P_{ш0}} \quad (5.6)$$

Ушунга, $P_{ш}$ — реал кучайтиришнинг шовқин кўпайиши,
 $P_{ш0}$ — шовқин (идеал) кучайтиришнинг шовқин кўпайиши.

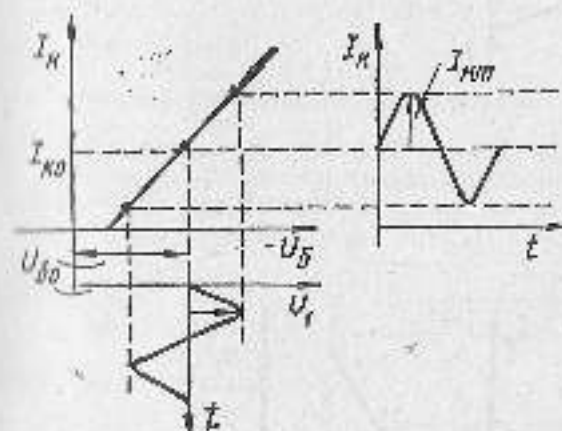
Амплитудавий хараakterистиканинг тўғри чиқариш қисми кучайтиришнинг динамика кучайтириш диаграммаси деб аташади.

$$D = 20 \lg \frac{U_{max}}{U_{min}} [дБ] \quad (5.7)$$

Динамик кучайтириш диаграммасининг юқори чегараси чизикли бўлмаган бузилишлар ҳосил бўладиган кўпайишнинг U_{max} қиймати билан, қуйи чегараси эса, кучайтиришнинг ички шовқинининг сатҳи U_{min} билан чегаралади. Ушунга кўпайиши кучайтириш элемент хараakterистикасининг тўғри чиқариш қисми билан аниқлашади. Бу қисм қанда катта бўлса, кучайтиришнинг динамика кучайтириш диаграммаси шунга кенг бўлади.

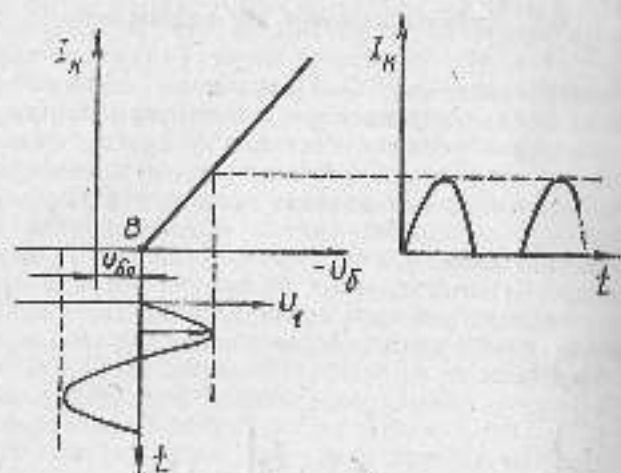
5.3. Кучайтиришнинг иш режимлари

Кучайтиришларнинг бошқаруви элементини сатҳда бўлмаган элемент бўлганда учун кучайтиришдаги сигнал бўлишига ушунга. Чизикли бўлмаган бузилишларнинг бўлиши билан бузилиши сигнал амплитудасининг катталигига ва бошқаруви ички кўпайиши катталиги ички кўпайиши ўрнига бошқаруви. Шунга кўпайиши иш режимини 3 та асосий турга беради: А, В ва С режимлари. Кучайтиришнинг бу иш режимлари кучайтириш сатҳлари деб ҳам аташади. Улар тармоқнинг тебранишлар ушунга сатҳи кўпайиши кўпайиши ошди хараakterистикаси.



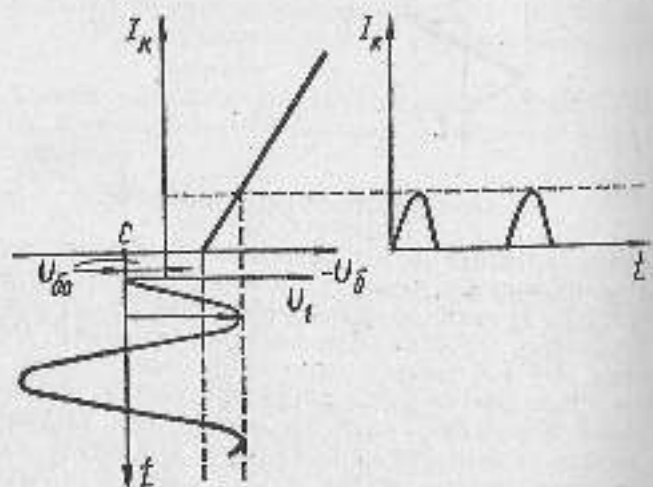
5.5-расм. Кучайтиришнинг А иш режимини.

Кучайтиришнинг А иш режимини бошқаруви элементини динамика хараakterистикасининг тўғри чиқариш қисмига жойлаштириш бўлиб, кириш кўпайишининг таъсирини диаграммасида шу қисмда чизиб кўпайиши. Бу 5.5-расмда билимиз транзисторнинг $U_{в}$ ўлиши схемасининг ўлиши хараakterистикаси мисолида кўпайиши берилади. Ушунга кўпайиши ток ўлишининг кириш кўпайишига хос бўлиши, ақлилуида кўпайиши $I_{нп}$ ўлишига таъсирини ақлилуида кўпайиши кўпайиши. Шунинг учун кўпайиши бўриши $\Theta = 180^\circ$ бўлиб, чизикли сигналнинг шакли кириш сигналнинг билан хос ту-



5.5-расм. Кўчаткиригичнинг В ш режим.

шади, яъни қизиқли бўлмаган бузилишлар кузатиламайди. А-режимда кўчаткиригичнинг киришга сигнал таъсир этса ва этмаса ҳам манбадан кўл энергия сарф бўлади, чунки I_0 ток катта қийматга эга. Шунинг учун

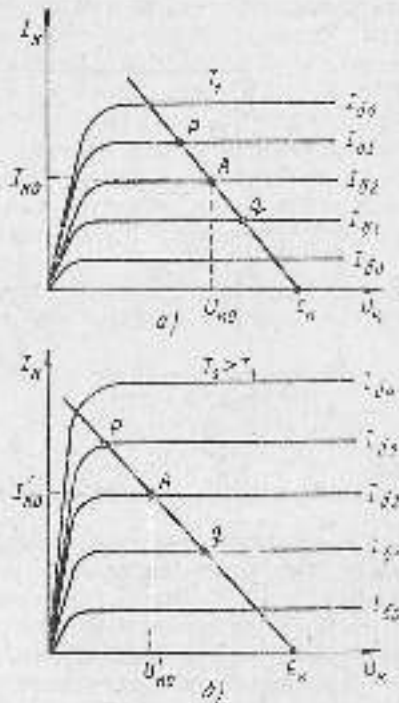


5.7-расм. Кўчаткиригичнинг С ш режим.

бу тенгеналик сигнал спектрдаги энг кичик частотали тебраниш учун ўрилади бўлиши шарт.

Биполяр транзисторли схемаларда автоматик силжитиш кучланишнинг ҳосил қилиш бирмунча мураккаб. Унда автоматик силжитиш занжири бир нақда икки занжирга — силжитиш кучланишда ҳосил қилиш ва термостабилизация занжирларини бажаради.

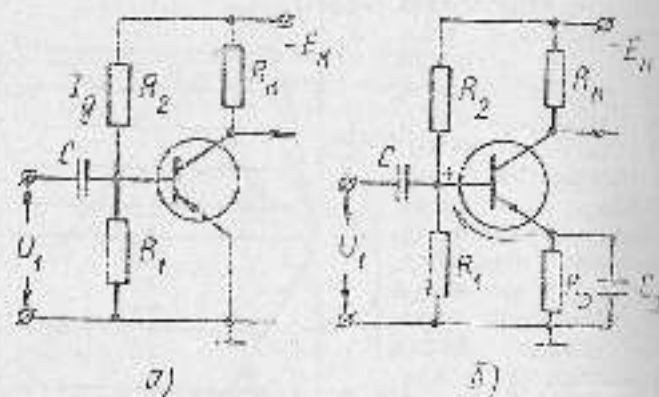
Умумий эмитерли кўчаткириш схемасида транзистор актив режимда ишлаши учун эмитер ўтишига тўғри, коллектор ўтишига эса, тескари йўналишда кучланиш берилиши керак. Шунинг учун $p-n-p$ турли транзисторда база потенциални нолга тенг бўлганда эмитерга мусбат ва коллекторга манфий кучланиш берилади. Уни жорий қилиш учун эса, коллектор манбадан база оралиғига $R_Б$ резисторни улаш етарлидир (5.8-расм). База токининг ўзгармас қиймати учун $R_Б$ резисторнинг қатъияти $U_{Б0} = I_0 + R_Б I_0$ ифодадан аниқлаш мумкин. Лекин транзисторларнинг параметрлари бир хил қилиб қилиб чиқарилмаслиги, уларнинг ташқи муҳит ҳароратига кучли боғлиқ бўлиши ва бошқа сабаблар $I_0 = const$ усулдан фойдаланиш амалиёти бекмайди, яъни бу режим турғун эмас. Масалан, ҳарорат ортиши билан транзисторнинг тоқлари (I_0 , I_1 , I_2), жумладан, коллектор тоқининг ўзгармас ташқиқли тувиши I_0 ортади. Натияжада кўчаткириш занжирининг бузилади. У 5.9-расмда кўрсатилган. Унда ишчи нуқтанинг терм ўзгаришсиз қоллини учун схемага



5.9-расм. Транзистор иш режимининг муҳит ҳароратига боғлиқлиги.

қушқоңчи элементлар қиритилиши кетак. У термостабиллаш занажари деб аталади. Термостабиллаш занажари фақат инан нуқданига ўрнани сақлайди, тараметрлар ўзгаришга эса, таъсир этмайди.

Транзисторнинг стабил ин режимига ҳосил қилинишга усуллари жуда кўп. Шулардан бера боза потенциални қушқоңчи бўлгани орқали олашлар (5.10-расм). Унда $U_{\text{б}}$ қушқоңчи боза токанинг таъсирини бўҳатиш учун R_1 ва R_2 резисторларнинг қаршилигини $I_{\text{б}} \gg I_{\text{с}}$ шарт бажариладиган қилиб тақлаш керак. Ана шунда ташқи ҳарорат ўзгариш ҳам, транзистор элементларининг ҳам боза потенциални ўзгаришсиз қолади. Лекин $I_{\text{с}} \gg I_{\text{б}}$ таъсирини бажаришга учун $R_1 R_2$ қушқоңчи бўлиниши қаршилигини хитрайтириш керак. Бунда схеманинг кирит қаршилигига кичрайиб, манба токанинг сарф бўлини ортади. Шунинг учун ин режим таъсирининг бу усули ҳам рационал эмас.



5.10-расм. Транзисторнинг инт режимини ҳосил қилиш усуллари.

Транзистор инт режимини стабил бўлинишига таъсирининг инт кент тарқалган усулларида бери эмиттер занажарида R_2 ва C_2 элементлари ушундай (5.10-расм). Унда қушқоңчи бўлганини қаршилигига хитрайтириш талаб қилинмайди.

Эмиттер-боза потенциални $U_{\text{б}}$ қушқоңчи фақат $U_{\text{б}}$ боза қушқоңчи билан эмас, балки эмиттер қушқоңчи билан ҳам аниқланади ва ҳаттада R_1 , R_2 , R_3 резисторларга боғлиқ бўлади.

Кирити сигналнинг таъсари бўҳ вақтда $E_{\text{к}}$ манба энергияда транзистор элементларида таъсирини ўзгариш қушқоңчилар ҳосил бўлади ва коллектор занажарида $I_{\text{с}}$ боза занажарида $I_{\text{б}}$, эмиттер занажарида $I_{\text{э}}$ ўзгаришга тоқлар бўҳи туради. Шунда ташқи муҳит ҳарорати ўзгариш, масалан, ҳарорат кичайиш, бу тоқлар сарф ортади. Натияжада боза-ер, эмиттер-ер ва коллектор-ер потенциаллари қушқоңчилар ўзгаришга таъсирини қиймати эмас, балки инсбай қиймати катта қаршилигига эса. Шунинг учун $R_1 R_2$ қушқоңчи бўлганини қаршилигига кичик бўлса, боза токанинг $\Delta I_{\text{б}}$ ўзгариш боза-ер қушқоңчида кам таъсир ортади ($\Delta U_{\text{б}} = 0$). Лекин эмиттер токанинг ўзгариш R_3 резисторда катта қушқоңчи тушура ҳосил қилади ва у таъсирини инсбай билан бозага узатилади. Бу эмиттер $p-n$ ўтишанинг инсбайнига, яъни эмиттер токанинг қамийишга олиб қилади. Натияжада коллектор токани стабилланади. Буин R_3 резисторнинг қаршилигига қанча катта бўлса, унинг стабиллаш таъсирини шунча кучли бўлади. Лекин R_3 кент орқали $E_{\text{к}}$ манба энергиянинг сарф бўлини ортади. R_1 ва R_2 резисторларнинг қаршилигини ҳам жуда кичик қилиб олиш мумкин эмас. Чунки у қушқоңчи занажари қаршилигига шунчаки, инт энергия сарф бўлини орқалига олиб қилади. Одатда $R_1 \gg 10 R_{\text{э}}$ қилиб қилинади.

Ушунинг термостабиллаш занажарида элементларини қушқоңчи мубоабаслар асосида таълаш мумкин:

$$R_2 = \frac{E_{\text{к}} - I_{\text{с}} R_{\text{н}} - I_{\text{б}} R_3}{I_{\text{б}}}; \quad R_1 = \frac{E_{\text{б}}}{I_{\text{б}}(1 - \beta)}$$

$$R_3 = \frac{E_{\text{к}} R_2}{(1 - \beta) E_{\text{к}} - I_{\text{с}} R_{\text{н}}} \quad (5.8)$$

Бунда $m = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ — кирит қаршилигига боғлиқ коэффициент,

$$R_1' = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \text{ — эквивалент кирит қаршилигига.}$$

Ушунинг эмиттерли схема учун $m = 2-5$ қилиб олинад.

Қушқоңчи занажарида сигнал беришганда эмит-

тер текиннің ұзғаруымен ташкил етуімен қосыл бұлады. Уақыт R_1 резистордағы потенциал түтуінен күтуліп уақыт C_1 конденсатор киратылады:

$$\frac{1}{\omega_1 C_1} \ll R_1$$

5.5. Күчлениш күчайтргичларыни текшириш усулары

Күчлениш күчайтргичлары күчайтргич төгесинде охетте каскад үчүн зарур бұларан микдордагы күчлеништен қосыл қылады. Уларға күйиладган асосый тандаб кырып занжир қарнылантгынын старлача катта бұлынып ва катт соотте күчайтргич шотласыда янг катта күчайтргич коэффициентке эригизилер. Бу таллаблар күчайтргичны бешқаруыи элементини улаан усулмен танлаш бүйи билеи ажалга эширилади. Масалан, билелар транзисторлар ужуний эмиттерли, униполар транзисторлар ужуний истокте ва х.х. қилиб уланады.

Ужуман олганда күчлениш күчайтргичлары мураккаб қурылмадыр. Уларик текшириш усули схемдагы элементлар характеристикасынык математик аловаты билеи бейлеланады. Танланган усул ҳарбир хусусый ҳолда схемдагы актив ва пассив элементларнык фақат күйиладган шароитдагы иш режиминикина ифодалайды.

Күйинча күчлениш күчайтргичларыда актив валасив элементлар чызықты режимда кшелейди. Шунинг үчүн ҳурилантык кириш ва чықиш күчленишлары орасындагы бейлелиш чызықты бұлады. Унда күчайтргич чызықты занжир бұлып, чызықты тентламалар орқали ифодаланады.

Күчайтргичладган сигнал спектрынык ташкил етушпларета қараб күчлениш күчайтргичлары күйиладган усуллар билеи текширилади:

1. Частотавий усул.
2. Утиш характеристикалар усули.
3. Импульс характеристикалар усули.

Частотавий усул билеи текширишда кириш сигналы гармоник ташкил етушчылар йиғиндисидан иборат деб қаралады. Улар күчайтргичта таьсир атишиндеи старлача узок муддат оидин бошланып, доимий ахалитуда, частота ва бошланыш фазаса эга. Шунинг үчүн күчай-

тргичнык чықиш сигналы турғын ҳолатдагы гармоник ташкил етушчылардан иборат бұлады. Уларнык частотасын ұзғармаган ҳолда фақат ахалитуда ва фазалары ұзғаришга учрайды. Бу ҳолда күчайтргичнык иш шотласый ва фазавий характеристикалар орқали ифодаланады.

Утиш характеристикалар усули билеи текширишда кириш сигналы күчлениш сакрашларынык йиғиндисидан иборат деб қаралады. Бу сакрашлар бир-бирге инобитан вақт бүйича саклашган бұлып, катталити «биринч функция»ни саклаш баландлыгына күчайтргичлаиштен тент бұлады. Бу ҳолда күчайтргичнык хусусиятлары утиш утиш характеристикасы орқали ифодаланады.

Импульс характеристикалар усулида кириш сигналы шотте қысқа вақт даром эгадган импульслар йиғиндисидан иборат деб қаралады. Утиш катталити импульс кырып билеи «биринч функция» кык күйиладган күйишда аныкланады. Бунда күчайтргичнык иш утиш импульс характеристикасы орқали ифодаланады.

Күчлениш утиш ва импульс характеристикалары бир-бирлериб, күчайтргичнык вақт характеристикасы деб аталады.

Күчайтргичнык частотавий ва вақт характеристикалары ўзаре узвий бошланган катталыклардыр. Чунки улар бир күчайтргичнык у ёзи бу хусусияттан ифодаланди. Шунинг үчүн жоқорыда келтирилган текшириш усуллари универсал бұлып, күчайтргичнык хусусиятларыни ўзгаришда уларанык истоктеи битласидан фойдаланыш мүмкин. Ахире күчайтргичда гармоник сигналлар күчайтргичлаишда текшириш усули частотавий усул күйи бұласа, импульс сигналлар күчайтргичлаишда вақт характеристикаларыдан фойдаланыш күйи бұлады.

Шунинг айтиш керакки, жоқорыда келтирилган күчлениш күчайтргичларыни текшириш усулларидаи бейлелиш фойдаланышда маълум қийинчиликлар ийкеи бұлады. Бу қийинчиликлар күчайтргичда сигналынык күчайтргичнык жарайишда кириш ва чықиш күчленишларыни инобитан — частотавий ұзғаришга алоқадор. Бу ўзгаришларыни эквивалент схемалар усули ўзгаришда ҳисобга алынады. Утишге моқияти шундан иборатки, күчайтргичнык бешқаруыи элементи ўзиники эквивалент схемасы билеи алмастирилади ва уога күчайтргичнык принципал схемасына мос равишда пассив элементлар

қўшиб қўйилади. Натижада кучайтиргичнинг тўлиқ эквивалент схемаси ҳосил бўлади. Шундан кейин электр ҳисоблаш усулларидан бириктирилиб қўлиб, кучайтиргичнинг эквивалент схемаси текширилади ва кучайтириш коэффициентини, частотасини ва вақт харақтеристикаларини товолади. Табиийки, кучайтиргичнинг бу усулда текшириш учун кучайтирувчи элементнинг ўрнатилаётган кучайтириш режими учун эквивалент схемаси аниқлигини бўлиши керак.

Эквивалент схема тузишнинг бир-биридан тубдан фарқ қиладиган икки усули мавжуд. Улардан биринчи кучайтирувчи элементни чўлқилди (актив) тўрт қўтбга система билан алмаштирилса, иккинчисинда у физиканин эквивалент схемалар билан алмаштирилади.

Эквивалент схема тузишнинг биринчи усулида кучайтирувчи элементнинг хусусиятлари схемасидаги тоқ кучинини, қаршимлик ваки хатталамлар орқали ифода қилинади. Шунинг учун у кучайтириш каскадларининг ягона умумлашган эквивалент схемасини ҳосил қилиш ва бирдй текшириш имконини беради. Лекин булда (актив) тўрт қўтбга система электр схемасининг қандай бўлиши ифодаловчи тингламалар системасининг таллашшига боғлиқ бўлиб, кучайтирувчи элементнинг физик жараёнларини баҳоюта аёқ эътирмайди. Бу учун кучайтиргичнинг кўп турларини умумлаштириб текшириш имконини берса ҳам, бир кучайтиргични ҳар тоқсонлама текшириш учун тўғри келмайди.

Эквивалент схема тузишнинг иккинчи усули бу камчиликлдан ҳолис бўлиб, кучайтирувчи элементнинг электр хусусиятларини етарлиса аниқлик билан ифода қилади. Физикавий эквивалент схемасини кучайтиргич схемасидаги маълум физик жараёнларни ҳисобга олган ҳолда тузилади. Кучайтирувчи элементлар турлича электр схемалар билан моделлаштириш мумкин бўлган учун физикавий эквивалент схемалар ҳам турлича бўлади. Уларнинг ҳар бири ўзига хос физик параметрлар орқали харақтеризланади.

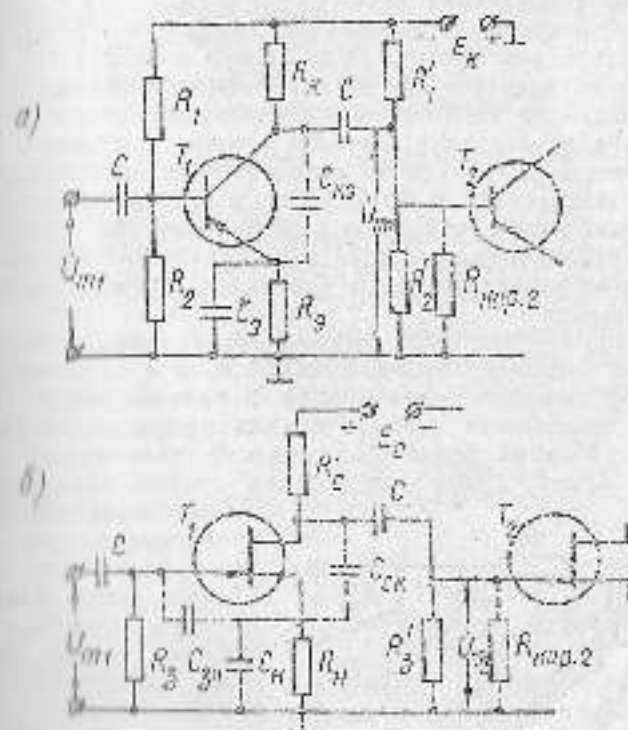
Физикавий эквивалент схемаларнинг асосий афзаллиги шундаки, уларнинг параметрлари кучайтирувчи элементнинг параметрларига боғлиқ бўлиши ва шунинг билан элементнинг хусусиятларини тўғра аёқ эътирмайди. Лекин булда кучайтирувчи элементлар турлича бўлган бирдй турдаги кучайтириш каскадизининг ҳисоблашларида умумлаштириш мумкин бўмас. Чунки ҳар

бир ҳолда кучайтиргичнинг бошқарувчи элементи турлича физик жараёнлар билан харақтерланади.

5.6. RC — кучайтиргич

RC — кучайтиргич паст частотали сигналнинг кучлашсини босирувчи кучайтиргичлар. Унда йағрузка сифатида резистор қўлланилади учун уни резисторларда турлича кучайтиргич бки қисқама RC — кучайтиргичи қилинади. Унинг кучайтириш хусусиятлари кенг частоталар оралиғида ситиға частотасига боғлиқ эмас.

5.11-расмда биколар ва униполар транзисторда турлича RC — кучайтиргичнинг практикавий схемаси кўрсатилган. Ундиге пастки элементлар турли хил ваифаини бажаради. Масалан, пастки электрлардан C, R₁,



5.11-расм. RC — кучайтиргич а — биполар транзисторда; б — униполар транзисторда.

$C_{\pi} R_{\pi}$ ва $R_{\pi} R_{\pi}$ кучайтиргичнинг ўзгармас ток бўлиши, қолган элементлар эса, ўзгарувчан ток бўлиши на режими белгилайди.

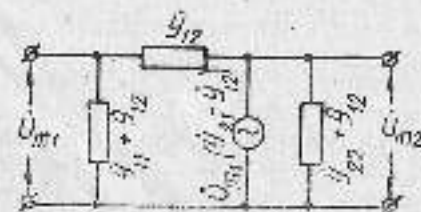
Кучайтириш жараёнда бошқарувчи элементнинг чиқишида (коллекторда, стокада) катталиги ўзгарувчан кучланиш катталигига яқин бўлган ўзгармас кучланиш мавжуд бўлади. Бу кучланиш кейинги кучайтириш каскаднинг кириш экиркинга уланган, унинг ўзгармас ток бўлиши ил режими бўлади. Бундан қўйилиш учун кучайтириш каскадларнинг орасига конденсатор уланган. Уни ажратувчи конденсатор (C) деб аталади. У ўзгарувчан таъсил этувчи бўлиши кучайтиришнинг чиқишида кейинги каскаднинг кириши билан боғлиқлиги, ўзгармас таъсил этувчи ток эса ўтказмайди. Шунга кўра RC — кучайтириш систем боғланган кучайтириш деб ҳам аталади.

Кучайтиришнинг ил режими схемалари зарарли элементларга ҳам боғлиқ. Улар асосан кучайтирувчи элементнинг электродларига схемалари, ҳисобларнинг C_с схемалари ва кейинги кучайтириш каскаднинг кириши схемалари ил режими. Кучайтиришнинг ҳисобларнинг ўртақлиги улар асосатта ҳисобга олиниши зарур.

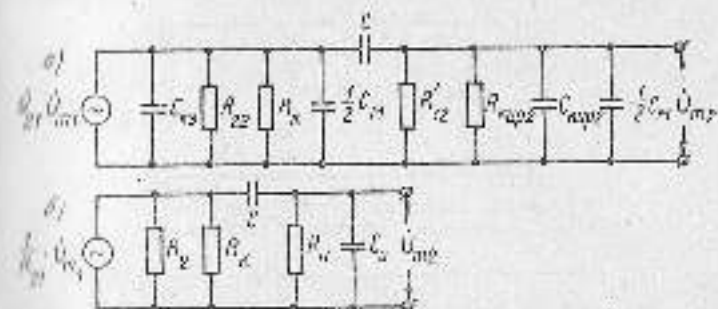
Кучайтиришнинг стандарт ҳарактеристикаларини аниқлаш учун кучайтириш коэффициентини схемалари режими орали қандай ил режими билан кўра. Уни кучайтиришнинг эквивалент схемаси ёрдамида топлади.

Қўйилиш биполяр транзисторли кучайтиришнинг асосий параметрларини аниқлашда U — параметрлардан фойдаланиш қўлай бўлади. U транзисторнинг П — сифон эквивалент схемаси орали ил режими (5.12-расм). Умумий ҳолда U — параметрлар ҳоҳлике катталиги бўлиб, (3.28) тенгламалар орали аниқланади.

Лекне кучайтиришда кучайтириладиган сигнал орали частотали бўлса, унда мазкур қисмини ҳисобга олишнинг ҳимки. Бундан таъқари, биполяр транзистор учун катта аҳамиятга эга бўлган ички тасқари боғланган ҳам ҳисобга оли



5.12-расм. Транзисторнинг П — сифон эквивалент схемаси.



5.13-расм. Биполяр транзисторли RC — кучайтиришнинг аниқ (а) ва соддаштирилган (б) эквивалент схемаси.

насан, яъни $U_{\pi} = 0$ деб ҳисобласан, кучайтиришнинг эквивалент схемаси содда ҳолга келади ва 5.13 а-расм кўринишида тасвирланади. Унда

$U_{\pi} U_{\pi}$ — эквивалент ток тасқари.

R_{π} — транзисторнинг кириш қариндари.

$R_{\pi} = \frac{R_{\pi} R_{\pi}}{R_{\pi} + R_{\pi}}$ — сифонли экиркининг эквивалент қариндари,

C_{π} — монтажнинг зарарли сифони.

C_{π} — коллектор-эмиттер экиркининг сифони.

C_{π} — кейинги кучайтириш каскаднинг кириш сифони.

Агар ажратувчи конденсаторнинг сифони схемалари қўйилишдан зарарли схемалари стардия катта бўлиши ҳисобга олсан, уларни параллель уланган деб бирлаштириш ҳимки:

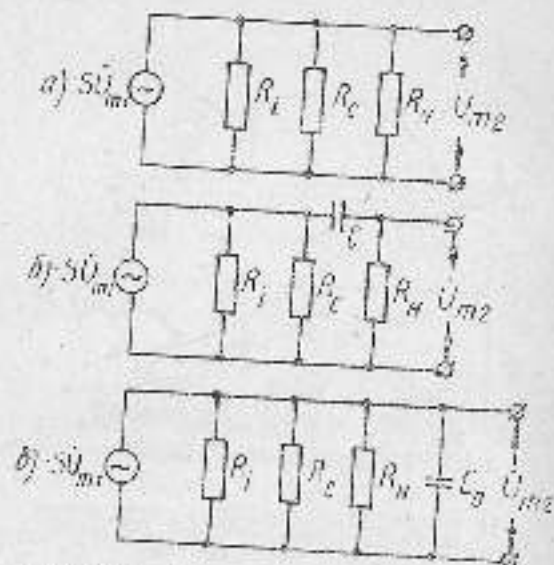
$$C_{\pi} = C_{\pi} + C_{\pi} + C_{\pi}$$

Бундан таъқари, R_{π} ва R_{π} қариндари

$$R_{\pi} = \frac{R_{\pi} R_{\pi}}{R_{\pi} + R_{\pi}}$$

деб бирлаштирилса, схема 5.13 б-расмдаги ҳаби содда кўринишга келади.

Ушбулар транзисторли RC — кучайтиришнинг эквивалент схемаси 5.14-расмда кўрсатилган. Унда ҳам ажратувчи конденсаторнинг сифони зарарли C_{π} , C_{π} , C_{π} сифонли стардия катта бўлган учун $C_{\pi} = C_{\pi} +$



5.16-расм. Усилитель частоты: RC-кучайтиргичнинг ўрта (а), қуйи (б) ва юқори (в) частоталар соҳаси учун эквивалент схемалари.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_0 C_n}} \quad (5.12)$$

Сигнал частотаси квазирезонанс частотага нисбатан кичрайдиган билан ($\omega < \omega_0$) ω катталиқ нолга яқинлаб, $\frac{1}{\omega C_n} =$ ўсади. Шунинг учун (5.11) ифода содда шаклга кўйилганга келиди:

$$\begin{aligned} K_n &= \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega C_n}\right)^2}} \\ \psi_n &= \arctg \frac{1}{\omega C_n} \end{aligned} \quad (5.13)$$

Бу частота кичрайдиган билан C ва C_n ситимларнинг ўтказувчанлиги кичрайдигани ва C_n ситимнинг таъсири ҳисобга олинмаслиқ ҳужимлиги ҳисобга олинмайди (5.15 б-расм). Шунинг учун кучайтириш коэффициентининг кичрайдиган ажратувчи конденсаторнинг ўтказувчанлигига боғлиқ бўлиб қолади. Сабаби R_n нагрукадан

ажратиб олинмадиган кучланиш ажратувчи конденсаторнинг қаршилтигига ва R_n резисторга бўлинади. Частота кичрайдиган билан ажратувчи ситим қаршилтига орта-бошлайди ва ундаги потенциал тушуви ҳам ўсади. Натикжа R_n резистордаги кучланиш камайиб, кучайтириш коэффициентининг кичрайдиганига олиб келади (фаза ситимжашлари ортади).

Сигнал частотаси квазирезонанс частотага нисбатан орта ($\omega > \omega_0$) 5.11-ифодадаги $\frac{1}{\omega C_n}$ катталиқ кичраиб, ω катталиқ ўсади. Шунинг учун у содда шаклга кўйилганга келиди:

$$\begin{aligned} K_n &= \frac{K_0}{\sqrt{1 + \omega^2 C_n^2 R_n^2}} \\ \psi_n &= -\arctg \omega C_n R_n \end{aligned} \quad (5.14)$$

Бу частота орташи билан ажратувчи конденсаторнинг таъсири сусайиб, зарарли ситимларнинг таъсири орташига кўрсатади (5.15 в-расм). Шунинг учун ажратувчи конденсаторнинг қаршилти ҳисобга олинмайди. Бунда наразит ситимларнинг қаршилти кичик бўлгани учун нагрукка резисторини шунгай боплайди. Натикжа-да кучайтиргичнинг чиқилганда натикжавий эквивалент қаршилти кичраиб, чиқил кучланишининг камайишига олиб келади ва кучайтириш коэффициенти кичрайдиган (фаза ситимжашлари ортади).

Шундай қилиб, кучайтиргичнинг частотавий ва фазавий характеристикасини учта частота соҳасига ажратиб ҳужимлиқ (5.15-расм). 1. $\omega \approx \omega_0$ — ўрта частоталар соҳаси. Бунда C ва C_n ситимларнинг таъсири ҳисобга олинмайди, кучайтириш коэффициенти энг катта бўлиб, фаза ситимжашлари нолга яқин бўлади;

2. $\omega < \omega_0$ — қуйи частоталар соҳаси. Унда фақат ажратувчи конденсаторнинг таъсири ҳисобга олинмади. Кучайтириш коэффициентининг кичрайдиганига (фаза ситимжашларининг орташига) ситим қаршилтигининг орташи сабаб бўлади.

3. $\omega > \omega_0$ — юқори частоталар соҳаси. Унда кучайтириш коэффициентининг кичрайдигани (фаза ситимжашларининг орташига) зарарли ситимларнинг нагрукка резисторини шунгай сабаб бўлади.

Частотавий ҳарактеристиканинг нотехниклик коэффициенти билан қилиди. Қуйи частота соҳасида у (5.13)

ифодадан аниқланади ва кучайтиргичнинг ўтказиш завоқари билан характерланади:

$$M_{\omega} = \frac{K_{\omega}}{K_0} = \frac{K_{\omega}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\omega})^2}} \quad (5.15)$$

Агар (5.15) ифодадан фазавий характеристиканинг (5.13) ифодаси билан солиштарсак, бирор ω частотата ўзги келадиган характеристиканинг нотекислиг коэффициенти билан олдий боғлакинда эканини аниқлаш мумкин, яъни

$$M_{\omega} = \cos \varphi_{\omega} \quad (5.16)$$

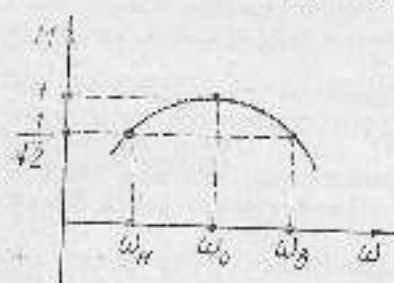
Демак, сигналнинг бирор частотатадаги фаза силжисининг косинуси, шу частотатага ўзги келадиган характеристиканинг нотекислик коэффициентига сон жиҳатдан тенг бўлар экан.

Худди шундай, кучайтиргичнинг юқори частотата соҳаси узун характеристикасининг нотекислик коэффициентини ифодаси

$$M_{\omega} = \frac{K_{\omega}}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\omega})^2}} \quad (5.17)$$

ни (5.14) фазавий характеристика тенгламаси билан солиштириб

$$M_{\omega} = \cos \varphi_{\omega} \quad (5.18)$$



5.17-расм. Нормаланган частотавий характеристика.

эқанини аниқлаш мумкин, яъни сигналнинг бирор частотатадаги фаза силжисининг бурчлик косинуси сон жиҳатдан шу частотатадаги характеристика нотекислик коэффициентига тенг бўлади.

(5.16) ва (5.18) ифодадан частотавий бузилишлар кичик бўлса, фаза бузилишлари ҳам

кичик бўлишига кўрсатади.

5.17-расмда кучайтиргичнинг нормаланган частотавий характеристикаси кўрсатилган. Унда кучайтиргичнинг ўтказиш соҳасининг чегаравий частоталарини аниқлаш мумкин. Таърифга бинсая ўтказиш соҳасининг куйи частотата чегараси

$$\frac{1}{V^2} = \frac{1}{V(1 + (\omega\tau_{\omega})^2)}$$

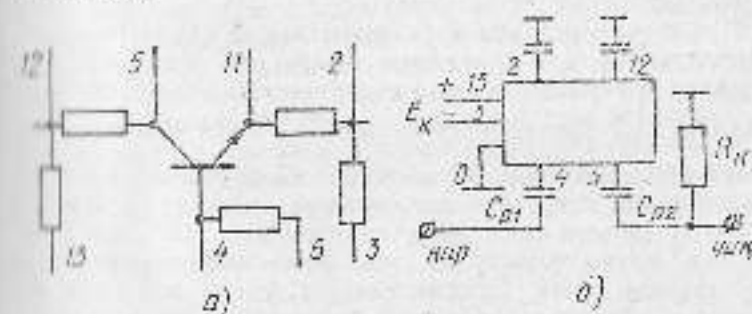
тенгламдан, юқори чегаравий частотата эса,

$$\frac{1}{V^2} = \frac{1}{V(1 + (\omega\tau_{\omega})^2)}$$

тенгламдан аниқланади ва куйидагича бўлади:

$$\omega_n = \frac{1}{\tau_{\omega}} \text{ ва } \omega_b = \frac{1}{\tau_{\omega}} \quad (5.19)$$

Демак, КС — кучайтиргичнинг ўтказиш соҳасининг куйи частотатаи ўзги эканининг вақт доимийсига, юқори частотатаи эса, чўқил эканининг вақт доимийсига боғлиқ экан. Ўтказиш соҳасини кенгайтириш ушунга ки ортириш, яъни эса, кичрайтириш мумкин. Лекин ушунга ки ортиришга ўзгариш мумкин эмас. Жуда кенг ўтказиш соҳасига эришиш ушунга ки халосе усулдан фойдаланилади.



5.18-расм. КСНМНН микрохема (а) ва унда кўрсатилган пост частотавий кучайтиргич (б).

Юқорида кўрсатилган кучайтиргичлар дискрет элементлардан ташқари қўйсий ИМС да ҳам жорий қилинмоқда. 5.18-расмда энг содда шундай кучайтиргичлардан бири кўрсатилган. У пост частотатаи кучайтиргич бўлиб, КР119УН11 микрохемада жорий қилинган. Унда коллектор ва эмиттер резисторлари иккита резисторнинг кетма-кет улавишидан ташқил тошган (Микрохеманинг 11 учидан фойдаланилмаган).

Шунга ки айтиш керакки, ИМСлар энг қўйида кишлаб

тиҳаридан ушунуниверсал схемани таъкид қилади. Унда бир тур кучайтиргичнинг турли хил харақтеристика ва параметрларига эришни қўллади кўрилган бўлади.

5.7. Юқори частотали кучайтиргичлар

Қўи ҳолатда юқори частотали кам қувватли тебранишларни бир неча ўн, ҳатто юз миллион марта кучайтириш талаб қилинади. Бундай тебранишларга радиоаппаратда антенна орқали қабул қилинадиган сигналлар мисол бўлади. Уларни кучайтириш юқори частотали кучайтиргичлар ёрдамида амалга оширилади.

Қабул қилувчи антеннада фақат ягона радиостанциянинг сигналли эмас, балки жуда кўп радиостанцияларнинг сигналлари қабул қилинади. Шунинг учун қабул қилувчи қурилманинг кучайтиргичи турли радиостанциялардан келадиган тебранишлардан керакли частоталисини танлаб кучайтириш хусусиятига эга бўлиши керак. Шунга кўра юқори частотали кучайтиргичлар частота танловчи ёки танловчи кучайтиргичлар деб аталади.

Частота танловчи кучайтиргичларда кучайтириш коэффициенти $\omega_1 - \omega_2$ частота оралиғида ўзгармас (ёки деярли ўзгармас) бўлиши ва бу частота соҳасининг катталиги $\Delta\omega$ уртача частота $\omega = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$ дан старлича кичик бўлиши керак. Бу шартнинг бажарилиши учун кучайтиргичи нагрузка занжирининг кириш қаршиликсиз $\omega_1 - \omega_2$ частота соҳасида старлича катта ва доимий бўлиши, ундаи таъкирида эса, жуда кичик хийматгача келайиши керак. Бундай талабга юқори асосликка эга бўлган параллель тебраниш контури жавоб беради.

Нагрузкага яқин тебраниш контуридан иборат бўлган кучайтиргичи *резонанс кучайтиргич* деб, нагрузкадан болаёти тебраниш контуридан иборат бўлган кучайтиргичи эса, *ўзгармас соҳали кучайтиргич* деб аталади.

Юқори частотали кучайтиргичларнинг хусусиятлари бошқарувчи элементнинг кириш ва чиқиш қаршиликсизга жуда боғлиқ бўлади. Масалан, ундолар транзисторларнинг кириш ва чиқиш қаршиликлари нисбатан катта қийматга эга бўлгани учун уларда тузилган кучайтиргичларнинг нагрузка контури ороқ шунтланади ва

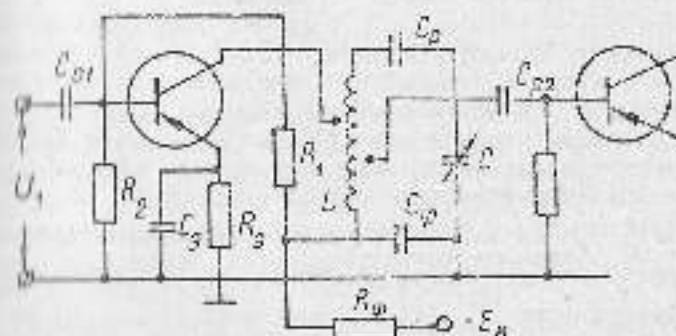
танлаш хусусиятини кам ўзгартиради. Икки бадалар транзистор бошқарувчи элемент бўлиб хиймат қилса, унинг кириш ва чиқиш қаршиликлари кичик бўлгани учун нагрузка контури кучли шунтланади. Натияжада кучайтиргичнинг танлаш қобилияти жуда сусайиб кетди. Ҳатто контур тўлиқ уланган бўлса, унинг частота танлаш хусусияти бутунлай йўқолиши ҳам мумкин. Шунинг учун юқори частотали кучайтиргичларда нагрузка контурининг ўз контури ва кейинги каскаднинг транзистори билан болалини сусайтирилади. Уни тебраниш контури нагрузка занжирига қисман улаш йўли билан амалга оширилади. Шунда бошқарувчи элементнинг кириш ва чиқиш занжирлари орасида ҳисса бўладиган ички тесқари боғлиниши ҳам сусайди.

Контурларнинг қисман улаиши даражаси *трансформация коэффициент* деб аталадиган катталиклар орқали ифодаланади:

$$P_1 = \frac{U_1}{U_k} \text{ ва } P_2 = \frac{U_2}{U_k} \quad (5.20)$$

Амалда тебраниш контури нагрузка занжирига қисман улаишнинг кўш автотрансформатор ҳоли келтирилади. У бошқарувчи элемент кириш ва чиқиш қаршиликларининг нунтаиш таъкириш келайтирибгани қилиб, энг катта кучайтиришга эришганда бу қаршиликларни бир-бирига солаш имконини ҳам беради.

5.19-расмда бисолар транзисторли резонанс кучайтиргичнинг принципа схемаси кўрсатилган. Унда нагрузка контури L индуктивлик галтаги ва C ўзгарувчан



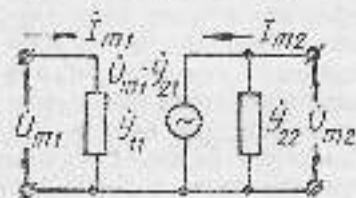
5.19-расм. Бисолар транзисторли резонанс кучайтиргичнинг принципа схемаси.

конденсатордан ташкил топган. C_{11} ва C_{12} конденсаторлар ёрдамчи элементлар бўлиб, уларнинг ситими ўзгарувчан конденсаторнинг максимал сингидан етарлича катта қилин олинган. Шунинг учун тебраниш контурининг резонанс частотаси L ва C контур элементларигагина боғлиқ бўлади. C_{11} ва C_{12} конденсаторлар C ўзгарувчан конденсаторнинг қончаларига ўзгармас қўллашнинг таъсир этмаслигини таъминлайди.

Қўлданча юқори частотада кучайтиргичларни ўрганишда транзисторнинг Y — параметрларидан фойдаланиш қулай. Ҳукумий эмиттерли уланниш схемасида Y_{11} , Y_{12} ва Y_{22} параметрларнинг реактивлиги ситим табиатида, Y_{11} параметрнинг реактивлиги эса, индуктив (манфий ситим) табиатда эса:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= g_{11} + j\omega C_{11}; & Y_{12} &= g_{12} + j\omega C_{12}; \\ Y_{21} &= g_{21} - j\omega C_{21}; & Y_{22} &= g_{22} + j\omega C_{22}. \end{aligned}$$

(g_{11} , g_{12} , g_{21} , g_{22} ва C_{11} , C_{12} , C_{21} , C_{22} — катталарнинг ҳисоблари махсус китобларда келтирилган бўлади). Бу ҳолда транзисторнинг 5.20-расмда кўрсатилган Π —

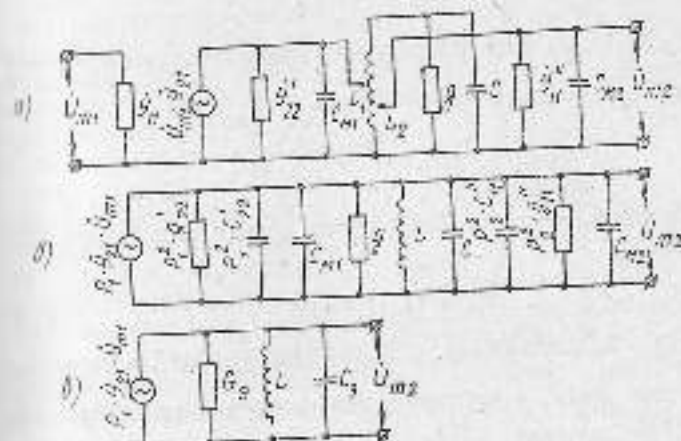


5.20-расм. Транзисторнинг Π — шакли эквивалент схемаси.

симон эквивалент схемаси мис қилади. (Унда икки тескари бўлишлик ҳисобга олинмаган). Шунга кўра кучайтиргичнинг тулқин эквивалент схемаси 5.21-расм кўринишда бўлади. Ундаги « x » кўрсаткич кучай

тигилнинг бошқарувчи элементига тегишли катталикни, « y » кўрсаткич кейинги каскаднинг транзисторига тегишли катталикларни ифода қилади. (Схемада кучайтиргичнинг коллекторини ва кейинги каскаднинг базасини менби билан таъминлаш элвжирлари элементларининг ўтказувчанликлари ҳисобга олинмаган).

Агар Y_{22} , U_{m2} эквивалент ток генераторини, транзисторнинг Y_{21} чиққиш ўтказувчанлигини ва кейинги каскад транзисторининг Y_{11} кириш ўтказувчанлигини, P_1 ва P_2 трансформация коэффициентларини ҳисобга олган ҳолда тебраниш контурининг уланниш нуқталарига келтирилса, эквивалент схема 5.21б-расмда тасвирланган



5.21-расм. Тебраниш кучайтиргичнинг эквивалент схемаси: а — ўзлаш, б — келтирилган, в — соддаштилган.

схема кўринишда бўлади. Унда $g'_{21} \cdot P_1^2$ ва $C'_{21} \cdot P_1^2$ — кучайтиргич бошқарувчи элементининг келтирилган Y_{21} , P_1^2 иккинчи ўтказувчанлигининг ташкил этувчилари бўлса, $g'_{11} \cdot P_2^2$ ва $C'_{11} \cdot P_2^2$ — кейинги каскад бошқарувчи элементининг келтирилган Y_{11} , P_2^2 кириш ўтказувчанлигининг ташкил этувчиларидир. Схемалаги барча элементлар параллель уланган бўлгани учун моҳ элементларни бирлаштираиб, схемани янада соддаштириш мумкин (5.21 в-расм):

$$\left. \begin{aligned} G_x &= \frac{1}{Z_{\text{сх}}} = P_1^2 g'_{21} + g + P_2^2 g'_{11} \\ C_x &= P_1^2 (C'_{21} + C_{22}) + C + P_2^2 (C'_{11} + C_{12}) \\ P_1 &= 1/g'_{11} \quad \text{ва} \quad P_2 = 1/g'_{22} \end{aligned} \right\} \quad (5.22)$$

Ҳосил бўлган схема параллель тебраниш контуридан иборат бўлиб, унинг параметрлари ҳам контурининг, ҳам кучайтиргич чиққиш элвжирининг, ҳам тапқи нагрузка (кейинги каскаднинг кириш элвжир)нинг параметрларини орқалаи ифода қилади. Шунинг учун кучайтиргичнинг частотавий характеристикаси тебраниш контурининг резонанс чизигига ўхшай бўлади.

Кучайтиргичнинг U_{m2} чиққиш кучларини контурдаги кучларини тушувишнинг P_2 қисмининг ташкил қилади: $U_{m2} = P_2 U_{m1}$; контурининг кучларини эса, сон жиҳатдан, ток генератори-

нинг $\dot{V}_{a1} \dot{U}_{m1} P_1$ электр қўрутқучи кучини контурнинг $Z_0 = \frac{1}{S_0}$ тўлиқ қаршиликка қўлайтмасига тенг, яъни

$$\dot{U}_0 = \dot{V}_{a1} \dot{U}_{m1} P_1 \cdot \frac{1}{S_0}$$

Z_0 нинг катталиги (2.67) ифода орқали аниқланади. Шунга қўра

$$\dot{V}_2 = Q_2 (1 + jx) \quad (5.23)$$

$x = Q_2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q_2 \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$ — контурнинг умумлашган бузилиши десак, кучайтириш коэффициентини қуйдагича ифода қиламиз:

$$K = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = \frac{\dot{V}_{a1} P_1 P_2}{Q_2 (1 + jx)} \quad (5.24)$$

Резонанс вақтида контурнинг умумлашган бузилиши нолга тенг ($x=0$) бўлгани учун (5.24) ифоданинг модули кучайтириш коэффициентининг энг катта қиймати ифода қилади:

$$K_p = \frac{|\dot{V}_{a1} P_1 P_2|}{Q_2} = \frac{|\dot{V}_{a1}| P_1 P_2}{2 + Z_{22} P_1^2 + Z_{11} P_2^2} \quad (5.25)$$

Агар кучайтирувчи элемент вазифини униполяр транзистор бажарса, $|\dot{V}_{a1}| = S$ бўлади. Шунинг учун (5.25) ифода контур тўлиқ уланган ҳолда ($P_1 = P_2 = 1$) жуда сода қўриққиси келади:

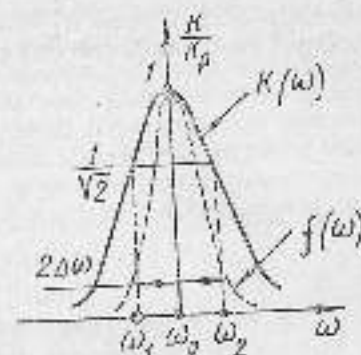
$$K_p = SZ_0 \quad (5.26)$$

5.22-расмда кучайтиргичнинг қорғалланган частотавий характеристикаси кўрсатилган (пунктир чизик ҳолда одатта тебраниш контурининг резонанс чизигидир).

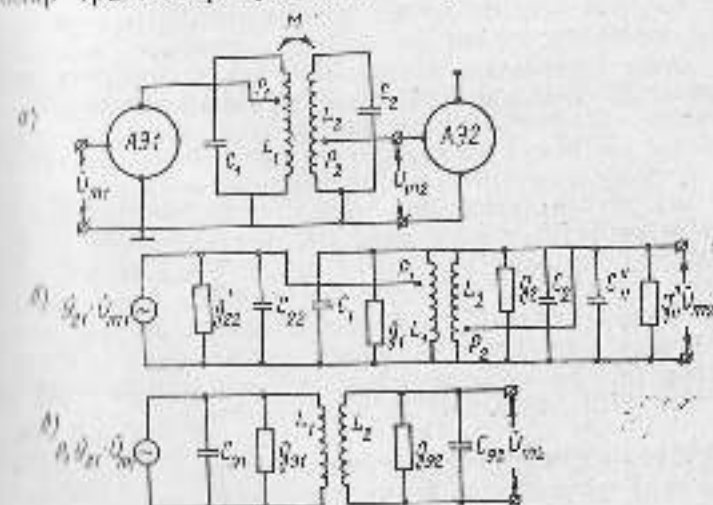
Қўп радиотехникавий масалаларни ҳал этишда юқори частотали тебранишларнинг маълум частота соҳасини кучайтириш талаб қилинади. Бунинг учун ўтказиш соҳаси тўғри тўртбурчак шаклига яқин бўлган кучайтиргич талаб қилинади.

Загармас соҳали кучайтиргич шундай кучайтиргич бўлиб, унда нагрузка вазифини оптимал боғланишда боғланган тебраниш контурлари системаси бажараяди. Қўпошча,

икки контурли боғланган тебраниш контурлари системасидан фойдаланилади. Контурларнинг уланган усули яқин контурликка ўхшаш бўлиб, фарқи ҳар бир контурга айрим ҳолдаги мустакил зақижар уланган бўлади. Кучайтиргичнинг асосий катталиклари системасидаги контурларнинг ўзаро қандай боғланишидан, уларнинг нагрузка зақижри ва кучайтирувчи элемент билан қандай уланishiдан қатъи назар ҳамма ҳолда бир хил усулда аниқланади. 5.23 а-расмда иккиламчи контурли кейинги каскаднинг кучайтирувчи элементига параллель уланган кучайтиргичнинг умумлашган схемаси кўрсатилган. Агар кучайтирувчи элемент бинолар транзистор бўлса, кучайтиргичнинг эквивалент



5.22-расм. Резонанс кучайтириш ва тебраниш контурининг частотавий характеристикаси.



5.23-расм. Загармас соҳали кучайтиргичнинг умумлашган (а) ва эквивалент (б, в) схемалари.

схемаси 5.23 б-расм кўралишида бўлади. Унда кучайтириш коэффициентини ушун қуйидаги муносабат ҳисоб бўлади:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{out}}{\dot{U}_{in}} = \frac{j\omega M}{\omega^2 C_1 C_2} \frac{\dot{X}_2 P_2}{Z_1 Z_2 - \omega^2 M^2} \quad (5.27)$$

Унинг модули

$$K = \frac{\frac{\omega M P_2 |\dot{X}_2|}{\omega^2 C_1 C_2 Z_1}}{\sqrt{\left[R_{a1} + \frac{\omega^2 M^2}{Z_1^2} R_{a2}\right]^2 + \left[X_{L1} - \frac{\omega^2 M^2}{Z_1^2} X_{L2}\right]^2}} \quad (5.28)$$

ўзгариш соҳали кучайтиргич частотавий харахтеристикасини тевдмасидир.

Ҳозирги вақтида (5.28) ифоданинг расмий ташвиш атувчиш катта тенг бўлади ва кучайтириш коэффициентини ўзининг энг катта қийматига эришад:

$$K_0 = \frac{\frac{\omega_0 M P_2 |\dot{X}_2|}{\omega_0^2 C_1 C_2 R_{a1}}}{R_{a1} + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_{a1}^2} R_{a2}} \quad (5.29)$$

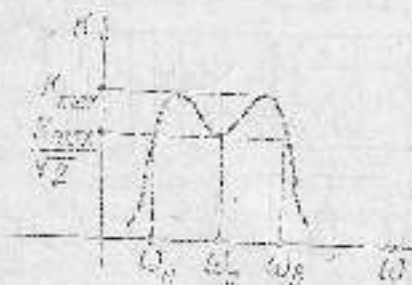
Агар системасидаги контурларни бир хил ($Z_1 = Z_2 = Z$) деб қилиб, боғланиш параметрини деб аталатган:

$$Q = \frac{\omega_0 M}{R_{a1}} = \frac{\omega_0 L}{R_{a1}} \cdot \frac{M}{L} = Q_0 \quad (5.30)$$

катталигини қарикли, (5.29) ифода қўйишга содда кўрилишга келлади:

$$K_0 = \frac{Q}{1 + Q^2} |\dot{X}_2| \quad (5.31)$$

Бу ифода резонанс кучайтиргичини (5.28) кучайтириш коэффициентини ифода қилишга содда кўрилишга келлади:



5.24-расм. Резонанс тоиланс кучайтириш коэффициентини частотавий харахтеристикасини

коэффициентга фарқ қилишни кўриш мумкин. Бу деган сўз бир хил шароитда ўзгариш соҳали кучайтиришнинг кучайтириш коэффициентини резонанс кучайтиришнинг кучайтириш коэффициентидан кичик бўлар экан. Қонунлар орасидаги ўзаро боғланишнинг критик қийматда, яъни $m=1$ бўлганда, бу фарқ 2 мартага етди. 5.24-расмда ўзгариш соҳали кучайтиришнинг контурларининг оптимал боғланиш ҳолатида частотавий харахтеристикасини кўрсатилган.

5.8. Кенг соҳали кучайтиргич

Кўп радиотехника қурилмаларда кенг частота спектрага эга бўлган мураккаб шаклдаги сигналлар — мушунча сигналларини кучайтириш талаб этилади. Бундай сигналларнинг барча ташкил атувчиларини бир текис кучайтириш учун кучайтиргичнинг ўтказиш соҳаси бир нелга таридан то бир нелга метатерияга етиши керак. Бундай шартни қўйишга частотага боғлиқ бўлган кучайтиришлар бажарилади. Улар резисторларда тузилган кучайтиришлардан абортандир. Сигнал спектрида юқори частотали ташкил атувчилар ҳам бўлган учун бу кучайтиргичнинг кучайтириш соҳасини кенгитишдорини ақшаватли қараш ва эндиш спектрига эга бўлиши керак.

Мисолуки, резисторларда тузилган кучайтиргичнинг ўтказиш соҳаси (5.17-расм) кўп частоталар томонига ўтиш заимкорининг вақт доимийси ($\tau_0 = CR_0$), юқори частоталарда эса, нағрушқа заимкорининг вақт доимийси ($\tau_0 = C_0 R_{\infty}$) билан чегараланган бўлади. Шунга кўра, ўтказиш соҳасини кўп частоталар томонига қараб кенгайтириш учун ўтиш заимкорининг вақт доимийсини ё ажратувчи конденсатор сигимини, ёки нағрушқа резисторининг қаршилигини катталаштириш ҳисобига олтириш керак. Лекин R_0 резистор қаршилигини кудда катта қилиш мумкин эмас. Шунинг учун фақат ажратувчи конденсаторнинг C сигимини катталаштириш мумкин.

Кучайтиргичнинг частотавий харахтеристикасини юқори частоталар соҳасига қараб кенгайтириш учун эса, нағрушқа заимкорининг вақт доимийсини кичрайтириш керак. Бунинг учун ё R_{∞} ни, ёки C_0 сигимини кичрайтириш лозим. Лекин R_{∞} қаршилигини кичрайтириш

кучайтириш коэффициентининг кичрайдиганга олиб келадиган, бу мақсадга мувофиқ эмас. C_2 ситимни текисла кичрайтириш ҳам мумкин эмас, чунки C_2 жомтаж ситимки, $C_{инт}$ кейинги каскаднинг кириш ситимия ва бошқалардан қутулиш мумкин эмас.

Демак, кучайтиргич схемасидаги элементларни ўзгартириш ҳисобида етарлича кенг ўтказиш соҳасига эришиш мумкин эмас.

Кучайтиргич ўтказиш соҳасини кенгайтиришнинг икки хил усули мавжуд: куй каскадли кучайтиргич лелани ва кучайтиригичнинг схемасига махсус занжир улаш. Бу занжирлар коррекция занжирлари деб аталади.

Кучайтиргичнинг частотавий (ёки фазавий) хараактеристикасини куйи частоталар соҳасида ўзгартирадиган занжир куйи частотавий коррекция занжири деб, юқори частоталар соҳасида ўзгартирадиган занжир эса, юқори частотавий коррекция занжири деб аталади. Коррекция занжирига эга бўлган ва сигналларнинг кенг частота спектрини кучайтироладиган кучайтиргич коррекцияланган ёки кенг соҳали кучайтиргич деб аталади.

Умумий ҳолда коррекция занжирлари хилма-хил бўлиб, етарлича мураккаб тузилушга эга. Шулардан биз энг содда параллель коррекция занжари билан танишамиз.

5.9. Куйи частотавий коррекция

Кучайтиргичнинг частотавий хараактеристикасини куйи частоталар соҳасида коррекциялаш учун ушбу чиккиш (нагрузка) занжирига R_4 ва C_2 элементларнинг параллель уланishiдан ҳосил қилинган занжир кирилади. Бу занжир кучайтиргични умумий манба орқали содир бўладиган зарарли таскари боғланиш ҳолатисидан ва кучланиш сакрашларидан ҳимоя қилувчи фильтр вазифасини ҳам бажаради.

5.25-расмда коррекция занжири коллектор (а) ва еток (б) нагрузкаи билан ҳесма-хет уланган кучайтиргичларнинг принципаал схемалари кўрсатилган. Ушбу коррекция занжири ўрта ва юқори частоталарда кучайтириш коэффициентига таъсир этмаслиги учун

$$R_4 \gg \frac{1}{\omega C_2} \quad (5.33a)$$

тенгсизлик ўринли бўлиши, яъни C_2 конденсатор R_4 резисторини тўла шунтлаш керак.

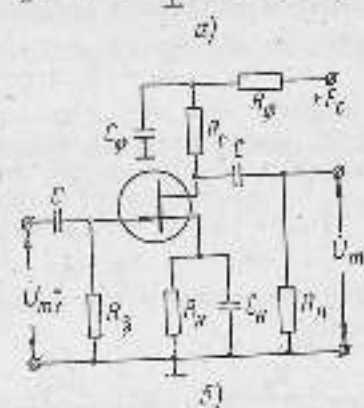
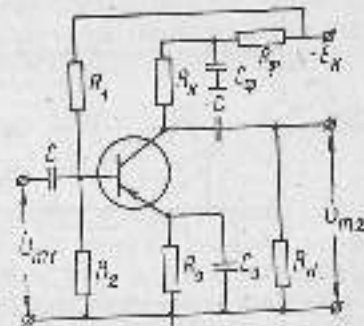
Частота камайиши билан C_2 конденсаторнинг ситим қаршиликги ортади ва кучайтиргичнинг нагрузкасини орттиради. Нативжада кучайтириш ортади ва C_2 ажратувчи конденсатор таъсиринда кучайтириш коэффициентининг камайиши бартараф қилина бошлайди. Бу вақтда

$$R_4 \ll \frac{1}{\omega C_2} \quad (5.32b)$$

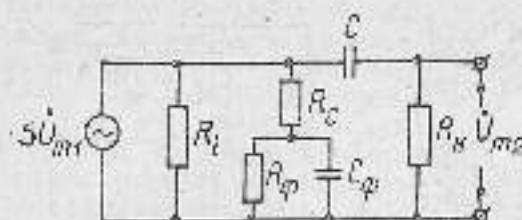
тенгсизлик бажаришга, кучайтиргичларнинг нагрузкаи, мос равишда, $R_k + R_4$ ва $R_k + R_4$ қийматга эришади. Шунинг учун $R_4 \gg R_k$ ва $R_4 \gg R_c$ қилиб олиб, кучайтириш қийматини етарлича катта қийматга олирамиз, яъни ўтказиш соҳасини етарлича кичик частота соҳаси томон кенгайтириш мумкин.

Демак, (5.32 а) ва (5.32 б) тенгсизликлар икки частотавий коррекция занжирининг элементларини тизлаш шартитир.

Кучайтиргичнинг соддалаштирилган схемаси ёрдамида унинг асосий катталикларини аниқлайлик. Агар биполяр транзистордаги икки таскари боғланиш ҳисобга олинмаса, 5.25 а-расмда кўрсатилган кучайтиргичларнинг куйи частота соҳаси учун эквивалент схемалари бир-бирига ўхшаш бўлади (5.13 б ва 5.16 б-расмлар), чунки $U_{in} = S$ ва $R_{in} = R_1$. Шунинг учун коррекциялашнинг моҳиятини аниқлашда улардан биттасини текшириш етарлидир. Биз ушбулар транзисторли кучайтир-



5.25-расм. Биполяр (а), ушбулар (б) транзисторларда аниқлаш икки частотавий коррекция занжирига эга бўлган кучайтиргичнинг принципаал схемалари.



5.26-расм. Параллел резонанс схемасы

гичли олайки. Ушунт эквивалент схемасы 5.26-расмда кўрсатылган. Унда $R_0 \gg R_c + R_p$ бўлгани учун ушунт пунктлар таъсири ҳисобга олинмайди. Шунинг учун кучайтиргичнинг тўлиқ нагзука қаршилик

$$\dot{Z}_c = R_c + \frac{R_p}{1 - j\omega C_p R_p} \quad (5.33)$$

бўлиб, ушунт кучланш кўбидатига ифодаланган:

$$\dot{U}_{m2} = \dot{I}_{m2} \cdot \dot{Z}_c = S\dot{U}_m R_c \left[1 + \frac{R_p}{R_c (1 - j\omega C_p R_p)} \right] \quad (5.34)$$

(Ифодадаги, минус нисора тушириб қолдишган). Бу кучланшнинг

$$\dot{U}_{m2} = \frac{R_p}{R_c + j\omega C_p R_p} \dot{U}_{m1} = \frac{j\omega C_p R_p}{1 - j\omega C_p R_p} S\dot{U}_m R_c \left[1 - \frac{R_p}{(1 - j\omega C_p R_p) R_c} \right] \quad (5.35)$$

қисми ўтиш занжири орқали кучайтиргичнинг чиқаришга ўзатилади.

Частота кичрагани билан ($\omega \rightarrow 0$) ажратувчи конденсаторнинг қаршилиги орта бопилайди. У шунинг кучланшнинг камайишига олиб келиди. Аммо бу вақтда (5.34) ифоданинг модули ортади, чунки C_p сирекнинг шунтлаш таъсири суявди. Натияжада $\dot{U}_{m2}$ нинг ортинги чиқариш кучланшларнинг олдиди айтылган камайишнинг коррекциялайди (тўлдирлади).

(5.35) ифодадан кучайтириш коэффициентига аниқласак, у

$$K_n = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = SR_c \frac{R_c + R_p + j\omega C_p R_p R_c}{R_c + j\omega C_p R_p R_c} \cdot \frac{j\omega C_p R_p}{1 - j\omega C_p R_p} \quad (5.36)$$

бўлади. Ушунт модули кўби частоталар сўхати учун кучайтиргичнинг частотавий характеристикасини ифодалайди ва нормаллаштирилган ифодаси кўбидатига бўлади:

$$M_n = \frac{K_n}{K_0} = \sqrt{\frac{(1 + q^2 + m^2 \Omega_n^2)}{1 + m^2 \Omega_n^2}} \cdot \sqrt{\frac{\Omega_n^2}{1 + \Omega_n^2}} = M_{nc} \cdot M_{no} \quad (5.37)$$

буни $K_0 = SR_c$ — ўрта частоталар учун кучайтириш коэффициент

$\Omega_n = \omega R_p C$ — нормаллаштирилган кўби частота.

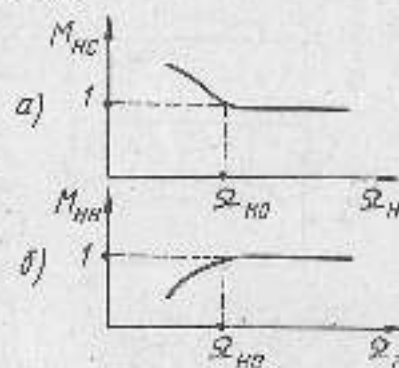
$\tau_c = C_p R_c$ — сток занжирининг вақт доимийси.

$\tau_0 = CR_p$ — ўтиш занжирининг вақт доимийси.

$m = \frac{\tau_c}{\tau_0}$ ва $q = \frac{R_c}{R_p}$ — част частотавий коррекция параметрлари.

(5.37) ифоданинг биринчи илдиз ости ифодаси сток занжирининг частотавий характеристикасини ифодалайди, иккинчи илдиз ости ифодаси ўтиш занжирининг частотавий характеристикасини бўлади. Уларнинг графиклари 5.27-расмда кўрсатылган.

Сток занжирининг частотавий характеристикасини кўтариш нуқтаси (5.27 а-расм) ушунт вақт доимийси τ_c га бўлиб, τ_c нинг ортинги билан характеристиканинг кўтариш нуқтаси (Ω_{nc}) кўби частоталар томон сурилади. Ўтиш занжирининг частотавий характеристикасини кўтариш нуқтаси (5.27 б-расм) эса, ушунт вақт доимийси τ_0 га бўлиб, τ_0 орта, у ҳам кўби частоталар томон сурилади. Натияжани



5.27-расм. Сток (а) ва ўтиш (б) занжириларнинг частотавий характеристикаси.

частотавий характеристиканинг қандай бўлади m ва q коррекция параметрларининг қаттиқлигига боғлиқ бўлади.

Хусусан ҳолатлар билан таъинлайлик.

1 ҳол $\tau_c = \tau_0$, яъни $m = 1$ ва $q = 0$.

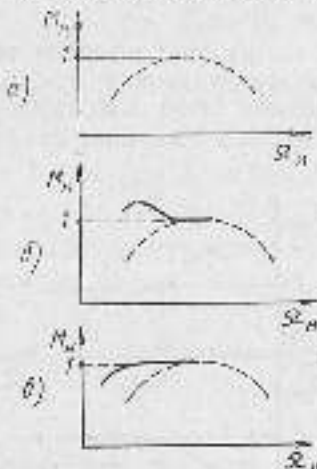
Бу ҳолда натияжаси нормаллаштирилган частотавий характеристика $M = 1$ бўлади. Демак, частотавий ха-

рактеристиканинг ўрта ва қуйи частоталардаги қиймати бир хил (5.28 а-рasm), яъни сигналнинг қуйи ва ўрта частотали ташкил агузчилари бирдай кучайтирилади. Бомқача қилиб айтаганда, ўташ занжири чиқиб кучланишини қанча камайtirса, коррекция занжири уни шуича миқдорда ортиради.

II ҳол: $\tau_c \ll \tau_n$, яъни $m < 1$ ва $q = \text{const}$.

Бу ҳолда коррекция занжири частотавий харақтеристикани ажратувчи конденсатор таъсирида етарлича пасайиб ўлгурмасидан кўтара бошлайди. Шунинг учун натажаларий частотавий харақтеристикада дўгиллик ҳосил бўлади (5.28 б-рasm).

III ҳол: $\tau_c > \tau_n$, яъни $m > 1$ ва $q = \text{const}$.



5.28-рasm. Қуйи частоталар соҳаси учун натажаларий частотавий харақтеристика.

Амалда $m \approx 1,9$ —етарлича кичик бўлишига интилади. Бунинг учун R_n резисторининг қаршилиги етарлича катта миқдорда танланади. Унинг қиймати стоқ кучланишининг минимал қийматига боғлиқ бўлади.

5.10. Юқори частотавий коррекция

Кучайтиргич частотавий харақтеристикасининг юқори частотавий соҳасини коррекциялаш учун унинг наг-

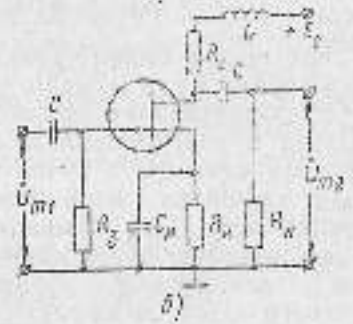
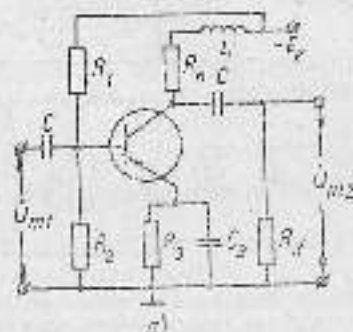
руани резистори билан нутма-кет қилиб кичик индуктивлиги L галтак уланади. Бу усул кенг тарқалган бўлиб, содда ёки параллель коррекция деб аталади. Бунда индуктивлик галтакнинг қаршилиги ўрта частоталар соҳасида частотавий харақтеристикага таъсир этмаслиги керак, яъни

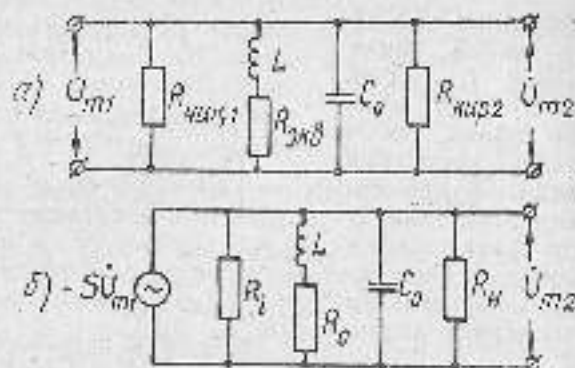
$$\omega_0 L \ll R_n \quad (5.38)$$

бўлиши керак.

5.29-рasmда ҳоқори частотавий коррекция занжирига эга бўлган кучайтиришнинг принциплари схемаси кўрсатилган. У қуйидагича ишлайди.

Юқори частоталар соҳасида кучайтириш коэффициенти C_n зарарли сигналнинг нуқуллат таъсирида камайиб эли. Схемаси киритилмаётган L индуктивлик галтаги C_n ва R_n элементлар билан биргаликда эквивалент параллел тебранкиш контурини ҳосил қилади (5.30 а-рasm). Бунинг тўлиқ қаршилиги, яъни кучайтиргич па-
 5.29-рasm. Билалар (а) ун-
 полар (б) транзисторлар
 йинилган ҳоқори частотавий
 коррекция занжирига эга
 бўлган кучайтиришнинг
 принциплари схемаси.





5.30-рас. Эквивалент структур контури (а) ва унингдан трансисторда кучайтиргичнинг эквивалент схемаси (б).

силлиқ тезлиқ билан инфодалахаслиги, хэли дўнгалик хосид бўлиши ҳам мумкин.

Кучайтиргичнинг сиқин қаршилиги ва кейинги каскаднинг кириш қаршилиги эквивалент контурида резонанс хусусиятларига кучли таъсир кўрсатади. Масалан, $R_{кв2}$ қаршиллик кичик бўлса, у эквивалент контурни шундай шунтлаши мумкинки, юқори частоталар соҳасида контурининг ўзлиқ қаршилигининг ортиси сезилмай ҳам қолади. Бу нарса кўпроқ биполяр транзисторда кучайтиргичларга тегишлидир. Чунки уларнинг кириш ва чиқиб қаршиликлариининг актив қисми инебатан кичик бўлади. Ундан ташқари, биполяр транзисторларнинг параметрлари унинг иш режимига жуда боғлиқ бўлади. Демак, биполяр транзисторли кучайтиргичларнинг характеристикасини юқори частоталар соҳасида коррекциялаш кам самара беради.

Униполар транзисторда йиғилган кучайтиргичларда юқорида қайд этилган камчилик жуда кам таъсир қилади. Чунки уларнинг кириш қаршилиги кучайтиргичнинг янгузқа қаршилигидан етарлича катта бўлади ва контурининг резонанс хусусиятларини жуда оз ўзгартади.

5.30 б-расида униполар транзисторда йиғилган кучайтиргичнинг эквивалент схемаси кўрсатилган. Ундаги эквивалент контурининг ўзлиқ қаршилиги

$$Z_k = \frac{R_k + j\omega L}{1 + j\omega C_0 - \omega^2 LC_0} \quad (5.39)$$

Агар (5.25) формуласи ҳисобга олинган, кучайтиргичнинг нормаллаштирилган частотавий характеристикаси кўпайлашча инфодаланади:

$$M_n = \frac{K_n}{K_0} = \sqrt{\frac{1 + P^2 \Omega_n^2}{P^2 \Omega_n^2 + 0 - 2P^2 \Omega_n^2 + 1}} \quad (5.40)$$

Бунда $R_0 = R_k$ ва R_2 резисторларнинг шунтлаш таъсирига ўз қисми олгани стоқ закжириниинг ўзлиқ реактив қаршилиги.

$\Omega_n = \omega R_k C_0$ — нормаллаштирилган юқори частота.

$P = \frac{L}{C_k R_k^2}$ — юқори частотавий коррекция параметри.

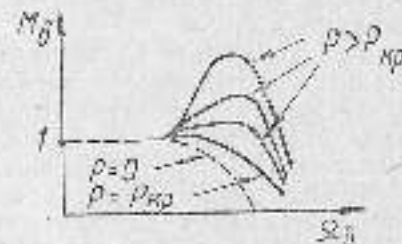
Демак, юқори частота соҳасида коррекцияланган кучайтиргичнинг частотавий характеристикаси биста P параметр билан характерланади экан. P ортганга билан частотавий характеристика юқори частоталар соҳасида тоини кенгайиб бортини кесди. Лекин бу P инт критик қиймат ($P_{кр}$) деб атадувди қийматидан кўтри бўлади. Ундан кейинги қийматларда ($P > P_{кр}$) частотавий характеристикада дўнгалик пайдо бўла бошлийди. У ўзқанин соҳасини кенгайтириши ўрниси тораёнлигига табаб бўлиши мумкин. P инт критик қийматини аниқлайлик. Экстремум шартин $\frac{dM_n}{d\Omega_n} = 0$ дан

$$P^2 \Omega_n^4 + 2P \Omega_n^2 - (P^2 + 2P - 1) = 0$$

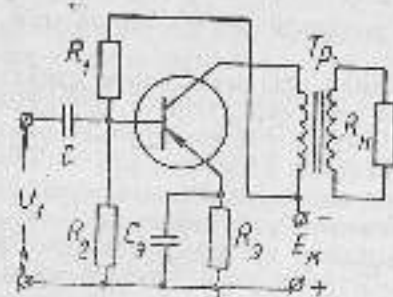
тенглама ҳосил бўлади. Унинг ҳақиқий ечимини

$$\Omega_n = \sqrt{\frac{-1 \pm \sqrt{P^2 + 2P}}{P^2}} \quad (5.41)$$

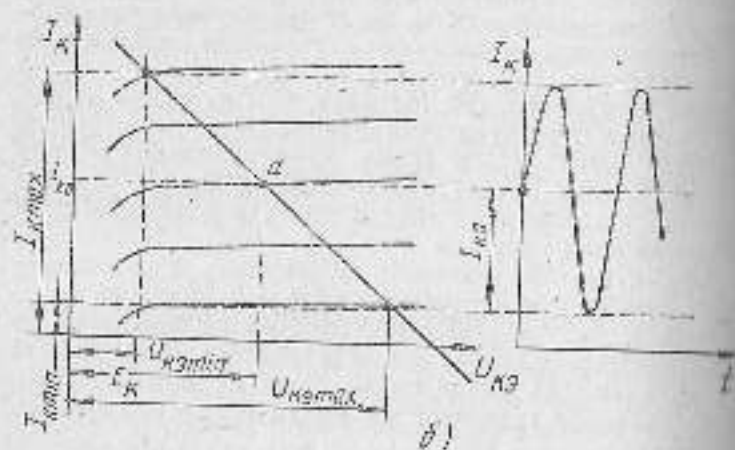
экстремум ҳосил бўладиган частотани инфодалайди. Бу частота P параметрга боғлиқ бўлиб, унинг бирин қийматидан максимум бўлиб қолади. P инт аниқлу қиймати максимумга частотавий характеристикада максимумхса характеристикага (ва, аксинча) ўтати ҳолатини инфодалайди. У ҳо-



5.31-рас. Частотавий характеристикасини P параметрга боғлиқлиги.



5.32-ра.к. Трансформатор қуырат кучайтырыгының принципі схемасы (а) ва иш режимі (б).



Умумий базали ва умумий эмиттерли схема асосида тузилган транзисторли қуырат кучайтырыгынинг асосий хатталиклари бир хил усулда аниқланади. Шунинг учун инсон тариқасида умумий эмиттерли схема асосида йирилган кучайтыргич билан таъинлайлик. Унинг трансформатор боғланлиги схемаси ва иш режимининг энкин харақтеристикасидаги тасвари 5.32-расмда кўрсатилган. Унда транзисторнинг ишни соҳаси коллектор-эмиттер орасидаги қуырат қуырат I_{kmax} — йўл қўйилаган максимум қуырат, коллектор токнинг I_{kmax} — йўл қўйилаган максимум қуырат, коллектор-эмиттер қуыратининг U_{kmax} — максимум қуырат, коллектор токнинг I_{kmin} — минимал қуырат билан чегараланган.

Транзисторли харақтеристикасидаги тўлиқ қуыратининг коллектор хатталиги қуыратини $0,5 U_{kmax}$ қуыратини экинли мумкин, чунки бу қуыратин билан трансформаторнинг боғланлиги қуыратининг йирилди U_{kmax} қуыратини катта бўла олмайд: $E_k + U_k < U_{kmax}$.

Транзистордан тўлиқ қуыратининг коллектор токнинг I_{kmax} қуыратини ташқил этуыни коллектор ток максимум қуыратининг яроғи тенг деб қараш мумкин, чунки I_{kmax} билан I_k қуыратини ташқил этуыи ток амплитудасининг йирилди I_{kmax} дан орияқ бўлиши мумкин эмас: $I_{kmax} - I_k < I_{kmax}$. Шунга асосан транзисторнинг коллектор экинлигида йирилган қуыратини энг катта қуыратини қуыратини.

$$P_{max} = \frac{1}{2} \xi U_{kmax} \chi \frac{I_{kmax}}{2} = \frac{1}{8} \xi U_{kmax} I_{kmax} \quad (5.42 а)$$

Бунда $\xi = \frac{U_k}{E}$ — коллектор қуыратининг қуыратини коэффициент,

$\chi = \frac{1}{I_{kmax}}$ — йирилган ток орияқ деб йирилади.

Шунга асосан кучайтырыгынинг қуыратини коэффициентини

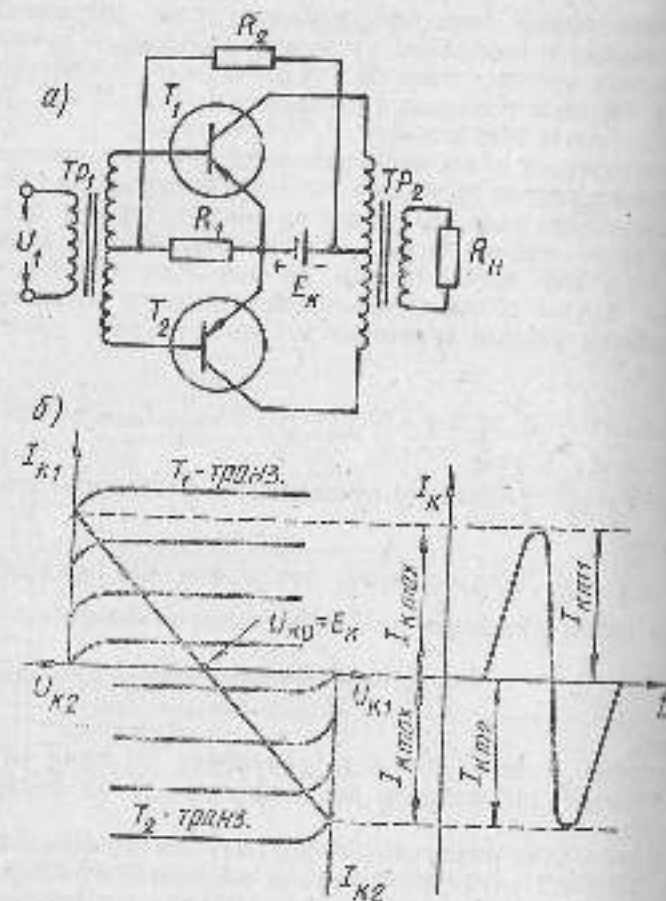
$$\eta = \frac{P_z}{P_o} = \frac{1}{2} \xi \chi \quad (5.42 б)$$

бўлади.

Одатда χ ва $\xi = 0,9 - 0,95$ тарибида бўлгани учун кучайтырыгынинг қуыратини иш коэффициентини 45 фокагани етади.

Қуырат кучайтырыгынинг қуыратини иш коэффициентини ошариш учун кучайтыруыи элементининг физикли бўлмаган иш тарибида йирилади. Бунда кучайтыруыи элементининг чиқаридаги ток шаклининг бузилиши (χ) экинли орияқ, канба қуыратини қуыратини қаскин йирилади. Бунинг учун бошланлиги ишни нукта кучайтыруыи элемент вольт-ампер харақтеристикасининг орияқ экинли физикли қисмига жойлаштирилиб, кириш синусининг амплитудаси старлиги катта қуыратини бўлади.

Кучайтырыгынинг физикли бўлмаган тарибидан қуыратинида ишн такли схема катта аҳалигида экин. У трансформаторларда тузилган йири трансформатор боғланлиги кучайтыргич схемаси асосида йирилади. 5.33-расмда трансформатор боғланлиги ишн такли қуырат кучай-



5.33-расм. Трансформатор боғланган икки тақли ҳуваат кучайтирилариш принциплари схемаси (а) ва ундаги транзисторнинг иш режими (б).

тириларишнинг схемаси тасвирланган. Унда иккала кучайтириш схемаларининг симметриклик шарти bajarилган. Идеал ҳолда кириш сигнали таъсир этмаганда транзисторларнинг коллектор тодаари тенг ва қарма-қарши йўқалишда бўлади ва трансформаторнинг магнитланган кучайтириларишнинг иш режимига боғлиқ бўлмайди, яъни Тр. 2 трансформаторнинг доимий найдони воқеа тенг бўлади.

Агар Тр. 1 трансформатордан сигнал берилса, Т₁ транзисторнинг базасидаги кучланган оғзаётганда Т₂ транзисторнинг база кучланган камаяди, яъни транзисторларнинг база кучланганларининг ўзгариши бир-бирига қарша-қарши бўлиб, ҳос ўзгаришлар ярим даврга кўраганлар. Шунинг учун транзисторлардаги коллектор тоқларининг ўзгаришлар ташкил этувчилари ҳам ярим даврга сурияган бўлади:

$$I_{K1} = I_{KSP1} + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t + I_{m3} \cos 3\omega t + \dots$$

$$I_{K2} = I_{KSP2} + I_{m1} \cos(\omega t + \Pi) + I_{m2} \cos(2\omega t + \Pi) + I_{m3} \cos(3\omega t + \Pi) + \dots = I_{KSP1} - I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t - I_{m3} \cos 3\omega t + \dots \quad (5.43)$$

Нагрузка резисторидан ўтаган токнинг катталиги I_K ва I_{K1} тоқларининг алгебраик йиғиндисига мутаносиб бўлади:

$$I_K = b(I_{K1} - I_{K2}) = b[2I_{m1} \cos \omega t + 2I_{m3} \cos 3\omega t + \dots] \quad (5.44)$$

Бунда b — мутаносиблик коэффициент.

(5.44) ифода Тр. 2 трансформаторда, коллектор тоқнинг ўзгаришлар ташкил этувчиси ҳосил бўлмаслигини кўрсатади. Шунинг учун трансформаторда ўзгаришлар магнитланганда ҳосил бўладиган энергия солилиши бўлмайди. Иккинчи томондан, нагрузка резисторидан ўтаган токнинг ўзгаришлар ташкил этувчиларининг жуфт даражали ҳадлари йўқ. Бу сизикли бўлмаган бўлишларининг кам эканини кўрсатади. Булар кучайтириларишнинг фойдали иш коэффициенти катта бўлишини таъминлайди.

Агар транзисторнинг характеристикаси идеал тўғри чизиклардан иборат бўлса, ҳар бир кучайтириш елка-сингаги ток соф синусонда чинағининг ярим даврлари орқали ифодаланади. Унинг ўртача қиймати куйидагича бўлади:

$$I_{KSP1} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} I_{km} \cos \omega t d(\omega t) = \frac{I_{km}}{\pi} \quad (5.45a)$$

Коллектор тоқнинг бирикчи гармоник ташкил этувчиларининг амплитудаси

$$I_{m1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} I_{km} \cos \omega t \cos \omega t d(\omega t) = \frac{I_{km}}{2} \quad (5.45b)$$

булганч уйун Тр 2 трансформаторнинг жатакчаси томи ун-
дан икки жатса жатса бўлади: $I_{\text{жт}} = 2I_{\text{жт}}$. Шунинг учун со-
налтин ҳар бىр трансформаторнинг коллектор завоияда ирил-
лашичи ётагурувчан қувват ҳайблагичга аниқланади:

$$P = \frac{I_{\text{кн}} - I_{\text{кнм}}}{\rho} = \frac{I_{\text{кнм}} - E_{\text{кн}}}{\rho} \quad (5.40)$$

Наташанин кузвет эса, ундаи даярлиikki мартга хитун
булад.

Цикл тахлан кутайтургичийн фойдалаа хэд хэвцгийн ойлголтгүйгээр мэдэх нь бусад зүйлсээс хамгийн хэцүү. Бүтцийн үзүүлэлтүүд нь хамгийн ихдээ 100-иас дээш хэвцэйд хүлээн зориулж байдаг. Бүтцийн үзүүлэлтүүд нь хамгийн ихдээ 100-иас дээш хэвцэйд хүлээн зориулж байдаг. Бүтцийн үзүүлэлтүүд нь хамгийн ихдээ 100-иас дээш хэвцэйд хүлээн зориулж байдаг.

$$\chi = \frac{l_{\text{cm}}}{l_{\text{ex}}} = \frac{2 l_{\text{m}}}{2 l_{\text{ex}}} = \frac{\pi}{2}$$

булади. Уларни (5.42.5) ифодага қўйсак, фойдали иш
искофациентиянинг энг катта қиймати олинади:

$$\eta = \frac{1}{2} + \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{4} = \frac{\pi}{4} = 0,785$$

Дөмөк, ички тактык күчөтөт куулайтырылышынын фойдаланыш коэффициенти 78,5 физикага өтөр экен. Аялдан көчөктөр жанынангы куулайышынан төмөк фойдаланыш мүмкүн болжатылган учур $\eta = 0,6 - 0,7$ буларды. Бу бир тактык куулайтырылышнын фойдаланыш коэффициентинде өтөсүнчө катталган.

Икки ташдан сакмада коллектор мадбоя қувватининг пайвандик сопиални кичик булади. Унинг ани катта хаймади коллектор зикнрида ани катта қувват асралган жолда ахас, Силки бу қувватининг 40 боскини ташкил етдирган қувват асралган жолда қувватлади.

Икки тақдир схеманинг афасиллашқандан яна бари шуки, схема елкаларишиги симметриядики ва коллектор токи иккилашларини, симметрикалги тўлиқ бўлса, уни жарафий ақидашда токнинг муфти даражаси тақсими олушларидан сашқари яна учинчи даражаси тақсими этусинлари ҳам кузатишмайди.

Чикк таскил схемасининг асосий қамондаси кучай-тириш саякалари ўзуд бир хил параметрлик транзистор-

Морин теклэд дэ симметриалжигч эхэлгэ судирлагнаат
контингентыг.

5.12. Кучайтирувчларда тескари боғланиш

Виза юқоридки кўрган тўғайтирилгандарда келиш синали мустақил катталик деб қаради. Ҳақиқатда эса, тўғайтириш ниқошидаги сингалнинг бар қисми унчан енгиринга қайтма узатилади ва қариш ёғнасини ўзгар-
тади.

Кузайиб чицдан сивгал энергиясыналы бирор ктеми-
ни уюм киригига кайта узатидил жарайти кузайиб-
ичилорда тескарн бозалонни деб аталат. Энергия узат-
ишнн татынчилончн запжир ол, тескарн бозалонни
инилор дейлатил.

Таскари бозламыш залжари кузайтиргич билан бир-
га таскари бозлашкан халқим деб аталадиган берк ко-
чурини ташкил этади. Алар кузайтирмида таскари бо-
лашкан залжари битта бўлса, бир халқим таскари
бозлашкан деб, агар кўп бўлса, кўп халқим таскари бо-
лашкан деб аталади.

Тесқари ботланмиш ул турға — иски, ташқи ва зарарли (паразит) тесқари ботланмиш бўйинади. Ички тесқари ботланмиш барта қўлайтирувчи элементларда мавжуд бўлади ва уларнинг физик ҳосялари билан ифодаланади. Ташқи тесқари ботланмиш махсус электр анжирлари ёрдамида қўлайтиришнинг таранбига қўйилади. Зарарли тесқари ботланмиш қўлайтиришнинг килиш ва чиқиб заңжирлари орасида мавжуд бўлади-ғи зарарли спгиз, кидуктивлик ва бошиқа ботланмишлар ансобида ҳисса бўлади.

Шундан айтилг керекки, зарарли тескери бөлгөнүш хэм
ички тескери бөлгөнүш каби барча кучайгиргичларда
математик бөлгөнүш, кучайгиргичлар хусусиятларини кутим-
математик хонда утартиб туреди. Кучайгиргични хисоб-
лаида хонда бөлгөнүш мушкин бөлган барча шундай за-
рарли тескериарли оидеада хисоба олиш жуда
килин.

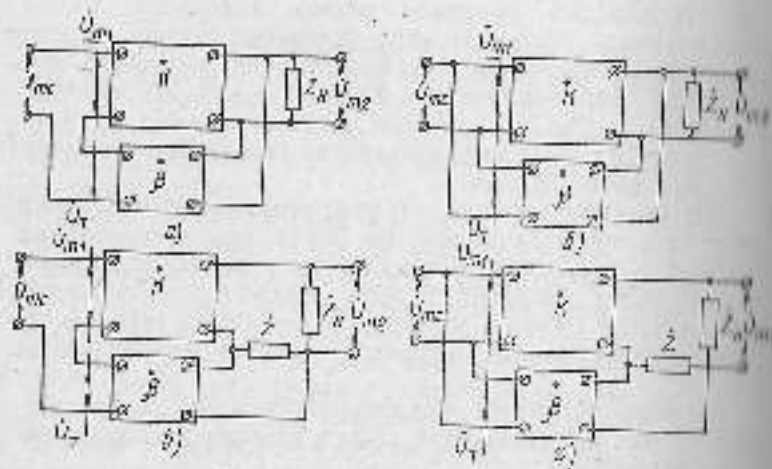
Тескари боғланган жарабанинкиг моҳиятини ва хусусиятларини аниқлаш учун ташқи тескари боғланган боғдан танишайлик.

Тескари босланиш зашжарихниг кучайтиргич тиккиш тавиринга улангаш усулига қараб тескари босланиш ток ёки кучланиш бўйича бўлади. Атар тескари босланиш кучланиши кучайтиргичнинг тиккиш кучланишига (мат.

рузидаги қўллаш тупувида) мутаносиб бўлса, бундай тескари боғланиш *қўллаш бўйича тескари боғланиш* деб, агар у нарузидаги ўтувчи токки, яъни чиққиш токки мутаносиб бўлса, *ток бўйича тескари боғланиш* деб юритилади.

Агар тескари боғланиш қўллашда бир вақтда икки ташкил узувига — чиққиш қўллашдаги ва нарузидаги токки мутаносиб бўлса, бундай тескари боғланиш *ара-дан ёки кўприқсимон тескари боғланиш* деб аталади. Бундан ташқари, тескари боғланиш кетма-кет ва параллель бўлиши мумкин. Кетма-кет тескари боғланишда тескари боғланиш аянадаги қўлайтиргичнинг кириш зanjирини билан кетма-кет уланган бўлса, параллель тескари боғланишда у параллель уланади. Шунга кўра тескари боғланиш қўлайтиргичнинг схемаси тўрт хил бодда турга ажратилиши мумкин:

1. Қўллаш бўйича кетма-кет тескари боғланиш қўлайтиргич.
2. Ток бўйича кетма-кет тескари боғланиш қўлайтиргич.
3. Қўллаш бўйича параллель тескари боғланиш қўлайтиргич.



5.34-расм. Тескари боғланиш қўлайтиргичнинг блок-схемаси

а — қўллаш бўйича кетма-кет тескари боғланиш; б — қўллаш бўйича параллель тескари боғланиш; в — ток бўйича кетма-кет тескари боғланиш; д — ток бўйича параллель тескари боғланиш.

4. Ток бўйича параллель тескари боғланиш қўлайтиргич.

Уларнинг тарихий схемалари 5.34-расмда тасвир-лан берилган.

Тескари боғланишнинг бarcha турли қўлайтиргичнинг характеристика ва параметрларига таъсир этади ва уларни ўзгартади. Ички ва зарари тескари боғланиш-дан фарқли, ташқи тескари боғланиш бошқарилш ҳу-суслигига эга. Шунинг учун у қўлайтиргичга турли мақсадлар, масалан, қўлайтириш стабиллигини ошириш, буғиниларни камайтириш, ўтказиш соҳасига кеңай-тириш, кириш ва чиққиш қаршиликни ўзгартиш ва бон-қалар учун қўйилади.

Тескари боғланиш қўлайтиргичнинг асосий ифо-даларини аниқлайлик. Бунилог учун қўллаш бўйича кетма-кет тескари боғланиш схемасидан (5.34 а-расм) фойдаланамиз. Унда

$$K = \frac{U_m}{U_n} \text{ — тескари боғланиш қўлайтиргичнинг қўлайти-} \\ \text{риш коэффициенти;}$$

$$\beta = \frac{U_n}{U_m} \text{ — тескари боғланиш зanjирининг узатиш коэффе-} \\ \text{циенти.}$$

Қўлайлик учун қўлайтиргични кириш қаршилиги чексиз катта бўлган чиққиш система деб ҳисоблаймиз. У ҳолда системанинг кириш токи нолга тенг бўлади. Сигнал манбаи соф синусoidal тебранишлар берсин, яъни қўлайтиргич қаршига частотаси ва амплитудаси ўзгармас бўлган қўллаш қўйилиш. Ана шу шарт-лар ўринли бўлса, қўлайтиргич ва тескари боғланиш зanjирининг чиққишдаги U_m ва U_n қўллашлар ҳам соф гармоник қўллаш бўлиши кўрилади. Схемда реактив элементлар мавжуд бўлгани учун бу қў-ллашлар U_m сигнал қўллаш билан фаза фарқига эга.

Таърифта билан кўриладиган системанинг қўлай-тириш коэффициенти қуйидагича аниқланади:

$$K = \frac{U_m}{U_n} \quad (5.47)$$

Агар $U_m = U_n - U_i$ эканини ҳисобга олсак ва (5.47) ифода-

ни K ва β коэффициентлар орқали ифодалясак, у қуйидаги кўринишга беради:

$$K_1 = \frac{K}{1 - K\beta} \quad (5.48)$$

Бунда $1 - K\beta$ тескари боғланиш коэффициентини, $K\beta$ қўлайта эса, тескари боғланиш коэффициентини деб аталади. У тескари боғланишнинг таъвати ва охи маълумини ифодалясак катталар.

Демак, тескари боғланиш занжирини кучайтиришнинг кучайтириш коэффициентини $1 - K\beta$ марта ўсатириш мумкин.

Умумий ҳолда K ва β коэффициентлар комплекс катталар булади:

$$K = K \cdot e^{j\varphi_K} \quad \text{ва} \quad \beta = \beta \cdot e^{j\varphi_\beta}$$

Агар уларни (5.48) ифодага қўйсак, системанинг кучайтириш коэффициенти

$$K_1 = \frac{K(\cos\varphi_K + j\sin\varphi_K)}{1 - K\beta\cos\varphi - jK\beta\sin\varphi} \quad (5.49)$$

кўринишга келади. Унда:

φ_K — сигнал спектри кучайтиригичдан ўтгандаги фаза сийкиши;

φ_β — сигнал спектри тескари боғланиш занжиридан ўтгандаги фаза сийкиши.

$\varphi = \varphi_K + \varphi_\beta$ — натижавий фаза сийкиши.

(5.49) ифоданинг модули

$$K_1 = \frac{K}{1 - 2K\beta\cos\varphi + K^2\beta^2} \quad (5.50)$$

тескари боғланишли кучайтиригичнинг частотаси харақтеристикасининг тегишмаси бўлади. Унинг катталиги φ фаза сийкиши билан баҳолянади. Хусусий ҳолда, агар кучайтиригичнинг киритиш тескари боғланиш занжирини орқали узатиладиган U_1 кучлашнинг фазаси таъқи сигналнинг U_2 кучлашнинг фазаси билан мос бўлса, яъни $\varphi = \varphi_K + \varphi_\beta = 0$ бўлса.

$$K_1^{(1)} = \frac{K}{1 - K\beta} \quad (5.51)$$

Бунда ва тескари боғланиш $K\beta$ параметрининг барча қийматларида *мушбат тескари боғланиш* деб аталади. Аксинча,

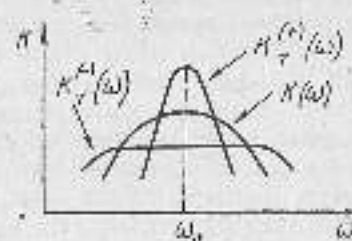
улар қарама-қарши фазода ўлсаса, яъни $\varphi = \varphi_K + \varphi_\beta = \pi$ бўлса,

$$K_1^{(1)} = \frac{K}{1 + K\beta} \quad (5.52)$$

бўлиб, $K\beta$ параметрининг барча қийматларида тескари боғланиш *маъфий тескари боғланиш* деб аталади.

Демак, кучайтиригичнинг стационар режимида шундай кўл-мушбат ва маъфий тескари боғланиш бўлир экан. Мушбат тескари боғланиш кучайтиригичнинг кучайтириш коэффициентини ортирса ($K_1^{(1)} > K$) маъфий тескари боғланиш уни камайтиради ($K_1^{(1)} < K$).

Тескари боғланишли кучайтиригичнинг частотаси харақтеристикасини 5.35-расмда кўрсатилган. Унда мушбат тескари боғланиш кучайтиригичнинг частотаси харақтеристикасининг эмонизантиришнинг, маъфий тескари боғланиш эса, уни хийлашнинг кўриш мумкин. Маъфий тескари боғланиш киритишнинг боғланиш кучайтиригичдаги чанқил ва сийиқли бўлмаган бузилишлар $1 + K\beta$ марта камайтирилиши, кучайтиригичнинг ўтказиш сийиқли $1 + K\beta$ марта келгайтирилиши, яъни стационар режими ортирса аниқланган. Кучайтиригичга мушбат тескари боғланиш киритилганда эса, бузилиш акси келгайтилади. Агар $K\beta = 1$ бўлиб қолса, кучайтиригичдаги бузилишлар ўзининг максимал қийматига етади ва кучайтиригичнинг пш режими бузилиб, ўз-ўзида тебланиш ҳолига келтириш режимига ўтади. Бу детал сийи кучайтиригич ўзининг кучайтиришлик хусусиятини йўқотсади ва автогенераторга айланади.



5.35-расм. Тескари боғланишли кучайтиригичнинг частотаси харақтеристикаси.

5.13. Эмиттер қайтаргичи

Эмиттер қайтаргичи — умумий коллекторли схема асосида тузилган кучайтиригичдир. Унда нагзузка резистори эмиттер аяналярига узилади.

Умумий ҳолда нагзузка комплекс катталардир.

ми керек, чунки энергетик мохитдан нарузка билан ички қаршилик бир хил тартибда танлангани лозим.

Шунга айтиш керекки, эмиттер қайтаргичининг чиқиш қаршилиги сигнал генераториянинг R_p ички қаршилигига боғлиқ бўлади. R_p ортинин билан у ҳам ортиб боради. Агар $R_p = \infty$ бўлса, чиқиш қаршилиги ўзининг энг катта қийматига эришяди:

$$R_{\text{тнр}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 - R_2} \quad (5.56)$$

Эмиттер қайтаргичининг кириш қаршилиги R_i ва R_2 резисторлардан тузилган кучланиш бўлагининг таъсирига ҳисобга олинмаса,

$$R_{\text{тнр}} = \frac{U_1}{I_0} \quad (5.57a)$$

формула орқали ифодаланади. Бунда

$$I_0 = \frac{U_1}{(R_1 + R_{\text{тнр}}) + \gamma(R_2 \parallel R_3 \parallel R_2)} \approx \frac{U_1}{\gamma R_2}$$

эканини ҳисобга олган, у қуйидагича ифодаланади:

$$R_{\text{тнр}} \approx \gamma R_2 \quad (5.57b)$$

Демак, эмиттер қайтаргичининг кириш қаршилиги етарлича катта миқдор экан. Лекин унинг катталиги баъзан уланган R_1 ва R_2 резистордан тузилган кучланиш бўлагига жуда боғлиқ бўлади. Эмиттер қайтаргичининг яхши ишлатилиш учун $R_1 \parallel R_2 < R_{\text{тнр}}$ тенгсизлик бажарилганга керак бўлса, кириш қаршилиги ўзгаришсиз қолгани учун $R_{\text{тнр}} \parallel R_2 > R_{\text{тнр}} \approx \gamma(R_1 \parallel R_2)$ бўлиши керак. Бу икки тенгсизлик бир оҳда бажарилгани учун $R_2 > \gamma R_1$ бўлиши, яъни нарузка қаршилиги етарлича кичик бўлиши лозим, чуқури транзисторнинг иш режими бу вилмаслиги учун жуда катта миқдорда R_1 резистор олиб бўлмайди.

Умумий эмиттерли схема асосида йилган кучайтиргичдаги каби эмиттер қайтаргичининг частотавий харақтеристикаси қуйи частоталарда ўткир аялқаровиш вақт доимийси $C_1 R_{\text{тнр}}$ ва $C_2 R_2$ га боғлиқ бўлса, юқори частоталар соҳасида нарузка аялқаровиш вақт доимийси $\tau_{\text{нр}} = C_2 R_{\text{тнр}}$ билан харақтерланади. Лекин эмиттер қайтаргичининг нарузка занжирининг вақт доимийси $\tau_{\text{нр}}$ жуда кичик бўлади. Сабаби эквивалент чиқиш қаршилиги жуда кичик миқдорда.

Шунга кўра

$$\tau_{\text{нр}} = C_2 (R_{\text{тнр}} \parallel R_2) = C_2 \left(\frac{R_1}{\gamma} \parallel R_2 \right) \approx C_2 \frac{R_1}{\gamma} \quad (5.58)$$

деб ёниш мумкин. Бу зарарли ситимлари бар хил бўлган эмиттер қайтаргичи билан умумий эмиттерли кучайтиргичнинг частотавий харақтеристикалари солиштирилганда уларнинг юқори частота соҳасидаги пасайиши эмиттер қайтаргичида жуда катта частоталарга тўғри келишига кўрсатади. Шунинг учун эмиттер қайтаргичининг ўтказиш соҳаси кенг бўлиши талаб қилинмаса, унинг чиқишсиз ситими C_2 дан етарлича катта бўлган C_1 конденсаторни улаш мумкин (5.37-расм). Бундан ташқари, эмиттер қайтаргичининг эквивалент кириш ситими ҳам етарлича кичик бўлади.

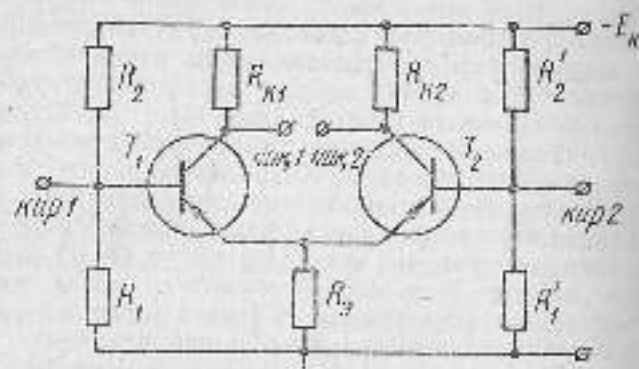
Шундай қилиб, эмиттер қайтаргичи кириш қаршилиги катта, чиқиш қаршилиги эса, кичик бўлган кенг ўтказиш соҳасига эга бўлган кучайтиргичдир. У кучланишнинг кучайтиришга ҳам ($K < 1$), ток куча ($\gamma > 1$) ва қувватин яхши кучайтиради.

Эмиттер қайтаргичининг кириш қаршилиги катта ва эквивалент кириш ситими кичик бўлгани учун гармоник ёки иккиўлы ситимларнинг кучайтиришда кириш каскади вазифасида, чиқиш қаршилиги кичик ва катта ситим улаиши мумкин бўлгани учун ташқи нарузка каскад кичик ёки катта ситимли қурилмаларда чиқиш каскади вазифасида ишлатилади. Бошқача қилиб айтганда, эмиттер қайтаргичи қурилмаларнинг кириш ва чиқиш қаршиликларини сазовчи қаршиликлар трансформатори вазифасида бажаради.

5.14. Ўзгармас ток кучайтиргичи

Қўшимча автоматик назорат ва бошқарип, радиоланги ситесхалари каби радиоэлектрон қурилмаларда ток кучи ва кумланишининг ўта суат (Германия бўлақларига тенг частотали) ўзгаришларининг кучайтириш талаб қилинади. Бундай тебранишларни кучайтириш учун қўлланиладиган кучайтиргичининг ўтказиш соҳаси нолдан ($\omega_n = 0$) бошланиши керак. Шунга кўра ўтказиш соҳаси $\omega_n = 0$ дан бирор ω_0 қийматгача етидиган паст частотали кучайтиргич — *ўзгармас ток кучайтиргичи* (УТК) деб аталади.

УТКнинг харақтери белгисиз шунки, уларда ташқи нарузка занжирига (кейинги каскадга) кучайтирилган



5.49-расм. Дифференциал кучайтргчи.

ро тенг бўлса, система симметрик бўлиб, кўпик мувозанатда бўлади. Агар кирити сигнал таъсир этмаса, E_c манба таъсирида $R_{к1}$ ва $R_{к2}$ резисторлардан бир хил ток ўтади ($I_{к1} = I_{к2}$) ва T_1 ва T_2 транзисторларнинг коллектор кучланишлари ўзаро тенг бўлади $U_{к1} = U_{к2}$. Шунинг учун нагрузка резистори I ва II чиқишлар орасидаги уланса, ундаги кучланиш нолга тенг бўлади (дрейф йўқ). Схеманинг бундай ҳолати *сокинлик режим* деб аталади.

Агар база тоқлари ҳисобга олинмаса R_2 резистордан ўтайдиган ток $I_{к1} = I_{к2}$ га тенг бўлиб, ундаги потенциал тушуви $R_2 (I_{к1} + I_{к2})$ базаларда ток бўлиб манфий тескари бошланғич кучланиш ҳосил қилади. У транзисторларнинг бошланғич нуқта нуқтадаги стабил ушлаб туради. Масалан, ҳарорат, манба кучланиш ва бошқалар ўзгариши сабабли $I_{к1}$ ва $I_{к2}$ ток ўзгас, R_2 резистордаги потенциал тушуви ҳам ўзгаради. Бу ўзгариш ҳар доим баъзага ўзгаришганда база кучланиши бошланғич ўзгаришга тескари йўналишдаги ток ўзгаришига олиб келади. Натижада $I_{к1} = I_{к2} = const$ бўлиб қолади.

Кучайтиргичга сигнал таъсир этишини 2 та хусусий ҳолга ажратиб мумкин:

1) Иккала киришга сон жаҳатдан тенг ва бир хил фазлада — синфаз сигналлар таъсир;

2) Иккала киришга сон жаҳатдан тенг, лекин қарама-қарши фазали — айирма ёки дифференциал сигналлар таъсир.

Биринчи ҳолда T_1 ва T_2 транзисторларнинг база кучла-

нишлари бир хил ҳолатда ўзгаради: $\Delta U_{б1} = \Delta U_{б2} = U_{б1} - U_{б2} = -U_{к1} - U_{к2}$. Коллектор тоқларининг ўзгаришлари ҳам ўзаро тенг бўлади. Шунинг учун коллектор кучланишлари ҳам бир хил ўзгаришга учрайди ва I ва II чиқишлар орасидаги натижалар кучланиш нолга тенг (сокинлик режимга ўтиш). Демак, ДК идеал бўлса, ундан бир хил фазали — синфаз сигналлар ўтади.

Иккинчи ҳолда киришларга таъсир этувчи сигналлар қарама-қарши фазлада бўлгани учун ΔI_1 коллектор тоқининг ўзгаришлари миқдор жаҳатдан тенг бўлиб, ўзаро тескари фазлада ўгаради, яъни баъзасига мусбат кучланиш қўйилган транзистордаги ток камайса, манфий кучланиш қўйилган — ортади. Шунга кўра коллектор кучланишларидан бири ортса, иккинчиси камайди ва уларнинг миқдори ўзаро тенг бўлади. Шунинг учун чиқиш кучланиш уларнинг айирмасига тенг бўлиб нолдан фарқ қилади: $U_{к1} - U_{к2} = U_{к1}$. Демак, ДК қарама-қарши фазалардаги кириш сигналларни кучайтирар жон. Бунда ҳар бир каскад мушарраф кучайтиргич бўлиб хизмат қилади. Кириш сигнални кучайтириш кертисидангина фидат биттасига таъсир этиш ҳолати кўрайдик. Мисол учун $U_{к1} > 0$, $U_{к2} = 0$ бўлсин. Бунда бошланғич пайтда $I_{к1}$ ток $\Delta I_{к1}$ га кўпайиб, $I_{к2} = const$ бўлади. Шунинг учун $(I_{к1} + \Delta I_{к1}) + I_{к2}$ йилида ток ортади ва тескари бошланғич нолга тушади. Натижада T_1 транзистордаги ток $I_{к1} + \frac{\Delta I_{к1}}{2}$ бўлса,

T_2 транзистордаги ток $I_{к2} - \frac{\Delta I_{к1}}{2}$ бўлиб, биринчи чиқиш кучланиши камайди; иккинчи чиқишдаги кучланиш ортади. Натижалар иккинчи кучланишнинг ўзгариши олдинги ҳолатидан икки марта кетик бўлади.

Кўпикча кириш сигнали ДКнинг ҳар икки киришига бир лқтда берилса ҳам, чиқиш сигнали чиқишларининг фидат биттасидан олинади. Мисол учун чиқиш кучланиши иккинчи чиқишда олинсин. Унда юқоридаги мулоҳазаларга асосан, биринчи киришга таъсир этадиган сигнал билан чиқиш кучланиши бир хил фазлада, иккинчи киришга берилган сигнал бўлган эса, қарама-қарши фазлада ўзгаришнинг аниқлаш мумкин. Шунга кўра биринчи кириш кўри (фаза ўгартмайдиган — *инверс* эмас) кириш деб, иккинчиси эса, *фаза ўгартувчи (инверс)* кириш деб аталади.

ДКнинг кучайтириш коэффициенти ҳар бир хусусий

қол учун алоҳида-алоҳида янгиқилиши. Масалан, дифференциал (айирма) сигналга нисбатан у

$$K_p = \frac{U_{\text{чик1}} - U_{\text{чик2}}}{U_{\text{кир1}} - U_{\text{кир2}}} \quad (5.59)$$

кўринишда аниқланса, ҳар бир чиқисга нисбатан

$$K_{p1} = \frac{U_{\text{чик1}}}{U_{\text{кир1}} - U_{\text{кир2}}} \quad \text{ва} \quad K_{p2} = \frac{U_{\text{чик2}}}{U_{\text{кир1}} - U_{\text{кир2}}} \quad (5.59б)$$

бўлади. Синфаз сигналга нисбатан кучайтириш коэффициент кўйидагича ифодаланади:

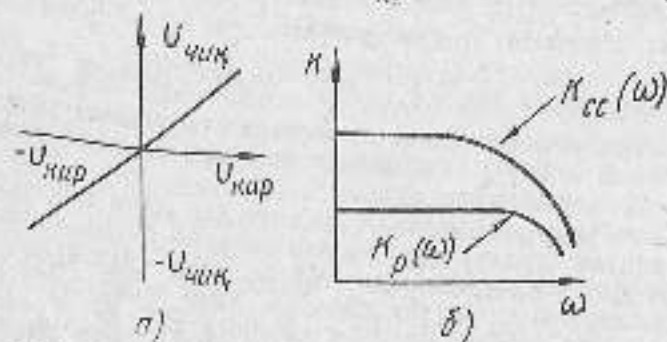
$$K_c = 2 \frac{U_{\text{чик1}} + U_{\text{чик2}}}{U_{\text{кир1}} + U_{\text{кир2}}} \quad (5.60)$$

Реал кучайтириш илсид симметрияга эга бўлмагани учун унинг натижавий чиқис кучлиниши:

$$\Delta U_{\text{чик}} = U_{\text{чик1}} - U_{\text{чик2}} = K_p(U_{\text{кир1}} - U_{\text{кир2}}) + K_c \frac{U_{\text{кир1}} + U_{\text{кир2}}}{2}$$

ДКнинг сифати синфаз сигнални ёндоқитиш коэффициентига дегая катталик орқали характерланади. У дифференциал сигнални кучайтириш коэффициентини синфаз сигнални кучайтириш коэффициентига нисбатига тенг:

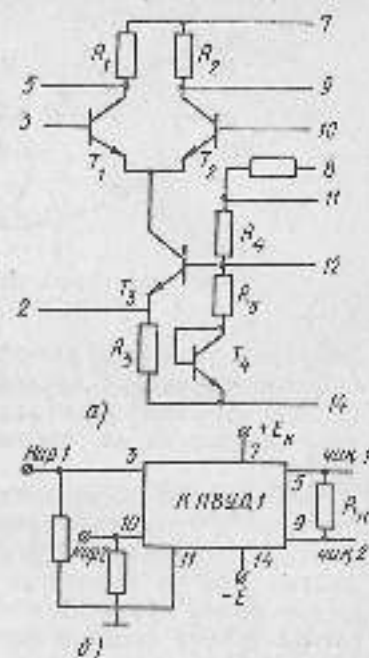
$$K_{\text{дк}} = \frac{K_p}{K_c} \quad (5.61)$$



5.41-расм. Дифференциал кучайтиргичнинг амплитудавий (а) ва частотавий (б) характеристикаси.

Кучайтиргич фақат дифференциал сигнални қайд қилишга учун $K_p \ll K_c$ бўлиши керак. Шунга асосан яхши ДКларда $K_{\text{дк}} = 10^2 - 10^4$ тартибда бўлади.

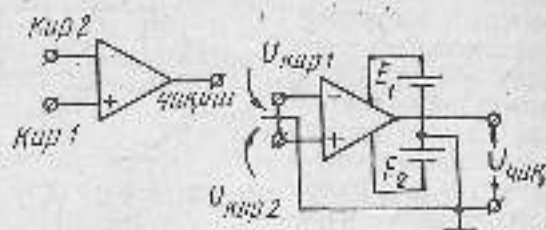
5.41-расмда дифференциал кучайтиргичнинг амплитудавий ва частотавий характеристикалари кўрсатилган. Ундан синфаз сигнал юқори частотасининг чегаравий қиймати дифференциал сигналга қараганда кичик бўлиши кўринади. У синфаз сигнал учун $G_{\text{дк}} = C_{\text{дк}} R_{\text{кик}}$ оғир дифференциал сигналга нисбатан етарлича катта бўлиши ($t_{\text{дк}} > t_{\text{кик}}$) билан тўғривулрадиди. Шундай қилиб ДКнинг сифатли ишлаши учун унинг елкалари симметриклгичи таъминлаш керак. Бунинг учун интеграл микросхемалар қўлланилади. 5.42-расмда бунга мисол кўрсатилган. Унда T_1 ва T_2 транзисторлар ДКнинг илсизини ташкил қилади, T_3 транзисторда бирилган занжир юқорида кўрилган схемалардаги R_c резистор вазифасини бажаради. T_4 транзистор диод уланишига эга бўлиб, T_5 транзисторнинг термостабилаш занжири вазифасини бажаради.



5.42-расм. К187УД1 микросхема (а) ва ўрни тузилган дифференциал кучайтиргич (б).

5.16. Операцион кучайтиргич

Операцион кучайтиргич — ОК жуда катта кучайтириш коэффициентига эга бўлган ($10^3 - 10^6$) дифференциал кириш ва битта чиқисли УТКлар. Унинг ишлаш услуби ДКнигига ўхшаш бўлиб, асосан, чуқур маъфий тескари боғланиш занжири қаратилган ҳолда қўлланилади. ОКлар кенг ўтказиш соҳасига ($\omega_3 = 10^2 - 10^6$ МГц), катта кириш ($R_{\text{кир}} \geq 10^6 \text{ Ом}$) ва кичик чиқис ($R_{\text{чик}} < 100 \text{ Ом}$) қаршиликсига, юқори даражадаги синфаз сг-



5.43-расм. Операцион кучайтиргичнинг шартли белгиси ва схемаси ўланган.

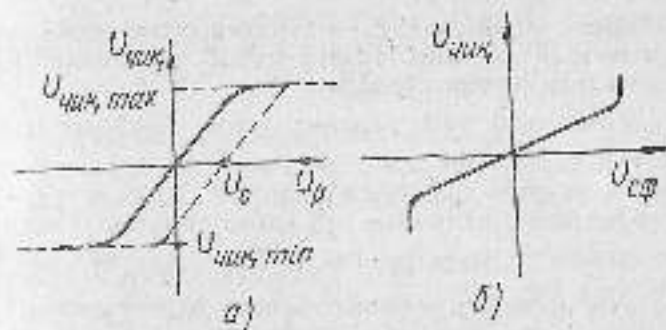
насларини сўйлариш коэффициентига эса бўлган юқори синфатли универсал кучайтиргичдир. (Улар қўйсий ҳисоблан қўрилжаларида математик амилларни бажариш учун яратилган ва операцион кучайтиргич деб аталган).

5.43-расмда операцион кучайтиргичнинг шартли белгиси ва схемаси ўланган усули кўрсатилган. Унда фаза ўзгартмайдиган (тўғри) кириш "+" ишора билан, фазани 180° га бурадиган (тескари) кириш эса, "-" ишора билан кўрсатилган. E_1 ва E_2 манбалар киришга сигнал таъсир этмаган ҳолда чиққиш кучланитиши нолга келтириш ва чиққиш сигнал кутбонини ўзгартариш учун хизмат қилади.

Кириш сигнали генератори тўрғачи ўланган мункаш. Кўпинча у тўғри киришга ўланиб, фаза ўзгартуриш киришга тескари боғланиш завожари қўрилади.

ОКлар ҳам ДҚларга ўхшаш дифференциал сигнални кучайтириш коэффициенти $K_{\text{д}}$ синфаз сигнални кучайтириш коэффициенти $K_{\text{с}}$ ва синфаз сигнални сўлдирини коэффициенти $K_{\text{сд}}$ лар билан характерланади. ОКларда $K_{\text{д}}$ нуқсон кучайтириш коэффициенти деб аталади ва тескари боғланиш бўлмаган кучайтиргични ифодалайди.

5.44-расмда операцион кучайтиргичнинг амплитудавий характеристикаси кўрсатилган. Унда қўрилдики, дифференциал сигнал учун амплитудавий характеристика чиққиш кучланитишини $U_{\text{чиқ, макс}}$ ва $U_{\text{чиқ, мин}}$ ҳудудлари орасида тўғри чизиқдан иборат. Бу оралиқ кучайтириш диапазони деб аталади. Реал кучайтиргичларнинг бу характеристикаси ё чао, ёки ўнг (духитири чизиқ) тоҳонга сўрилган бўлиши мумкин. Бу чиққиш кучланитишини нолга тенг бўлгани таъминлаш учун



5.44-расм. Операцион кучайтиргичнинг дифференциал (а) ва синфаз (б) сигналга нисбатан амплитудавий характеристикаси.

кучайтириш киришига $U_{\text{д}}$ кучланитиш берадиган манба ўланганни характерлиши кўрсатилади. $U_{\text{д}}$ — колли сўрил кучланитиш деб аталади. (Синфаз кучайтиргичларда $U_{\text{д}}$ ҳисобга олинмайди).

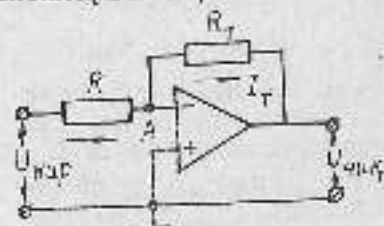
Синфаз сигналга нисбатан амплитудавий характеристиканинг тўғри чизиқли қисми синфаз сигнални сўлдирини соҳиси деб аталади. Унда тешқари $K_{\text{с}}$ бирдан тенг ўса бошлайди. Бу сигнал кучланитиш манба кучланитишга яқинлашганда кўзатилади.

5.17. Операцион кучайтиргичларини ўланган схемалари

ОКлар амплитудавий характеристикасида тўғри чизиқли қисми кириш сигналнинг жуда катта қийматларига тўғри келади, чунки кучайтириш коэффициенти жуда катта бўлади. Шунинг ва кириш қаршиланини жуда катта бўлиши ҳисобга олган ҳолда ОК ларни қўлашда ҳўйқдаги соддашларни қўрилади.

1) Характеристиканинг тўғри чизиқли қисмида иккила каттиланган потенциаллари ўзаро тенг (амплитудадан ортмайди);

2) Кириш клеммалари орасидаги ток нолга тенг (кириш қаршилани жуда катта бўлган учун).



5.45-расм. Фаза ўзгартуриш (тескари) ўланган.

ОКларни улаш схемалари турлича бўлиб бажариладиган математик амал турига қараб танланади. Шундан айримларини кўрайлик.

1. Фаза ўзгартувчи (инверс) улаш (5.45-расм).

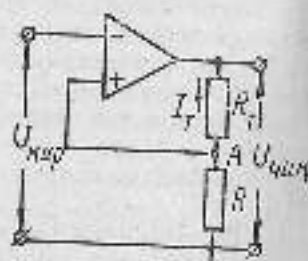
Бунда кириш сигнал фаза ўзгартуви киришга, тўғри улаш киришга эса, орта қўйлади. Шунинг учун А нуктадаги потенциални ноль деб қабул қилинса (1 шарт), R резистордан ўтаётган ток $I \approx \frac{U_{\text{кир}}}{R}$ га тенг бўлади. Бу ток А нуктада иккита — кириш қарпоқчилидан ўтаётган $I_{\text{кир}}$ ва $I_{\text{тескери}}$ бўлаётган резистордан ўтаётган $I_{\text{тескери}}$ тоқларни тармоқланиши керак. Лекин P — солданинг кириш париси биноти $I_{\text{кир}} = 0$ деб олинса, $I \approx I_{\text{тескери}}$ бўлади. Лекин $R_{\text{тескери}}$ резисторда $I_{\text{тескери}}$ тоқни ҳосил қилиш учун $U_{\text{кир}} = U_{\text{тескери}}$ потенциаллар айдириши мажбур бўлиши керак. $U_{\text{кир}} = 0$ бўлганда учун $I_{\text{тескери}} \approx \frac{U_{\text{тескери}}}{R_{\text{тескери}}}$ бўлади. Шунга кўра

$$-\frac{U_{\text{тескери}}}{R_{\text{тескери}}} = \frac{U_{\text{кир}}}{R} \quad \text{яъне} \quad K = \frac{U_{\text{тескери}}}{U_{\text{кир}}} = -\frac{R_{\text{тескери}}}{R} \quad (5.62)$$

Деяк, схеманинг кучайтириш коэффициентини резисторлар танлашга тенг бўлиб, кучайтиришнинг хусусий кучайтириш коэффициенти $K_{\text{х}} \approx 1$ га бўлиқ эмас экан. Минус инверс хосини қўллаш билан оқш қўллашнинг қарама-қарши фазани ўзгариши кўрсатади.

2. Фаза ўзгартмайдиган улаш (5.46-расм)

Бу ҳолда кириш сигнали тўғри улаш киришга берилган. Фаза ўзгартувчи инверс киришга тескари боғланган элваси ($R_{\text{тескери}}$ ва R резисторлардан тўзилган кучлениш бўлиши) орқали чўқш ситуацияни $\beta = \frac{R}{R_{\text{тескери}}}$ қисми ҳайи ўқитилади. Кириш кучлениши орқали били чўқш кучлениши ҳам орта боғлайди. Лекин $U_{\text{тескери}}$ нинг қиймати А нуктадаги потенциални $U_{\text{кир}}$ га тенг бўлгунча ўқити, яъни чўқш кучлениши ҳосил қилаётган $I_{\text{тескери}}$



5.46-расм. Фаза ўзгартмайдиган (тўғри) улаш.

ток ҳосилоти R резисторда ҳосил бўладиган кучлениш тўғри кириш кучленишига тенг бўлиши керак:

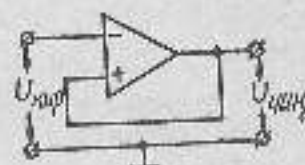
$$U_{\text{кир}} \approx U_{\text{тескери}} = I_{\text{тескери}} R = U_{\text{чiq}} \cdot \beta$$

Бундан кучайтириш коэффициенти

$$K = \frac{U_{\text{чiq}}}{U_{\text{кир}}} = 1 + \frac{R_{\text{тескери}}}{R} \quad (5.63)$$

эканлиги тоғланади.

Фаза ўзгартмайдиган улаш схемасининг хусусий ҳоли катта аҳамиятга эга. Агар $R_{\text{тескери}} = 0$, $R \rightarrow \infty$ бўлса, $K = 1$ бўлиб қолади (5.47-расм). Бу ОКнинг кучлениш схемаси деб аталади ва амплитуда қийматини бўлиб ҳисобланади.

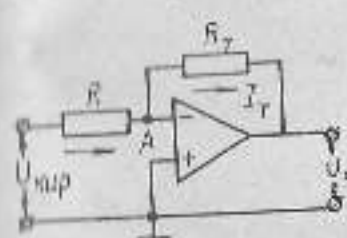


5.47-расм. Буфер қўйиш.

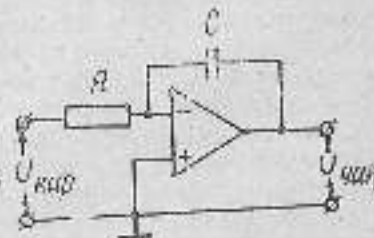
3. Дифференциалловчи ва интегралловчи улаш

Фаза ўзгартувчи улашда кириш кириш потенциални нол нуктада (сигнал) ўқитиш бўлади (5.45-расм). Шунинг учун уни жамланган нуктада ёки қўйишга қўйишга деб аталади. А нуктадаги потенциални ноль деб олинади, ушунга кўра кириш қўйишга $R_{\text{кир}}$ тескари боғланган. Лекин $R_{\text{кир}}$ резистордан қўйишга сөн кўзатиш тенг бўлади. Лекин $R_{\text{кир}}$ ОКнинг хусусий кириш қўйишга кўзатиш бўлади. Шунинг хосини олган ҳолда дифференциалловчи ва интегралловчи схемаси тузилади.

5.48-расмда ОКнинг дифференциалловчи схемаси кўрсатиш. Унда А нуктадаги потенциални ноль бўлгани учун кириш



5.48-расм. ОКнинг дифференциалловчи схемаси.



5.49-расм. ОКнинг интегралловчи схемаси.

күчлениш конденсаторга күйилян бұлады. Шундан үчүн R резистордан ұтадыган токки осындагы күчлениш орқалы додаланса, $I_c = C \frac{dU_{кн}}{dt}$ ва $U_{кн} = -RC \frac{dU_{кн}}{dt}$ бұлады.

5.49-расмда ОКККнг протралланг схемлен кўрсатылган. Унда кириш күчлениш R резисторга күйилян бұлады. Шунинг үчүн ундан ұтадыган ток $\frac{U_{кн}}{R}$ га тенг бұлып, C конденсаторни аярыллайды. Чирши күчлениш конденсатор орқалы осынгани үчүн $U_{кн} = -\frac{1}{RC} \int U_{кн} dt$ бұлады („—“ инверсия кириш ва чикши күчленишлариникиг тескери фазда ұтарилыш кўрсатады).

5.18. Электрон стабилизаторлар

Электрон стабилизаторлар мураккаб стабилизатор бұлып, уларда чизикли бұлмаган элемент ваифасына электрия асбоблар — транзисторлар (биноляр ски униполар) бажарилан.

Солда стабилизаторларда бұлгана каби электрон стабилизаторларда ҳам чизикли бұлмаган элемент нагрузка резисторга оксбатан кетма-кет ва параллель уланыш мумкин. Параллель уланышда у автотатик шулт, кетма-кет уланышда эса, сўндирувачи қаршиллык ваифасын бажарады.

Солда стабилизаторларда чизикли бұлмаган элемент нагрузка резистори билан кетма-кет уланышда ток күчинг, параллель уланышда эса, күчленишни стабилизир эди. Электрон стабилизаторларда бундай чегареланыш бұлмайды. Уларда ток күчи ва күчленишни стабилизир уланг хилге болгик эмас. У тартипга солуден транзисториниг базасыга (эмиттерга) бериладиган бошқарувачи күчлениш деб аталадиган күчленишнинг характери билан анықланады. Агар стабилизир схемасыда бошқарувачи күчлениш нагрузкадан ұтадыган токки мутаносиб бұлса, қурилыш ток стабилизатори деб, агар у нагрузкадагы потенциал түшувиға мутаносиб бұлса, күчлениш стабилизатори деб аталады. Шүндардан биз күчлениш стабилизаторларни билан танышамыз. Қулайлык үчүн уларгх оддий қилиб электрон стабилизаторлар деб атаймыз.

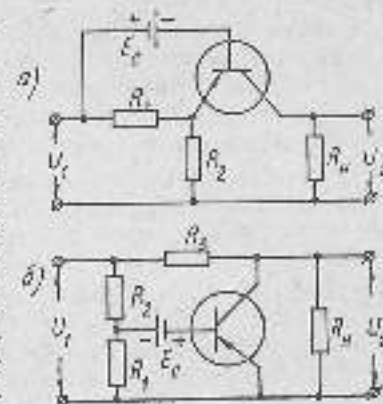
Электрон стабилизаторлар асосан икки түрге — киришдан ва чикшидан бошқарилувачи стабилизаторларга

айратылсады. Киришдан бошқарилувачи стабилизаторларда бошқарувачи күчлениш кириш (кириш) күчленишге мутаносиб бұлса, чикшидан бошқарилувачи стабилизаторларда у фойдали нагрузкадагы күчлениш ұтарилышга мутаносиб бұлады. Электрон стабилизаторларда стабилизир чизикли бұлмаган элемент тартипга солуден элемент деб ҳам аталады.

5.50 а-расмда киришдан бошқарилувачи стабилизаториникиг солда кетма-кет схемасы кўрсатылган. Унда R_1 резистордангы күчлениш T транзисториниг базасыға ұтарилан. Унын катталыгы U_1 кириш күчленишге мутаносиб бұлып, бошқарувачи күчлениш бұлып хисобланады. Агар кириш күчлениш ортса, R_1 резисторда ажраландиган күчлениш ҳам ортады. У тескери инверсия билан базасыға ұтариланг үчүн T транзистор етиле бошлайды. Бу ұсармас токки оксбатан транзистор қаршиллыгыникиг ортиникиг активалентдыр. Натимжада бошқарувачи элемент — транзисторда күчлениш түшуви ортады. Аясында, кириш күчленишнинг хамайлыш транзистор қаршиллыгыникиг хамайлышга олып келелики, ундагы күчлениш түшуви ҳам камалды.

Шундай қилиб R_1 резистор туфайли схемда мифий тескери болганыш жарады солдыр бұладыки, у эмиттер ва база күчленишлариникиг қарама-қарши фазда ұтариланыш тазмеклаб турады. Шунинг үчүн схема паразитлариникиг таалам йўлы билан транзисторда шундай ин режимни ҳосил қилип мумкин, ундагы күчлениш түшувиникиг ұтарилыш сол жипхатдан кириш күчлениш ұтарилышга тенг бұлсын. У ҳалда чикши күчлениш ұтарилыш бұлады.

Қурилыштагы стабилизир схемасыннки сезгирлитини ортириш үчүн бошқарувачи күчлениште катта қилиб онын керек. Нуклинг үчүн R_1 резистор қаршиллыгига кет-



5.50-расм. Киришдан бошқарилувачи стабилизаториникиг кетма-кет (а) ва параллель (б) схемалари.

талаштириш керак. Лекин R_1 нинг ортиси билан ундаги ўзгармас кучланиш ҳам ортада ва у транзисторнинг ишчи нуктасини унинг ишчи (актив) соҳасидан чиқариб юборади. Ишчи нуктага ишчи соҳага солиштириш учун схемата қўшиқча E_c ханба уланди. Унинг кучланиши таъки кучланиши деб аталади.

5.50 б-расмда киришдан бошқарилувчи стабилизаторнинг параллель уланган схемаси кўрсатилган. Тартибга солувчи транзистор билан кетма-кет уланган R_1 резистор сўндирувчи ёки балласт қаршиликка деб аталади.

Экстрон стабилизаторнинг бу схемаси таъкининг жиҳатдан 2.68 б-расмда кўрсатилган содда стабилизаторнинг схемасига ўхшашдир. Сўндирувчи қаршиликдан коллектор ва нагрузка тоқлари ўтади. Агар кичик кучланиш ортса, чиқини кучланиши ҳам ортати керак. Лекин R_1 резистордан транзисторнинг базасига узатиладиган бошқарувчи кучланиш ҳам ортади. У тартибга солувчи элемент — транзисторнинг яхшироқ очилишига, яъни коллектор тоқининг ортиси R_1 резистордаги кучланиш тушуви орттиради ва коллектор кучланиши камайди. Транзистор нагрузка резистори билан параллель уланган бўлгани учун чиқини кучланиши ҳам камайди. Ахиринча, кириш кучланишининг камайиши коллектор кучланишининг, яъни чиқини кучланишининг ортисига олиб келиди.

Демак, стабилизаторнинг параллель уланган схемасида кириш кучланиши билан чиқини кучланишининг ўзгаргани қарама-қарши йўналишда бўлиб акади. Шунинг учун схема элементларини шундай таллаш мумкинки, кириш кучланишининг ўзгариши билан чиқини кучланиши ўзгаришига қарши. Бунинг учун кириш кучланиши ўзгаришининг абсолют қиймати коллектор тоқи ўзгаришига сабабли R_1 резисторда ҳосил бўладиган кучланиш тушувига сол жиҳатдан теги бўлиши керак ($\Delta U_1 = -\Delta U_2 \cdot R_2$). Бу стабилизаторнинг юз фоизлик стабилизация тартидир.

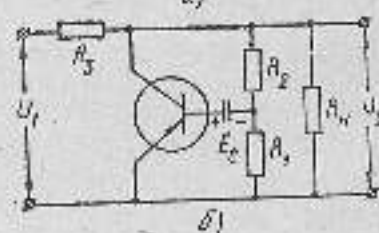
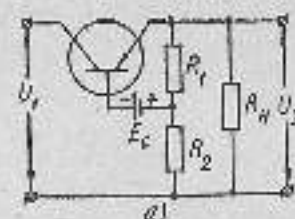
Шундай қилиб, киришдан бошқарилувчи электрон стабилизаторларда юз фоизлик стабилизация эришини учун $R_1 = 0.05 R_2$ бўлиши керак.

Нагрузканинг қаршиликни ўзгариши муҳим бўлган ҳолда чиқиндан бошқарилувчи стабилизаторлар йиғилди. Бундай стабилизаторларда юз фоизлик стабилизация эришини мумкин эмас. Чунки тартибга солувчи элемент

нинг ишга тушуши учун албатта чиқини кучланишида ўзгариш бўлиши керакки, унинг бир қисми бошқарувчи кучланиш вақфисий бажарали. Бу стабилизаторларнинг афзаллиги шуки, улар кириш ва нагрузкадаги кучланиш ўзгаришларини бирдек стабилизация беради.

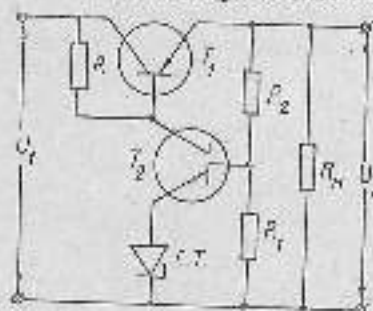
Чиқиндан бошқарилувчи стабилизаторларнинг соддаштирилган схемалари 5.51-расмда кўрсатилган. Уларнинг нолан принцили киришдан бошқарилувчи стабилизаторларникидан деярли фарқ қилмайди. Ҳақиқатан ҳам чиқиндан бошқарилувчи стабилизаторнинг кетма-кет схемасида (5.51 а-расм) бошқарувчи кучланиш R_1 нагрузка резисторининг клеммаларидаги кучланишига мутавозилдир. Чиқини кучланиши ортса, R_1 резистордаги кучланиш ҳам ортади ва у транзисторнинг базасидаги маъфой кучланишни камайтиради. Натичада транзисторнинг ўзгармас тоққа бўлган қаршилиги ортади ва ундаги потенциал тушуви кўсаяди. Бу чиқини кучланишининг камайишига олиб келади. Ахиринча, чиқини кучланиши камайса, юқорида қўрилган жараён тескари йўналишда соҳир бўлади ва чиқини кучланиши ортади.

Чиқиндан бошқарилувчи стабилизаторнинг параллель схемасида (5.51 б-расм) чиқини кучланишининг ортиси R_1 резистордаги кучланишининг ортисига олиб келади. У транзистор базасидаги мушбат кучланишни камайтиради ва ундан ток кўпроқ ўтабозилади. Натичада R_1 сўндирувчи резистордаги потенциал тушуви ортади, чиқини кучланиши камайди. Ахиринча, база кучланиши камайса, R_1 резистордаги кучланиш камайди ва транзистордан ток ўтқи қийинлашади. R_2 резистордаги кучланиш тушуви камайиб, чиқини кучланиши ортади.



5.51-расм. Чиқиндан бошқарилувчи стабилизаторнинг кетма-кет (а) ва параллель (б) схемалари.

Шундай қилиб, стабилизаторнинг икки нисала тур схемаларида ҳам икки қутбланкининг ҳар қандай ўзгаришига транзистор эки таъсир кўрсатади. Натижада шунинг қутбланки бирер ўртача қиймаси атрофида ўзгариб туради. Стабилизаторнинг сафатли бўлиши учун бу ўзгаришлар старцияи кичик бўлиши керак. Уни таъминлаш аса, транзисторнинг ишинг икки қутбланкининг қатъийлик кичик ўзгариш амплитудаси бошқара олганига боғлиқ. Шунинг учун қурилманинг осеэтривгани ошариш мақсадида стабилизатор схемасига кучайтириш каслади киретилади. У бошқарувчи қутбланкини кучайтириб береш учун хизмат қилади. Кучайтириш транзистори бошқарувчи элемент деб аталади.



5.52-расм. Икки нисала қутбланкининг қурилмаси. Стабилизаторнинг кучайтириш каслатига эки бўлиши схемаси.

У автоматик усулда коллектор манбаи ҳисобига вукудга қолтирилади. Бунинг учун транзисторнинг эмиттер заужирига стабилизатор (резистор экас) уланади. Иккинчи режисада (характеристиканинг туғри аниқ қисми) стабилизатордаги потенциал туғуви ундаи туғуви токиа боғлиқ бўлади, яъни эмиттер кучлавиши деярли ўзгаришсиз бўлади. Бу кучланиш транзисторнинг базисига ўзгаришсиз кучланиш каба тескари ишора билан узатилади туради.

5.19. Кучайтиришларда шовқин

Ҳар қандай электр заужирда бўлган каба кучайтиришларнинг кираш заужирда ҳам зарарли таъсирлар вукудга қолди. Улар электр тебранишлар таъсирига

эки бўлиб, сигнал билан биргаликда кучайтирилади ва ишарука қаршиликда фойдали сигнал билан бир қаторда ажралади. Натижада фойдали сигнални еф қолди текшириш қийинлашади. Шунинг учун бу тебранишларни осеэкам деб аталади.

Шовқин ханбаи кучайтиришда таъсирда ва укиаи янда бўлиши мумкин. Шунга кўра кучайтиришлардаи шовқин таъсир эки икки шовқин деб юретилади. Ҳар икки шовқин туғуви сабаблар асосида қосил бўлади ва табиати жиҳатдан турличалар. Атар таъсир шовқини айқонли мумкин бўлса, икки шовқиндан қутулиш мумкин эмас. Фақат махсус чораларни кўрган ҳолда уни қаматириш мумкин, холос.

Таъсир шовқинга қурилатилар мисол бўлади:

а) фол — маюба заужир орқали кучайтиришда техник частотали (30 Ғк 100 Гц) тебранишнинг киради. Унинг қосил бўлишига сабаб кучайтирувчи элементнинг электродалига туғулатилар орқали қутбланки безилишидир. Ундаи қутулиш учун туғулатиларнинг текислаштиришнинг ишарука ехилани керак.

б) микрофон эффект — механик таъсирлар (силлиниш, урсилар, зуртки ва бошқалар) натижада кучайтиришнинг элементларидан ўтадиган токнинг ўзгаришидир. Бу асосан паст частотали сигналларни кучайтиришда катта таъсир кўрсатади. Ундаи қутулиш учун кучайтиришнинг элементларини муқтадкам қилиб махланган ва бугуи осеэлемани ахортизация қилиш керак.

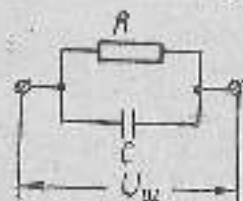
в) саноат марказлари ва шаҳар транспортидан қосил бўладиган электромагнит майдон, космик нурианишлар, атмосфера қосилалар таъсир натижадаида кучайтиришнинг кираш заужирда вукудкая электр юртигуви кучининг қосил бўлиши. Ундаи қутулиш учун кучайтириш элементлари ва симларини ахиллаб ҳаюмаланг (экранилаш) зарур.

Икки шовқин кучайтиришнинг элементларидан ўтадиган токнинг фавқуадилия натижадаида қосил бўлади. Шунинг учун у фавқуадилия майдонини деб ҳам аталади. У икки туғуи ажретилади: осеэқлик (киштур) шовқини ва электрот осеэбозар шовқини.

Осеэқлик шовқини кучайтириш элементларини туғутиришнинг симлардан ва резисторларидан ўтадиган электрот оҳимининг фавқуадилиялар туғулати вукудга қолди ва таъсир муқтадкам осеэқлик ҳолатига бевосита боғлиқ бўлади.

Утказган кимиялати электронларнинг ҳаракати таъсидий характерга эга, яъни кичик шарт оралиғида ўтказишнинг кесими бўйича бир томонли бўлган электронлар сони иккинчи бўйидашдан фарқ қилади. Натижада ўтказишнинг турли вазиялардаги электронлар сони турлича бўлади. Бу ўтказиш узунлиги бўйича потенциал таққисловининг бир текис бўлишига эътибор қилинади. Бошқача қилиб айтганда, ўтказишдан ўтатишдан тоқ ўзгаришларининг ўртача арифметик қиймати нолга тенг бўлса ҳақ, аниқ қийматлари нолдан фарқлидир. Шунинг учун ўтказишнинг икки буютаси орасидаги потенциаллар айирмаси — қувватнинг нолга тенг эмас. Ана шу қувватнинг нолдан фарқлиги деб аталади.

Шовқини қуллаенишининг катталыгын ташқи муҳит ҳароратига ва ўлказиқнинг резити қарчилигига боғлиқ бўлади. Занжирнинг резити қарчилиги частотага деярли боғлиқ бўлмагани учун шовқини қуллаениши ҳам частотага боғлиқ бўлмаган катталықдыр, яъни частота спектри чексизга тенг. Шунинг учун асослиқ шовқини бу мавқам ҳисобланади ва частота спектри мавҳат бўлади.



5.58-разм. Контур
шокепти.

Исследования показали, что ургани-
ла повнотрава квадратно-
шпалы ургана зидиатэ тохиролгоод,
явух туги ургана арфиметик кй-
мэи дотла тэгэ бэлиин үүснэ.

5.53-расная куропатчатая за-
жирки острый. У бугра закрутил

даравасига эта, дэми чакықли тентлама билэн ифода-
лангели.

Физика күрәсидән маълумки, системаның һәр бер эркинлик дәрәжәсигә $\bar{W}_b = \frac{\kappa T}{2}$ бүтәп йүгән энергия күңи кәл-

ди. Бизнинг система учун $y = \frac{\overline{CU}_m^2}{2} = \frac{kT}{2}$ кўринишда ифода-
ланади. Ушдан хавфлир клеткаларидаги кучлиги ўзгаришнинг
ўртача квадратик қатталигини аниқлаётимиз:

$$\overline{U}_w = \frac{xT}{c} \quad (5.64)$$

Бунда $k = 1,58 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Ж}}{\text{град}}$ — Больцман доимонд.

T — SELECTED NUMBERS

Занжир каскыяларында кулаппашыны $\dot{Z}$ эгарышы, юкорыда айтканга сыйын, унын резитив каратылыгы $\dot{Z}$ эгарышы ту-
файлы содыр булады. Бугагыт халда занжирнын каратылыгы
комплекс катталык, янны $\dot{Z} = R(\omega) + jX(\omega)$. Шунинг учуи
0 $_{\infty}$ нинг $\dot{Z}$ эгарышы $\dot{Z}$ нинг $R(\omega) = \frac{R}{1 + \omega^2 RC^2}$, резитив ташкыл
нуунысынын $\dot{Z}$ эгарышы аксыбига халла буудуи керек. Унын
ууны кайсыны куйдалатча кралады:

$$\int_{-\infty}^{\infty} R(\omega) d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{R}{1 + \omega^2 \epsilon_0^2} d\omega = \frac{\pi}{\epsilon_0} \quad (5.65)$$

Қандай сифативті қаттылықпен тоқиб (5.64) ішкідегі
қоспа, у қаттылығы қорынығына келеді:

$$U_w = -\frac{2\pi T}{n} \int_0^{\infty} R(r) dr \quad (5.6a)$$

Бу ифода Найквист формуласи деб аталади. У кинематик фазекулярлиги ҳақиқатан ҳам санжирилар резонанс қарчилиги $R(\omega)$ ва муҳитнинг T температурасига боғлиқ эканини кўрсатади.

Одатда ҳар бир кучайтиргич сигналларида маълум бир частота оралиғида, яъни $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ соҳасида кучайтириши учун мўлжаллаб доради. Шунинг учун (5.66 а) ифодаси ана шу частоталар оралиғи учун интеграллаш ётарли бўлади. Бундан ташқари, $\omega(R) \ll \omega_0$ тўғрисидаги ўрнили бўлса, $R(\omega)$ дасталик частотига боғлиқ бўлимай қалади. Натижада (5.66 а) ифода соддалашиб, кубдаги кўринишга белади:

$$U_m = 4\kappa TR\Delta I \quad (5.66)$$

Бунда ΔI — кучейтирилгичиниң ўтказиш сакчаси.

Демак, шонданки ҳаққоний физикатикларнинг айрим ҳақиқатларга эътибори, баъки спектрдаги барча таъкил нуқталарга бирдек бўлиб экан.

[illegible]

частоталар соҳасига тўғри келса, шовқин кучлангани ҳам шунча кичик бўлади, чунки частота ортгани билан реакция қаршилик кичирайиб боради. Шунинг учун (5.66 б) ифода ёз кичик бўлганда. Бу ҳолда (яъни юқори частоталар соҳасида) шовқин кучланганининг лавият ҳаҳаликиси бўйича ифодасидан фойдаланилади:

$$U_m^2 = 4kTRP(f)M \quad (5.67)$$

Бунда $P(f)$ — Планк қўлайтмаси дейлади ва қуйидагича ифодаланлади:

$$P(f) = \frac{hf}{kT \left(e^{\frac{hf}{kT}} - 1 \right)} \quad (5.68)$$

$h = 6,63 \cdot 10^{-34}$ жерг. — Планк доғдириси.

Агар $\frac{hf}{kT} \ll 1$ бўлса $P(f) = 1$ бўлади ва (5.67) ифода (5.66 б) ҳўришига келади.

Электрон асбоблардаги шовқинга транзисторлардаги шовқин мисол бўлади. Улар уйғовиш-сўғиш ва диффузия шовқинларидир.

Уйғовиш-сўғиш шовқини p - n ўтишда электрон-кавалк жуфтликнинг ҳосил бўлиши ва рекомбинацияланиши билан бошлиқ. У p - n ўтишда ҳаракатланувчи ток тапхўчиларнинг энглиги ёзғаришига олиб келадики, бўлиш натижасида ток флюктуацияси ҳосил бўлади. Шунинг учун бундай шовқин генерация — рекомбинацияланми шовқини ҳам дейлади.

Шовқиннинг энгличи түри — диффузия шовқини табиати жиҳатдан юқориди кўрилган ёсвқини шовқиндан айбаради. Билсаяр транзисторларда у база қаршичилида шовқини кучланити ҳосил бўлиши билан тулутитирилади. Ёшлар транзисторлардаги асвқин шовқинлардан яна бири p — n ўтишда ҳосил бўладиган сўғиш шовқинидир. У ток тапхўчиларнинг p — n ўтиш йотендақ қўғишнинг олиб ўтишидаги флюктуациясидан ҳосил бўлади.

Ушлар транзисторлар учун каналда ҳосил бўладиган ёсвқини шовқини ва аятор энглиридаги сўғиш шовқини ёсвқини ҳосил ҳисобланади.

Кучайтиришларда шовқиннинг мавжудлиги кучайтириш коэффициентининг катталигига қараб уларни бирор мақсад учун пределилани бяхоналг имконини

бермайди. Бу ҳолда абсолют (чегаравий) сезгирлик тушунчасидан фойдаланилади. У сўғ жиҳатдан бирдай қувватли сигнал ва шовқиннинг ўзаро нисбати бирга тент бўлган ҳол бўлиб, фойдали сигналнинг шовқин тўғдимидаки ажратиб олишнинг мўжмин бўлган чегарани ифодаляйди. Лекин бу катталик шартли миқдор бўлгани учун кучайтиришнинг сифат жиҳатдан баҳоляйди, ҳолди.

Кучайтиришлардаги шовқини хусусиятлари шовқини коэффициенти деган катталик орқали харақтеризация ва кириш ва чиқтиш шовқинлиги « K » шовқини бўлган ҳол учун аниқляйди.

Шовқини коэффициенти деб кучайтиришнинг кириш шовқини сўғиши ва шовқини қувватлари нисбатининг ушлг чиқтиришдаги шундай шовқини бўлган нисбатига айтилади:

$$K = \frac{P_{\text{сиг}} \cdot P_{\text{шовқини}}}{P_{\text{шовқини}} \cdot P_{\text{сиг}}} = \frac{P_{\text{сиг}}}{P_{\text{шовқини}}} \quad (5.69)$$

У кучайтиришнинг энглишидаги (ишлўрқандаги) сўғиш қувватлининг шовқини қувватлига нисбати кучайтириш кириш шовқини фойдали сўғиш учун олдинтаи шундай нисбатини нече харти катта эканлиги кўрсатлади.

Агар кучайтиришда флюктуациялар бўлмаганда эли, яъни кучайтириш идея бўлганда эли, сўғишнинг шовқини нисбати кучайтириш кириш ва чиқтиришда бўлиш бўлиб, шовқини коэффициенти $K=1$ бўлар эли. Аммо река кучайтиришларда ҳимжа вақт шовқини мавжуд бўлгани учун у $K>1$ бўлади. Шунга кўра, шовқини коэффициенти кучайтиришда ҳосил бўладиган шовқинлар ушлг чиқтиришда неча марта ортиб сўғишнинг ифодалар экан.

Кўн каскадда кучайтиришларда системанинг кириш шовқини билан бирга ушлгир оялдиған шовқини берча кучайтириш позицияларида келма-кет кучайтириш боради. Шунга кўра, ушлг шовқини коэффициенти қуйидагича аниқляйди:

$$K = K_1 + \frac{K_1 - 1}{K_{K_1}} + \frac{K_2 - 1}{K_{K_2}} + \dots + \frac{K_n - 1}{K_{K_n} \cdot K_{K_{n-1}}} \quad (5.70)$$

(5.70) ифодадан кўриладики, натижавий шовқини коэффициентига кучайтиришнинг барилки ва тхкида кучайтириш нисбатининг ҳиссаси ант катта бўлар экан. Шунинг учун кўн каскадда кучайтиришларда бошланиш кучайтириш каскадда ҳам шовқини ва кучайтириш

коэффициентта катта қилиб олинса, пассивий шонини коэффициентте кичик бўлади.

Шунинг айтиш керакки, кучайтиргичларнинг ички шонини ҳисобга олиш зарур бўлганда, кучайтиргичнинг ўтказиш соҳасини танлаш зарурлигини кўрсатади. Буни қўллаш-қўйишнинг мавжуд шонини қўйишнинг учун ўтказиш соҳасини танлаш талаб қилинади, шунинг билан кучайтириш талаб қилинади. Кучайтиришнинг ўтказиш соҳаси танлаш билан шонини қўйиш талаб қилинади ва унинг амплитудаси кичик бўлади. Бу шонини қўйишнинг шонини қўйиш талаб қилинади. Шунинг учун кучайтиришнинг ўтказиш соҳасини танлаш талаб қилинади, шунинг билан кучайтириш талаб қилинади. Шунинг билан кучайтириш талаб қилинади.

VI боб

ЭЛЕКТР СИГНАЛИ ГЕНЕРАТОРЛАРИ

8.1. Генерация шартлари

Физикавий тажрибалар техникасида ва радиоэлектрониканинг қўйиш соҳасида электр тебранишларнинг ҳисоб қилинадиган қўйишлар катта аҳамиятга эга.

Ҳаттоки ток манбаи энергиясини бирор шонини қўйиш соҳасида қўйиш талаб қилинади. Айрим ҳолларда махсус режимида ишловда юқори частотали катта қўйиш талаб қилинади. Кўйиш талаб қилинади ва унинг амплитудаси кичик бўлади.

Ҳаттоки ток манбаи энергиясини бирор шонини қўйиш соҳасида қўйиш талаб қилинади. Айрим ҳолларда махсус режимида ишловда юқори частотали катта қўйиш талаб қилинади. Кўйиш талаб қилинади ва унинг амплитудаси кичик бўлади.

Ҳаттоки ток манбаи энергиясини бирор шонини қўйиш соҳасида қўйиш талаб қилинади. Айрим ҳолларда махсус режимида ишловда юқори частотали катта қўйиш талаб қилинади. Кўйиш талаб қилинади ва унинг амплитудаси кичик бўлади.

Ҳаттоки ток манбаи энергиясини бирор шонини қўйиш соҳасида қўйиш талаб қилинади. Айрим ҳолларда махсус режимида ишловда юқори частотали катта қўйиш талаб қилинади. Кўйиш талаб қилинади ва унинг амплитудаси кичик бўлади.

Ҳаттоки ток манбаи энергиясини бирор шонини қўйиш соҳасида қўйиш талаб қилинади. Айрим ҳолларда махсус режимида ишловда юқори частотали катта қўйиш талаб қилинади. Кўйиш талаб қилинади ва унинг амплитудаси кичик бўлади.

Ҳаттоки ток манбаи энергиясини бирор шонини қўйиш соҳасида қўйиш талаб қилинади. Айрим ҳолларда махсус режимида ишловда юқори частотали катта қўйиш талаб қилинади. Кўйиш талаб қилинади ва унинг амплитудаси кичик бўлади.

Ҳаттоки ток манбаи энергиясини бирор шонини қўйиш соҳасида қўйиш талаб қилинади. Айрим ҳолларда махсус режимида ишловда юқори частотали катта қўйиш талаб қилинади. Кўйиш талаб қилинади ва унинг амплитудаси кичик бўлади.

Ҳаттоки ток манбаи энергиясини бирор шонини қўйиш соҳасида қўйиш талаб қилинади. Айрим ҳолларда махсус режимида ишловда юқори частотали катта қўйиш талаб қилинади. Кўйиш талаб қилинади ва унинг амплитудаси кичик бўлади.

Ҳаттоки ток манбаи энергиясини бирор шонини қўйиш соҳасида қўйиш талаб қилинади. Айрим ҳолларда махсус режимида ишловда юқори частотали катта қўйиш талаб қилинади. Кўйиш талаб қилинади ва унинг амплитудаси кичик бўлади.

Ҳаттоки ток манбаи энергиясини бирор шонини қўйиш соҳасида қўйиш талаб қилинади. Айрим ҳолларда махсус режимида ишловда юқори частотали катта қўйиш талаб қилинади. Кўйиш талаб қилинади ва унинг амплитудаси кичик бўлади.

$$\left. \begin{aligned} \varphi_k + \varphi_p &= 2\pi \cdot n \\ K\beta &= 1 \\ n &= 1, 2, \dots \end{aligned} \right\} \quad (8.1)$$

Ҳаттоки ток манбаи энергиясини бирор шонини қўйиш соҳасида қўйиш талаб қилинади. Айрим ҳолларда махсус режимида ишловда юқори частотали катта қўйиш талаб қилинади. Кўйиш талаб қилинади ва унинг амплитудаси кичик бўлади.

Бициркуляция элементлагы да тескари бөлгөниң экинчи ридеге фазы сөлжөшкөни аркылы көпөлөтөдө. Кундай тирувчи элементлагы фазы сөлжөшкөни Φ_1 — я, тескари бөлгөниң экинчи ридеге фазы сөлжөшкөни Φ_2 — я, L — я. Балтакларныкы брасслары йүзөшкөнигэ бөлөдө. Φ_1 — я Φ_2 — я сөт бөлүшкөни мүмкүн. Агар брасслар йүзөшкөни Φ_1 — я Φ_2 — я бөлүшкөни күчкө тавалас, физикалы шарты бажарылады да тескари резонанс частотасы экинчи частотаны тебранин кыла бажарыды. Ушунт гармониканы даражасы контурынкы тавалас кыбыллыгы билеи бөлүшкөни. Көпүрүшкө тавалас кыбыллыгы саралык кыла бөлүшкөни, он частотаны бөлүшкөни билеи контурынкы бөлүшкөни кыбыллыгы тавалас я фазы сөлжөшкөни күчкө тавалас. Демек, тескари резонанс частотасы бөлүшкөнилар сөлжөшкөни бөлүшкөни узун контурынкы кыбыллыгы кыла, тескари бөлүшкөни сөлжөшкөни узун кыбыллыгы кыбыллыгы бөлүшкөни берек. Ага хонда (Φ_1) тескари шарты саралык частоталар сөлжөшкөни узун бажарыла, тебранинлар гармоник бөлүшкөни кыла.

Генераторикийн 6,2-рассад хүрээтйгтэй схемэсн дээр бйлагдсан тебраниг жарайс адилхэ тэбэра дээр ли бүр хис бйлагд. Дээрн транзисторларын параметрлары туржис бйгүн уларца айрим үсгариншарга сэлбэ бйлагд. Биколлар транзисторын схемэд багруун конуру униколлар транзисторлг схемэдэлхэн күүлэжэ нүүлэшилд. Бу транзисторинг кэрэн күүлэлхэн (эмиттер — база) күүлэ бйлагдана бйрлэг. Буудан тэлкэри, нагрукэ конуру коллестор элликжид бйгүндэ генератор килга үсгарууван күүлэлхэндэ килхисэ, коллестор — база күүлэлхэн тебраниг дээрингэй айрим хэмэдэ тэлкэрэ күүлэлхэнгэ эгэ бйгүб қоляда. Нэгэ хэмэдэ коллестор үгүнэ өнх (түгэрн улархыда) бйгүб конуру нисбэрап күүлэ кэрэдиш бйлан түгэснэйб қоляди. Бу хэснл бйлагдсан тебранишлар тэвэрлэнгэ буузыншнга олай қоляди. Буудан тэлкэри, биколлар транзисторлар нисбэрап нэгги нүүлэлхэн эсэ. Бу асөөн бйлагдсан ток тэлүүвэлэрингэй базадэ суэт хэрэгтэй қилхн бйлан бейкэнэлэ да эмиттер — база күүлэлхэн бйлан коллестор ток прасгдэ күүлэлхэн, дээн хүннмэ бааза сүүлэлхэннэ хэсн қоляда. У фазэлэр шартиса татскр эгэдэ да генералыг; частотасынхыг үсгариншга сэлбэ бйлагд. Биколбарин, биколлар транзистор конурунхыг асөөлхэн униколлар транзисторлг нисбэрап айрим үсгартади.

Бикаслар транзисторлар схемаларинг камчиласидашсини ўқитиш учун ушбу қўлланма замжирлар келтирилади. Масалан, транзисторларнинг қирин ва оққин қаровилари синг шунгаки таътирини камайтириш учун контуридан қисман уланган схемасидан фойдаланилади; инверторлик туғайли ҳисоб, бўладиган қўлланма фазо екилтишсини ўқитиш учун схемала махсус фазо екилтириш келтирилади ва ботиқлар. Булар схемаларнинг мураккаблашшига ва тегириктириш бўлишида мураккаб эквивалент схемалардан фойдаланишга олиб келади. Шунинг учун тегириктириш жарабиларининг моделлини екилтириш учун ушбулар транзисторлар схемани қўлланма.

Ушундай ҳолда генераторда содир бўладиган жаро-
билар мураккаб бўлиб, чизикли бўлмаган дифференци-
ал тенгламалар арқали ифода этилади ва тақрибий ечиш
усулларидан фойдаланиб олинилади. Кинематик аналитик
схемадаги қандай ҳисоблар аниқлиқнинг юқори даражасида
Генератор шартларидан аниқлиқда тенгламани чиқ-
ариб, тебранишнинг етакловчи амплитудаси ва частотаси-
ни аниқлашда — аниқлиқнинг юқори даражасида фойдаланиш
керак бўлади. Генератордаги тебраниш жароқларининг
хатирини аниқ ҳисобларда ҳолатини аниқлашда чизик-
ли бўлмаган тенгламаларни ечишнинг аниқ усуллари-
дан фойдаланилади. Ушунга сўз қўйишнинг аҳамияти юқори
усул (Ван — дер Поол усули) қисман бўлиши. Генератор-
нинг ишловчан паяларидан фойдаланиб, тебраниш-
ларни тузатиш турли шартларни аниқлашда, буларни
учун нагзуна қўйиш (н.26-рив.) учун Кернел теги-
лидасини қўйиш:

$$\left[\begin{array}{l} L \frac{dI_1}{dt} - \frac{1}{C} \int I_1 dt + I_1 R = 0 \\ I_2 = I_1 + I_3 \end{array} \right] \quad (5.2)$$

Генераторда тебизаниш доска бўлиш жараёнида контурнинг индукциялиқ тармоғидаги ток асосий хисобланган. Шунинг учун (8.2) системани унга мослаш соддалаштирилса,

$$LC \frac{d^2 I_1}{dt^2} + RC \frac{dI_1}{dt} + I_1 = I_c \quad (5.3)$$

«**РИСНОДЕТИ ТЕНЛАМЕ ХОСИ БУЛАДИ.**»

Генераторнинг бошлангич уйғунлов вақти, а тебрав-

ишлар амплитудаси кичик бўлганда ушун транзисторин чизикли элемент деб қарасак, (3.44) ифодага асосан ток қуйидагича ифодаланади:

$$I_c = S(U_c + DU_c) \quad (6.4)$$

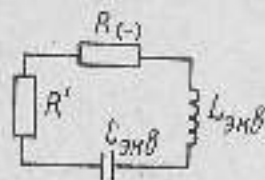
Бунда

$$U_c = M \frac{dI_1}{dt} \text{ ва } U_c = -(R_L + L \frac{dI_1}{dt}) \quad (6.5)$$

Митус ишора U_c ва U_c қушларларини қарама-қарши фазда ўзгартириш ифода қилади.

(6.4) ва (6.5) ифодаларни (6.3) тенгламага қўйсак:

$$\frac{dI}{dt} + \frac{1}{L} \left[R - \frac{S(M-DL)}{C} \right] \frac{dI}{dt} + \left(1 + \frac{R}{R_L} \right) \frac{1}{LC} I = 0 \quad (6.6)$$



6.3-расм. LC-генераторнинг эквивалент схемаси.

қўриқилган иккинчи тартибли чизикли дифференциал тенглама ҳосил бўлади. У (2.55) тенгламага ўхшаш бўлиб, нагзука контуридаги эркин тебранишларни ифодалайди. Бинобарин, генераторни 6.3-расмда тасвирланган эквивалент тебраниш контури билан алмаштириш мумкин. Унинг параметрлари қуйидагича бўлади:

$$L_{\text{экв}} = L; C_{\text{экв}} = \frac{C}{1 + \frac{R}{R_L}}; R_{\text{экв}} = R - \frac{S(M-DL)}{C} = R' + R_{(-)} \quad (6.7)$$

Демак, эквивалент контурдаги резистив қаршилик нагзука контуридаги қаршиликдан

$$R_{(-)} = -\frac{SM}{C} \quad (6.8)$$

манфий қаршиликка фарқ қилади. У контурга даярий равишда киритган энергия миқдорини ифодалайди.

(6.6) тенгламанинг умумий ечими янча контурдаги эркин тебранишларнинг (2.56) ечими билан бир хил бўлиб, нагзука контуридаги асосий старлик бўлганда ($\omega_0 L \gg R$ ва $R_L \gg R$) қуйидагича ифодаланади:

$$I = U_0 e^{-\delta^* t} \sin \omega^* t \quad (6.9)$$

Унда, $U_0 = \frac{U_c}{\omega^* L_{\text{экв}}}$ — контурдаги осцилляция тебранишлар амплитудаси

$$\omega^* = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{экв}} C_{\text{экв}}}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{R}{R_L}} \approx \omega_0 \text{ — генерация частотаси}$$

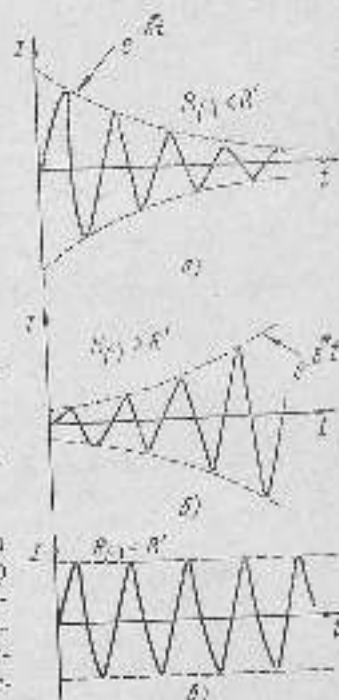
$$\delta^* = \frac{R_{\text{экв}}}{2L_{\text{экв}}} = \frac{1}{2L} \left[R - \frac{S(M-DL)}{C} \right] \text{ — эквивалент контуридаги сўғиш даражаси.}$$

Демак, генераторда амплитудаси экспоненциал қонуни бўйича ўзгаришган тебранишлар ҳосил бўлар экан. Унинг ўзгариш тезлиги δ^* коэффициентга боғлиқ. Лекин янча контурдаги эркин тебранишлар коэффициентига δ дан фарқи, δ^* катталик контур элементлари L ва C лардан татқари, яна транзисторнинг S қияли коэффициентига ва тебранишларнинг ифодаловчи M ўзгариш индукция коэффициентига боғлиқ бўлади. Бундан ташқари, янча контур учун δ мусбат ўзгариш ҳосил бўлса, генераторда δ^* ҳам мусбат, ҳам манфий қийматга эга. Шунинг учун генератор тенгламасининг (6.7) ечими солис контурдаги эркин тебранишларнинг (2.56) ифодасидан тубдан фарқ қилади.

Хусусан ҳолатлар билан таққийлаш.

1 ҳол: $\delta^* > 0$ ёки $R' > R_{(-)}$

Бу ҳолда генераторда уйғунлашган тебранишлар сўғиши бўлади (6.4 а-расм). Чунки контурда қўйиладиган энергия киритиладиган энергиядан катта, яъни ҳар бир тебраниш лаврида йўқоладиган энергия тўлдирямай қолади. II ҳол: $\delta^* < 0$ ёки $R' < R_{(-)}$



6.4-расм. Тебраниш амплитудасининг δ^* коэффициентига боғлиқлиги.

Бу ҳолда контурга киритилган энергия унда йўқолаётган энергиядан катта бўлади. Шунинг учун уйғошган тебранишлар амплитудаси ўсувчи бўлиши керак (6.4 б-расм).

III ҳол: $\delta' = 0$ ёки $R' = R_{\text{кн}}$

Бу ҳолда тебранишлар амплитудаси ўзгаришсиз бўлиб, у сўғмас бўлади. Чунки ҳар бир даврада йўқолаётган энергия тўлиқ қўлланылади. Наттижада тебраниш тарафдан ҳечқанда узоқ вақт ўзгаришсиз амплитудда бўлиб давом этаверади.

Назарий ахдатдан III ҳол энг қулай бўлиб ҳисобланади. Амалий жиҳатдан эса, у турғун эмас. Чунки бирор сабабга кўра тегилик бузилса, тебраниш сўниб қолади. Шунинг учун амалий жиҳатдан II хусусий ҳол мақсадга мувофиқ ҳисобланади. Чунки шу ҳолдагина ўз-ўзидан уйғошган учун етарли шароит ҳосил бўлади. Шунга кўра генерация шартини ухумлаштиришиб

$$R' \leq R_{\text{кн}}, \text{ ёки } R_{\text{кн}} \leq 0 \quad (6.10 \text{ а})$$

кўринишда ифодаланади. Унга қўйиладиган ўзгаришиб ёзайлик:

$$\frac{M}{L} \approx \frac{RC}{LS} + D \quad (6.10 \text{ б})$$

Бунда $\frac{M}{L} = \frac{U_0}{U_c} = \beta$ ва $\frac{RC}{LS} = \frac{1}{z_p \cdot S}$ эканлиги ҳисобга олинса, (6.10 б) шўда

$$\beta \approx D + \frac{1}{z_p \cdot S} \quad (6.11)$$

кўринишга келади. Уш Баркгаузен формуласи деб аталади ва ўз-ўзидан уйғошувчи генераторнинг асосий тенгламаси ҳисобланади. У схема параметрларининг генераторда тебраниш ҳосил бўлишига таъсирини ифода қилади. Лекин тебраниш амплитудасининг турғунлиги тўғрисида белгисиз маълумот беримайди. Уш аниқлаш учун S қиммат коэффициентининг затвор кулланлиги қандай бўлишига билиш керак. Чунки у (D ва R ҳам) дифференциал ва динамик катталикдир. Бошқача қилиб айтганда, тебранишнинг стационар амплитудасини аниқлаш учун характеристикасининг эгрисининг ҳисобга олиш керак.

6.3. LC — генераторнинг иш режими

Квадратлиқда усулга кўра тебранишнинг стационар амплитудаси $S(U_0)$ боғланиш орқали ифодаланади. У

$$\bar{S} = \frac{I_0}{U_0} \quad (6.12 \text{ а})$$

Агар контурадаги ток гармоник қонуни бўлса, ўзгариш, шток ток 1 гармоникасининг амплитудаси $I_{01} = \frac{1}{Q} I_0$ қўйиладиган бўлади. Шунга кўра (6.12 а) ифода

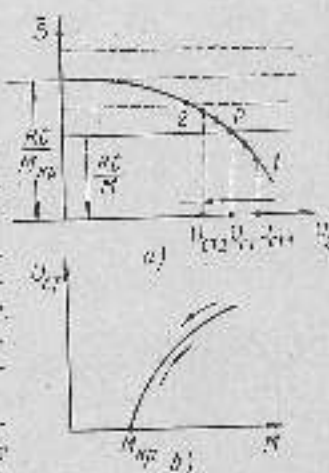
$$\bar{S} = \frac{1}{Q} \cdot \frac{I_0}{U_0} \quad (6.12 \text{ б})$$

кўринишда ифодаланади.

Шток ток 1 гармоникасининг (ёки контур токнинг) затвор кулланлиги бағлиқлиги генераторнинг тебраниш характеристикаси деб аталади: $I_{01} = f(U_0)$. Ушнинг қандай кўринишда бўлиши ишчи нуқтасининг динамика характеристикадаги боғланиш ўрнига боғлиқ.

Тебранишнинг стационар амплитудасининг аниқлаш учун $\bar{S} = f(U_0)$ боғланиш графисига тесқари боғланишнинг ифодаливи шунинг тасқарилиш керак. Уртача қиммат коэффициентининг затворга билиш учун абсцисса ўқига тарафда шўйлашган тўғри чизиклар бўлади. Уларни тесқари боғланиш тўғри эгриси деб аталади ва (6.11) ифода орқали аниқланади. $S = f(U_0)$ боғланишнинг тесқари боғланиш чизиги билиш келинган нуқтасига шок келган затвор кулланлигининг қиймати тебранишнинг стационар амплитудаси ҳисобланади.

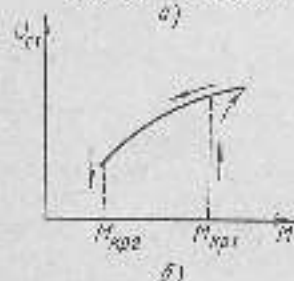
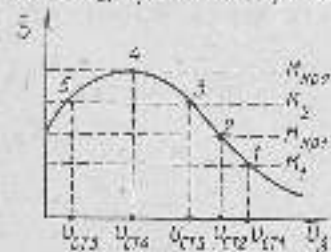
Агар ишчи нуқта динамика характеристиканинг тўғри чизикдан қисмига шўйлашган бўлса, тесқари боғланиш чизиги $\bar{S} = f(U_0)$ боғланиш графисининг бир нуқтада кесиб ўтган (6.5



6.3-расм. Юшнинг иш режимида стационар амплитудаси U_0 ва шток ток I_0 боғланиши

ростом). Бунда S M ўзаро индукция коэффициентига тесқари боғланган бўлгани учун унинг ортиши билан тесқари боғланган чизикли ягона суриниш ва стационар амплитуда катталашади. Ақсикча, M кичрайдик, стационар амплитуда ҳам кичрайдик. U M нинг бирор $M_{кр}$ критик қийматигача давом этади, чунки бунда чизикларнинг кесилиш ўтиши йўқолади. Бунинг маъноси шуки $M \leq M_{кр}$ бўлганда тесқари боғланган коэффициент кичик бўлгани учун генератор уйғонмайди.

Стационар амплитуданинг ўзаро индукция коэффициентига боғлиқлиги 6.5 б-расмда тасвирланган. Унинг турғунлик шартини аниқлайдик. Бирор сабабга кўра зериот кучланишининг амплитудаси ΔU_{Σ} га ортин. Унда кейинги тебраниш даврида S ўзининг «Р» нуқтадаги қийматидан кичик бўлиб қолади. Бу олғузга контурга киритилган энергиянинг камайишига олиб келади. Натижада тебраниш амплитудаси кичраиб босади ва U_{Σ} қийматга эришади. Ақсикча, тебраниш амплитудаси ΔU_{Σ} миқдорга кичрайдик, S ортади ва контурга энергия киритилиши ортиб, тебраниш амплитудаси ўсади, яна U_{Σ} қийматга эришади.



6.5-расм. Қаттиқ иш режимдаги синхронизатор амплитудаси (а) ва унинг M га боғлиқлиги (б).

Демак, генератор мувоозанат ҳолат («Р» нуқта)дан чиқса, кичи ўзаро индукциялар уш яна ёз ҳолатига қайтаради. Шунинг учун «Р» нуқтада тебраниш амплитудаси турғун бўлади.

Генераторнинг юқорида ифода қилинган режимга юлмоқ иш режимга деб аталади. У ҳолатдагилар билан характерланади.

1. $S = f(U_{\Sigma})$ боғлиқлиги билан тесқари боғлиқлиги турғун чизикта бир нуқтада кесилиши ва у тебранишнинг стационар амплитудасини ифода қилади.

2. Тебранишнинг уйғонилиш $M = M_{кр}$ қийматга мос келадик ва у ягона бўлади (6.5 б-расм).

3. $M > M_{кр}$ қийматларда уйғонилиш бўлиши учун ташқи туртки талаб қилинмайди. Тебраниш ҳосил бўлиши учун системадаги кичик амплитудали флюктуациялар етарли бўлади.

Боиланган икки нуқта динамик характеристиканинг иккинчи эри чизикли қисмига жойлашган бўлса, тесқари боғлиқлиги чизикли $S = f(U_{\Sigma})$ характеристикани M нинг қийматига қараб ё бир нуқтада (M_1), ёки икки нуқтада (M_2) кесиб ўтади. Улар 6.6 а-расмда тасвирланган (1, 2, 3, 4, 5 нуқталар). $M < M_{кр}$ да улар кесилинмайди. $M < M_{кр}$ қийматларда тесқари боғлиқлиги коэффициент кичик ва генератор уйғонмайди.

$M = M_{кр}$ қийматда тесқари боғлиқлиги ақсикча характеристикани икки нуқтада (3 ва 5) кесиб ўтади. Бу генератор иккита мувоозанат ҳолатга эга бўлишини кўрсатади. Лекин улардан бири турғун бўлиб, иккинчиси турғун эмас.

Ҳақиқатан ҳам, агар генераторда U_{Σ} кучланиши билан ифода қилинган тебранишлар ҳосил бўлганда у бирор сабабга кўра кичраиб қолса, тебранишнинг натижадаги даврида S янада кичрайдик бўлар эди. Натижада контурга киритилган энергия камайиб, тебраниш амплитудаси кичраиб, ҳатто тебраниш сўниб қолар эди.

Агар тебраниш амплитудаси U_{Σ} қийматдан ортса, контур кучланиши ортиб, S нинг ортинига, яъни контурга энергия кириши ортинига олиб келган бўлар эди. Бу тебраниш амплитудасини яна орттирган бўлар эди. Лекин амплитуданинг бу ортинга "3" нуқта билан ифода қилинадикан иккинчи мувоозанат ҳолатга давом этиши мумкин. У генераторнинг иккинчи мувоозанат ҳолати бўлиб, юлмоқ иш режимдаги каби турғун амплитудаси тебранишларни характерлайди (1.2.2.). Лекин бунда генераторнинг уйғонилиш учун старилча катта амплитудали туртки талаб қилинмайди.

Генераторнинг бундай иш режимни унинг қаттиқ иш режимга деб аталади. Унда генератор ташқи турткисиз уйғонилиш учун уш юлмоқ иш режимга мос келадикан мувоозанат ҳолатга (3-нуқтага) ўтказилиш керак. Бунинг учун тесқари боғлиқлиги коэффициентини орттириш талаб қилинади. 6.6 а-расмдан кўриладик, генератор ўз-ўзиндан уйғонилиш учун тесқари боғлиқлиги $M = M_{кр}$ қийматга мос келиши керак. Бунда у $S = f(U_{\Sigma})$ чизикли бир нуқтада кесиб ўтади. Бундан ташқари, генераторнинг тап-

қи сурткисиз уйғониши $M > M_{кр}$ қийматга ҳам мос қолади.

Ташқи туркии таъсирасиз тескари боғланишнинг ўзгариши билан стационар амплитуданинг ўзгаришини кўрайлик. Бунда тескари боғланишнинг $M < M_{кр}$ ва $M < M_{кр}$ қийматларга мос келадиган катталарда генерация бўлмайди. Фақат $M = M_{кр}$ қийматда тебранишлар сакрати билан амплитуда катталари ўсиб боради (5.6-б расм). Агар шунда M кичрая бошласа, тебранишнинг стационар амплитудаси ҳам кичраяди. Лекин $M = M_{кр}$ қийматга эришлгчда тебраниш ўсиб давоқ қилаверади ($U_{ст} < U_{кр}$). У $M = M_{кр}$ қийматга эришлгчда, сакрати билан ўсилади ($U_{ст}$).

Демак, тескари боғланишнинг узатиш коэффициентини иккита қилик қийматга эга бўлади. Улардан $\beta_{кр} = \frac{M_{кр}}{L}$ да тебраниш уйғони, $\beta_{кр} = \frac{M_{кр}}{L}$ да у ушлади.

Шундай қилиб, генераторнинг ҳаттиқ иш режимида тебраниш сакрати билан ҳосил бўлади ва ўсилади; тебраниш етарлими катта амплитудага эга бўлади. Бундан тапқари генераторнинг каттиқ иш режими тежамкор режим ҳисобланади, чунки у эндиқди бўлмаган режимида ишлайди.

6.4. RC — генератор

Қўра радиоэлектроника масалаларини ҳал қилишда частотаси герцнинг бўликларидан бир неча юз килогерцгача есидиган паст частотали гармоник тебранишлар генератори зарур бўлади. Табиийки, бундай частотали тебранишларни LC — генераторда ҳосил қилиш мумкин эмас. Чунки генерация частотасини кичрайтириш учун нагрукка контурининг L ва C элементларини катталаштириш керак. Бу бир томондан, курилман кўполаштириб — нархини ортиқсиз, иккинчи томондан, контурининг асслантиши пасайтиради ва унинг частота танлаш қобилиятини ёмонлаштиради. Натижада тебранишларнинг стабиллиги ва гармониклиги камалди. Шунинг учун паст частотали генераторларда тебраниш контури ўрашга R ва C элементлардан ташқари топган системалар қўлланилади. Бундай генераторлар RC — генератор деб аталади. RC — генератор мусбат тескари боғланиш RC — кучайтиргичдан иборатдир (6.1-расм).

Маълумки, RC — кучайтиргичнинг кучайтириш ко-

эффициенти ўтказиш соҳаси оралиғида кам ўзгаришган катталиқдир. Бу оралиқда хириш ва чиқиш кучлатишлари орасидаги фаза фарқи деярли ўзгаришмас бўлади (5.15 ва 5.17-расм). Шунинг учун генераторда уйғонидиган тебранишларнинг шакли, асосан, тескари боғланиш занжири билан характерланади. Масалан, тескари боғланиш занжирининг частотавий ва фазавий характеристикаси шундай бўлсак, (6.1) генерация шартлари кучайтиргичнинг ўтказиш соҳасига тўғри келадиган бирор частота учун бажарилса, у бир вақтда ω_0 ва ω_0 частоталар соҳаси учун ҳам сўзсиз бажарилади. Шунинг учун генераторда уйғонган тебранишлар гармоник бўлмайди, чунки бир вақтда бир неча гармоник тебраниш ҳосил бўлади. Демак, гармоник тебраниш ҳосил қилиш учун генерация шартлари фақат $\omega = \omega_0$ частота учун бажарилши керак. Бунинг учун тескари боғланиш занжирининг фазавий характеристикаси шундай бўлиши керакки, у тескари боғланиш фақат битта частотада мусбат қилсин. Болқата қилиб айтганда, генератор гармоник тебранишлар ишлаб чиқариши учун тескари боғланиш занжири кучайтиргичдаги фаза силжишларини дуфтига тўлдирадиган бўлиши керак.

Кучайтиргичнинг фазавий характеристикаси фақат реактив элементларда ҳосил бўладиган (5.11) фаза силжиши билан экис, балки кучайтирувчи элементлар ҳосил қиладиган фаза силжишлари билан ҳам характерланади:

$$\phi_2 = m\pi + \psi(\omega) \quad (6.13)$$

Бунда $m=1, 2, 3, \dots$ — кучайтириш каскадларининг сон. Фақат казирезонанс частотада $\psi(\omega)=0$ бўлади. Шунинг учун (6.1) фазалар шарти кучайтириш каскадларининг сонига ва тескари боғланиш занжирининг фазавий характеристикасига боғлиқ бўлади. Шунга кўра қуйидаги муносабатларини ёзиш мумкин.

$$\left. \begin{aligned} m=1 \text{ бўлса, } \phi_2 &= \pi, \phi_2 = \pm \pi, \pm 3\pi, \pm 5\pi, \dots \\ m=2 \text{ бўлса, } \phi_2 &= 2\pi, \phi_2 = 0, \pm 2\pi, \pm 4\pi, \dots \\ m=3 \text{ бўлса, } \phi_2 &= 3\pi, \phi_2 = \pm \pi, \pm 3\pi, \pm 5\pi, \dots \\ m=4 \text{ бўлса, } \phi_2 &= 4\pi, \phi_2 = 0, \pm 2\pi, \pm 4\pi, \dots \end{aligned} \right\} \quad (6.14a)$$

Демак, кучайтириш каскадлари сон тоқ бўлса, тескари боғланиш занжири тоқ сондаги π ларга каррали

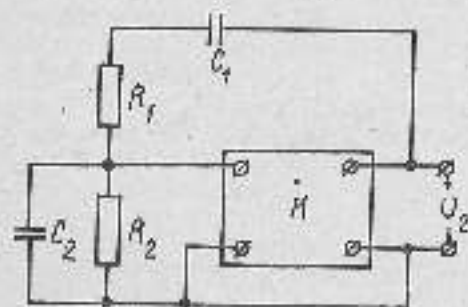
фаза сиклини ҳосил қилиш керак. Агар у жуфт бўлса, тескари боғланиш занжири ҳосил қилинган фаза сиклилари жуфт n марта қаврала бўлиши керак, яъни

$$\begin{aligned} n & \text{ — тоқ бўлса, } q_F = (2n-1)\pi \\ n & \text{ — жуфт бўлса, } q_F = 2n\pi \end{aligned} \quad (6.14 \text{ б})$$

6.5. Икки каскадلى RC — генератор

Икки каскадلى RC — генератор мусбат тескари боғланишли икки каскадلى RC — кучайтиргичдан иборатдир. Унда тескари боғланиш занжири вазафасийи R ва C элементлардан ташкил топган. Бун кўтриги бажарилади (2.21-расм). Унда фақат ω_0 частотада фаза сиклилари ҳосил бўлмади ва узатиш коэффициенти энг катта қийматга эришади (2.22-расм). Хусусий ҳолда, агар $R_1 = R_2 = R$ ва $C_1 = C_2 = C$ бўлса, (2.47) ва (2.48) ифода-лар соддалашиб, қуйидаги қўришга келяди:

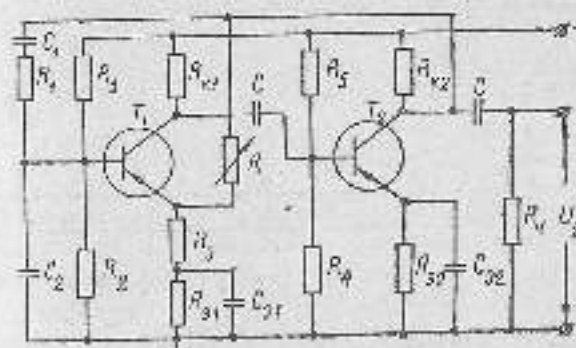
$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \text{ва} \quad \beta_0 = \frac{1}{3} \quad (6.15)$$



6.7-расм. Икки каскадлы RC — генераторнинг тархил схемаси.

Кучайтириш коэффициентини $K \geq 3$ тартибда келтириш учун системага кўтришчи маъфий тескари боғланиш занжири киритилади. У ана системадаги оқсиди бўлмаган бўлишларни ҳам камайтиради.

6.8-расмда маъфий тескари боғланишли RC — генераторнинг принципл схемаси кўрсатилган. Унда маъфий тескари боғланиш R, резистор ёрдамида жорғи бўлади. Унинг чуқурлиги эса, ётаруучан R резистор билан ботқарилсади. Маъфий тескари боғланиш занжири фа-



6.8-расм. Икки каскадлы RC — генератор.

қат β узатини коэффициентига таъсир этеди ва

$$\beta_K = \beta_0 - \frac{1}{K} \quad (6.16)$$

қўришда аниқлавики. Тебраниш частотаси эса, ўзгармайди ва (6.15) ифода билан характерланади.

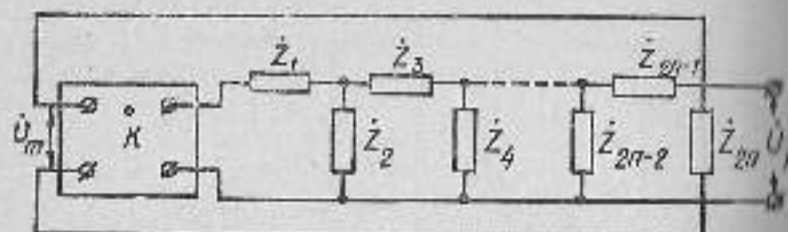
Лекин схемата маъфий тескари боғланиш занжири-нинг киритилиши генераторнинг амплитудалар шарий-нинг бажарилишига ахшилайди, чунки K қилча катта бўлса, $\beta_K \rightarrow \beta_0$ бўлиб боради.

Схема элементларини ташлаи билан икки каскадлы RC — генераторда частотаси бир цеча герцадан, то бир неча юз килогерцагача ўзгарилган сармилли тебраниш-ларини ҳосил қилоти мумкин. Частотанинг катталиги C_1 ва C_2 ёки R_1 ва R_2 элементларини бир вақда ётар-тиш билан бажарилади. Унда частота ва амплитуданинг стабиллиги қўиқарли бўлади.

Икки каскадлы RC — генераторнинг асосий камчи-лиги схемасининг мураккаблигидир. Ундаги кучайтир-гичнинг иккинчи каскади фақат фаза сиклини ҳосил қилиш учунгина хизмат қилади.

6.6. Бир каскадлы RC — генератор

Бир каскадлы RC — генератор мусбат тескари боғ-ланишли RC — кучайтиргичдан иборатдир. Тескари боғ-ланиш занжири RC — элейкаларнинг занжирисхои кет-ма-кетликлан ташкил топади.



6.9-расс. Бир каскад RC-генераторининг умумлашган схемаси.

6.9-рассда бир каскад RC-генераторининг умумлашган блок схемаси кўрсатилган. Унда тескари боғланиш занжири RC-ячейкалари R ва C элементларини икки хил улашдан ҳосил қилинади:

1. $Z_1 = R_1, Z_2 = R_2, \dots, Z_{2n-1} = R_n$
 $Z_2 = \frac{1}{j\omega C_1}, Z_4 = \frac{1}{j\omega C_2}, \dots, Z_{2n} = \frac{1}{j\omega C_n}$
2. $Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1}, Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2}, \dots, Z_{2n-1} = \frac{1}{j\omega C_n}$
 $Z_2 = R_1, Z_4 = R_2, \dots, Z_{2n} = R_n$

I ҳолда RC-ячейкалар интегралловчи занжирларнинг, II ҳолда эса, дифференциалловчи занжирларнинг кетма-кет уланishiни ташкил қилади.

Маълумки, ҳар бир RC-ячейка 0 дан $\frac{\pi}{2}$ гача фаза силжishi ҳосил қилади (2.19-расс). Шунинг учун фазалар шарти текли частотада bajarilishi учун тескари боғланиш занжири энг камда 3 та RC-ячейкадан ташкил топиши керак. Хусусий ҳолларни кўрайлик.

а. Уч яеколли дифференциалловчи занжирли филтър

Бундай занжирнинг схемаси 6.10 а-рассда кўрсатилган. Унинг частотавий ва фазавий характеристикасини аниқлайлик. Бунинг учун унинг комплекс узатиш коэффициентини топиш керак.

Киратлоф тенгламаларини ёзайлик:

$$\begin{cases} \dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 & \dot{I}_1 R_1 = \dot{I}_2 \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 \dot{I}_2 \\ \dot{I}_2 = \dot{I}_3 + \dot{I}_4 & \dot{I}_3 R_3 = \dot{I}_4 \left(\frac{1}{j\omega C_4} + R_4 \right) \\ \dot{U}_{m1} = \dot{I} \frac{1}{j\omega C_1} + \dot{I}_1 R_1 & \dot{U}_{m2} = \dot{I}_4 R_4 \end{cases} \quad (6.17)$$

(6.17) системадаги текларнинг ифодаларини йўқотиб солдалантирсак, қуйидаги тенглама ҳосил бўлади:

$$\beta = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = \frac{1}{\left[\frac{1}{\omega^2 C_2 R_2^2 C_3} + \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 R_2^2} + \frac{R_2}{\omega^2 C_1 C_3 R_1 R_2^2} + \frac{1}{\omega^2 C_1 C_3 R_1 R_2} + \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2} \right] + 1 + \left[\frac{1}{\omega^2 C_2 C_3 R_1 R_2^2} + \frac{R_3}{\omega C_2 R_1^2} + \frac{1}{\omega C_2 R_2} + \frac{1}{\omega C_1 R_2} + \frac{1}{\omega C_1 R_1} + \frac{1}{\omega C_2 R_1} + \frac{1}{\omega C_1 C_2} \right]} \quad (6.18a)$$

(6.18 а) ифода махражининг ҳақиқий қисминини «а», маъҳум қисминини «б» деб белгиласак, у қуйидаги содда кўриништа келади:

$$\beta = \frac{1}{a + jb} \quad (6.18б)$$

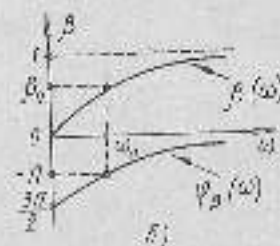
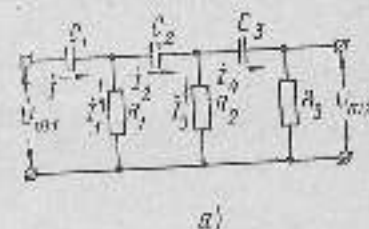
Унинг модули

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2}} \quad (6.19)$$

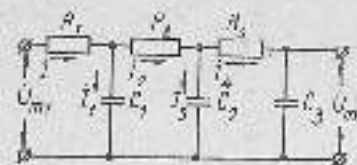
тескари боғланиш занжирининг частотавий хarakterистикасини, аргументи

$$\varphi_\beta = \arctg \frac{b}{a} \quad (6.20)$$

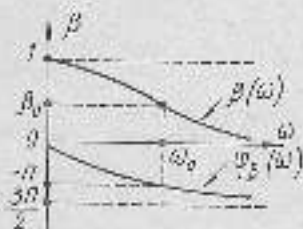
эса, фазавий характеристикасини ҳисоблайлик. Улар 6.10 б-рассда кўр-



6.10-расс. Уч яеколли дифференциалловчи занжир (а) ва унинг частотавий ва фазавий характеристикаси. (б).



а)



б)

6.11-рәс. Үч звенолы дифференциаллоочы RC-фильтр (а) һәм аның частоталы һәм фазаның характеристикасы (б).

фильтр (6.11 а-рәс.). Агәр $C_1 = C_2 = C_3 = C$ һәм $R_1 = R_2 = R_3 = R$ халда Кирхгоф нигизләренн башка солдаштырыш үткәргән, фильтрың узатыш коэффициенти үчүн куйындагы ифода хосыл булады.

$$\beta = \frac{U_n}{U_m} = \frac{1}{(1 - 5\omega^2 RC^2)^2 + (6\omega RC - \omega^3 R^3 C^3)} \quad (6.22)$$

Уның модули

$$|\beta| = \frac{1}{\sqrt{(1 - 5\omega^2 RC^2)^2 + (6\omega RC - \omega^3 R^3 C^3)^2}} \quad (6.23)$$

запырыңгы частоталың характеристикасын, аргументин

$$\varphi_\beta = -\arctg \frac{6\omega RC - \omega^3 R^3 C^3}{1 - 5\omega^2 RC^2} \quad (6.24)$$

һәм, фазаның характеристикасын ифодалайды (6.11 б-рәс.) (6.23) һәм (6.24) ифодаһар генерация тартаһар

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6} RC} \quad (6.25)$$

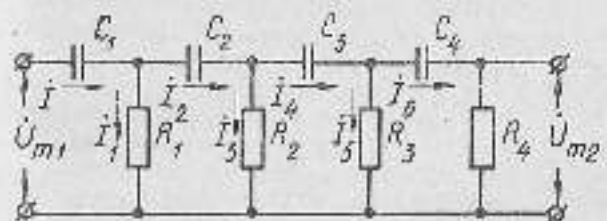
частоталың бажарылышы һәм бунда $K \approx 29$ булышы характерны кўрсатады.

Демак, частота фильтри үч звенолы булган RC-генераторда кучайтыргычның кучайтырыш коэффициенти RC-аксийаларның тузылышыга болаык булмас әкәң. Фильтри интеграллоочы RC-занжирдан тузылган генераторның генерация частотасы, фильтри дифференциаллоочы RC-занжирлы генераторшындай катта булады.

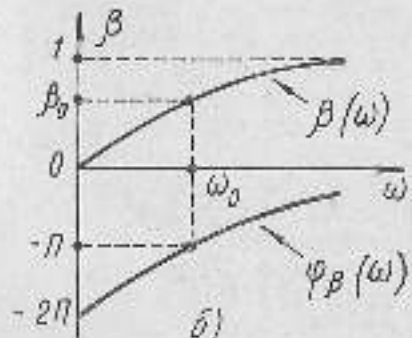
в. Түрт звенолы дифференциаллоочы занжирлы RC-фильтр (6.12а, — рәс.)

Бу халда занжирның комплексе узатыш коэффициенти куйындагы ифодаһанады:

$$\beta = \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\omega^2 RC^2} - \frac{15}{\omega^4 RC^4}\right) - j\left(\frac{7}{\omega RC} - \frac{10}{\omega^3 RC^3}\right)} \quad (6.26)$$

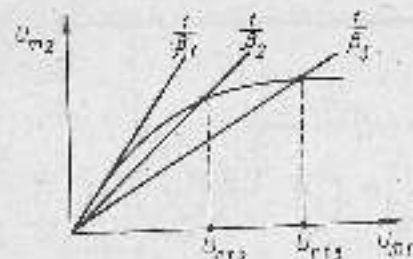


а)



б)

6.12-рәс. Түрт звенолы дифференциаллоочы занжирлы RC-фильтр (а) һәм аның частоталы һәм фазаның характеристикасы (б).



6.14-расм. Тебранишнинг стационар амплитудаси

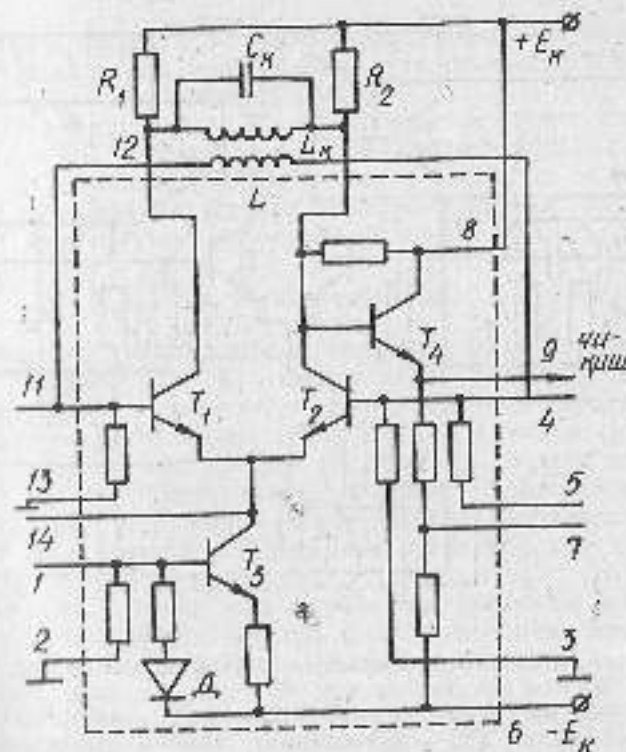
ийонар амплитудасини унинг амплитудавий характеристикасидан аниқлаш мумкин. У 6.14-расмда тасвирланган характеристиканинг $K\beta=1$ нуқтасига, яъни тескари боғланиш тўғрисидаги амплитудавий характеристика билан кесилиш нуқтасига жисс келади. Бу нуқтага тўғриси келадиган амплитудда ҳамма вақт турғун бўлади.

6.7. ИМС да тузилган гармоник тебраниш генераторлари

ИМСда тузилган гармоник тебраниш генератори мусбат тескари боғланишда микросхемада йитилган кучайтиришдан иборатдир. Шунинг учун LC ва RC — генераторни ясаш кучайтириш микросхемасини танлаш ва унга ташқи тескари боғланиш занжири (LC ёки RC — филтлар) ни бириктиришдан иборат бўлади. Бунда (6.1) генерация шартлари, уларнинг мос схемда бажарилиш усуллари ва бошқа барча хусусиятлар сақланиб қолади.

Одатда кучайтириш сифатида турли сериядаги қўсий (шакқан) ИМС ишлатилади. Унда асос кучайтириш бўлиб ДК хизмат қилади.

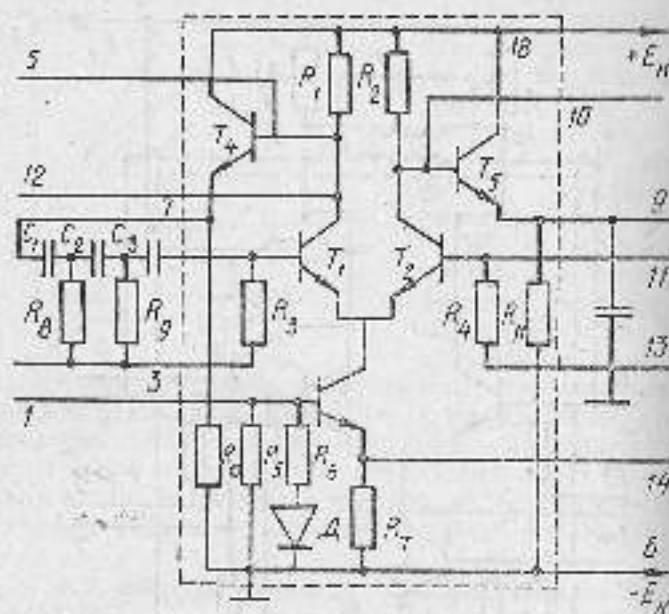
6.15-расмда трансформатор боғланишли LC — генераторнинг схемаси кўрсатилган. Унда тебраниш контури (L_x, C_x) T_1 ва T_2 транзисторларнинг коллекторига (10, 12 ушлар), тескари боғланиш занжири — L индуктивлик тизмаси эса, шу транзисторларнинг базаларига (4, 11 ушлар) уланган. Агар чиққиш кучланиши T_1 ва T_2 транзисторларнинг коллекторларидан олиқса (симметрик чиққиш), тебранишлар бир-бирига қарама-қарши фазада ўзгаради ва иккита сигнал олиш мумкин бўлади.



6.15-расм. КР198УН1А микросхемасида тургани LC — генератор.

Кўрилатган схемада битта чиққиш (носимметрик) кўрсатилган. У T_1 транзисторда йиғилган эмиттер қайтаргичнинг чиққишидир (9-уш). Эмиттер қайтаргичи ташқи нагрузка резисторининг генераторга таъсирини сўсатириш ва чиққи қаринлиқни кичрайтириш учун хизмат қилади. Схемадати T_2 транзистор динамик нагрузка, D диод эса, термостабилаш учун ёрлатилган.

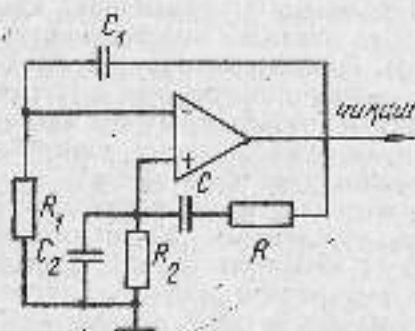
ИМС да йиғилган бир каскадда RC — генераторнинг амплитудаси 6.16-расмда кўрсатилган. Унда частота танловчи RC — филт 3 та кетма-кет уланган дифференциаллаш занжирдан ташкил топган бўлиб, T_1 транзисторнинг коллектор — база оралиғига T_2 транзисторнинг эмиттер қайтаргичи орқали уланган. Бу тескари боғланиш занжири кирати қаринлиқлиқ T_1 транзисторнинг коллектор нагрузкасига бўлган таъсирини



6.16-расм. KPI388T1A микросхемада тузилган RC — генератор.

Йўқотадиган генерация шартининг яхши бажариллигини таъминлайди. RC — занжирнинг учинчи резистора R_3 микросхема элементини ташкил қилади.

Чиккис кучламини T_2 транзисторнинг коллектори орқали олинади (10 — уч). Унда ташқи нагрузка резистор



6.17-расм. Операцион кучайтиргичда тузилган RC — генератор.

билан генераторни осалати учун T_1 транзисторда бирилган амплитуд қайтаргичи хизмат қилади. Шунинг учун схемда чиккис кучлаовини уқинг амплитуд орқали (9 — уч) олинган. T_2 транзистор ва D диод RC — генератор схемасида қўрилган вазифани бажарилди. Демак, қўрилган

схеманинг кетма-кет T_1 транзисторда йилчилан кучайтиргичи ташкил қилар экан. Шунинг учун схема бар каскад-ли генераторнинг эквивалентидир.

6.17-расмда операцион кучайтиргичда тузилган икки каскад-ли RC — генераторнинг эквиваленти кўрсатилган. Унда RC — занжир манфий тескари боғланиш занжир бўлиб ҳисобланади. (Схемдаги жараёнлар икки каскад-ли RC — генератор (6.8-расм) дати каби бўлади.

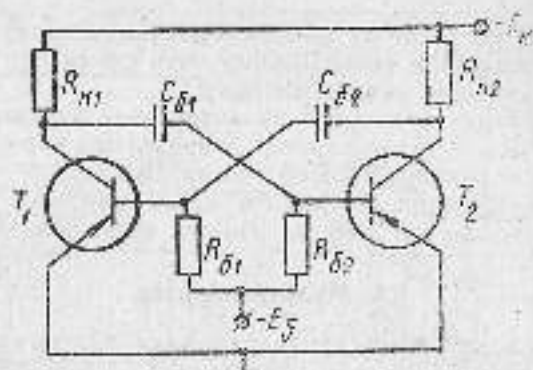
6.8. Мульти vibrator

Импульс қўрилмаларида гармоник бўлмаган тебраниш генераторлари кўда ишлатилади. Уларнинг тебранишлари *релаксацион тебранишлар* деб аталади. Релаксацион генераторлар гармоник тебраниш генераторларидан ўзгармас ток халби энергиясини махсус шаклдаги (тўғри тўрт бурчак, уч бурчак, аралашмон ва бошқалар) ўзгарувчан ток энергиясига айлантириб беради. Ана шундай релаксацион генераторлардан бири — мульти vibrator бўлиб, у шакли тўғри тўрт бурчакли яқин тебранишлар манбаидир. Тузилиши жиҳатдан у кучда мусбат тескари боғланиш-ли икки каскад-ли транзисторларда тузилган кучайтиргичдир.

Мульти vibratorнинг уч хил асосий иш режими мавжуд: автоматик тебраниш, синхронизация ва қутб-тўғри режими.

Автоматик тебраниш режимида мульти vibrator ўз-ўзиндан уйғонадиган генератор каби ишлайди, яъни тебраниш системанинг икки жараёнлари ҳисобига ҳосил бўлади. Шунинг учун импульсларнинг давом этиш вақти, такрорланиш частотаси ва бошқалар қўрилманинг параметрларига боғлиқ бўлади. Уларни схемдаги элементларнинг қатъийлиги ўзгартириш ҳисобига маълум қадараниб қийматлар орасида ўзгартириш мумкин.

Мульти vibrator синхронизация режимида ҳам ўз-ўзиндан уйғонувчи генератор сингари ишлайди. Лекин ишлаб чиқариладиган тебранишларнинг такрорланиш частотаси ташқаридан таъсир этадиган синхронлашчи (бир хилловчи) импульсининг частотаси билан бошқарилади. Умумий ҳолда синхронлашчи импульсининг частотаси мульти vibrator ишлаб чиқариладиган тебранишнинг частотасидан кичик бўлади. Лекин схема элементларини танлаш бўли билан ўзгариш тест қилиб олиш мумкин.



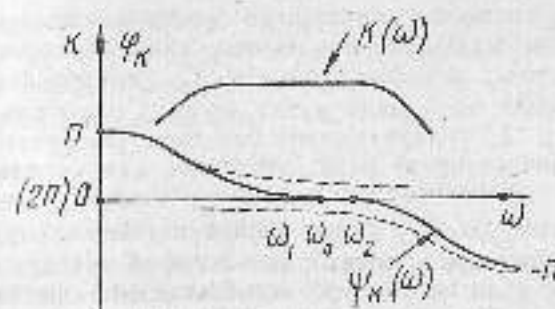
6.18-расм. Мульти vibratorнинг принципиал схемаси.

Мульти vibrator кутиб туриш режимда ташқи таъсирда ишловчи генератор ҳисобланади. Шунинг учун у ҳар сафар ташқи махсус импульс таъсир этганидан кейин ишлайди.

Мульти vibratorнинг автоматик тебраниш режимда бўлиш шартлидир. Бу ҳол учун унинг принципиал схемаси 6.18-расмда кўрсатилган. У ҳисбат тескари боғланишдан икки каскад RC — кучайтиргич бўлиб, биринчи каскаднинг чиқиши иккинчи каскаднинг киришига, аксинча кучайтириш каскаднинг чиқиши эса, биринчисиники киришига тўлиқ уланган. Шунинг учун тескари боғланиш зинасининг узатиш коэффициентини $\beta - 1$.

Биринчи ўз-ўзидан уйғунувчи генераторлардаги каби мульти vibrator учун ҳам (6.1) генерация шартлари bajarилган керак. Бунда $\beta - 1$ бўлгани учун амплитудалар шarti $K = K_1 \cdot K_2$ кўринишида ифодаланади ва кичик сигналлар учун у бирдан етаринча катта бўлади. Фазалар шarti эса, кучайтиргичнинг фазавий хараكتеристикаси билан белгиланади. Мульти vibratorда махсус частота тағдирчи завожирини йўқлиги кучайтиргичнинг реактив элементларидаги $\Psi_k(\omega)$ фаза силжончаларини таъсирини орттиради ва у тебранишнинг гармоник бўлмаслигини таъминлайди.

6.19-расмда икки каскад RC — кучайтиргичнинг частотавий ва фазавий хараكتеристикаси кўрсатилган. Унда ω_0 частота ҳосил бўладиган тебраниш ташқи таъсирларининг асосий частотасини, $\Psi_k(\omega) = 0$ га тўғри



6.19-расм. Икки каскад RC кучайтиргичнинг частотавий ва фазавий хараكتеристикаси.

келган частоталар оралиғи эса, ҳосил бўладиган тебранишнинг спектрини ифодазайди. Унинг куйи частота чегараси (ω_1) τ_n ўзини занжирининг вақт доғийисига, юқори чегараси (ω_2) эса, τ_n нагрузка занжирининг вақт доғийисига боғлиқ бўлади ((5.11) ифодага қаранг).

Агар $\tau_n = C_k R_k$ катталашса ва $\tau_n = C_k R_k$ кичрайса, фаза силжончалари ($\phi_k = \psi_{k1} - \psi_{k2}$) кичрайдиган, фазалар озарти кўтариш, частоталар учун бажарилади ва тебранишлар спектри кенгайиши ва аксинча. Шунинг учун мульти vibrator учун фазалар шarti қўйиладиган бўлиши мумкин:

$$\frac{1}{\tau_n} \gg \omega \gg \frac{1}{\tau_n} \text{ ёки } \tau_n \gg \tau_n \quad (6.30)$$

Генерация шартлари bajarилганда мульти vibratorда қандай қилиб тебраниш ҳосил бўлиши кўрайлик. Уни ушбу ҳолда зинасини кўрай. Айталик, схемасида икки каскаднинг катталашлари ўзаро тенг бўлсин. Бундай схемани симметрик мульти vibrator дейилади. (Акс ҳолда у асимметрик бўлади). Агар транзисторлар тўлиқ охиқ (тўлиқ) бўлиб, икки каскадлардаги потенциаллар тенг ва C_{k1} ва C_{k2} конденсаторлар бир хил потенциаллар айирмасига тенг бўлсин, система мувозанатда бўлиши керак. Лекин бу мувозанат ҳолат турғун бўлмайди ва система ушбу мувозанат ҳолатда туролмайди. Чунки схеманинг икки каскадларидан ўтаган токлар ўртача қўйиладиган флюктуацияларга узраб туради.

Фараз қилайлик, бирор вақт моментиди T_1 транзистордан ўтаган ток бироз ортсин (ΔI_{k1}). Унда R_{k1}

резистордаги потенциал тушуви ортиб, коллектор кучланишининг маънийлиги камаяди, яъни коллектор потенциалда ΔU_{k1} миқдорга ортади. C_{k1} конденсатор ўз потенциалини ошди вақт ичида ўзгартирмагани учун бу ҳаётариш T_2 транзисторнинг базасига тўлиқ ўзатилади ва T_2 транзисторнинг база кучланиши ҳам ортади. Натижада T_2 транзисторнинг коллектор токи ΔI_{k2} миқдорга камаяди. Бу R_{k2} резистордаги потенциал тушуви билан камайишига, коллектордаги маънфий кучланишнинг орташига, яъни коллектор потенциалининг камайишига олиб келиди. C_{k2} конденсаторнинг потенциални ошди вақт ичида ўзгармасан учун бу ҳаётариш T_1 транзисторнинг базасига тўлиқ ўзатилади ва база кучланиши камаяди. Натижада у коллектор токининг янада ортининга сабабчи бўлади. Бу жараён ривожланиш кўрсаткичи эса бўлади. Уш шаклдан ёки қачон жараён деб аталади.

Ўмуман ҳўки жараёни натижасида T_2 транзисторнинг коллектор кучланиши $U_{k2} \approx 0$ қийматдан $-E_k$ қийматгача ўзгаради. Буида T_1 транзисторнинг база кучланиши ҳам шу қийматларда $U_{b1} = 0$ дан $U_{b1} = -E_k$ гача, коллектор кучланиши эса, аксинча, $U_{k1} \approx -E_k$ дан $U_{k1} \approx 0$ гача ўзгаради. T_1 транзисторнинг база кучланиши эса, $U_{b2} \approx 0$ дан $U_{b2} \approx +E_k$ гача ўзгаради. Шундан учун лавоари боғланиш халқаси узиллап, чўнки T_2 транзистор ўзлақ ёпилиб, T_1 транзистор ошди ҳолатга ўтади. Шунда система муволабат ҳолатга ўтади. Лекин у турғун эмас. Унинг бу ҳолатда қачон вақт турғун C_{k1} ва C_{k2} конденсаторларнинг бошланғич энергияси билан белгиланади.

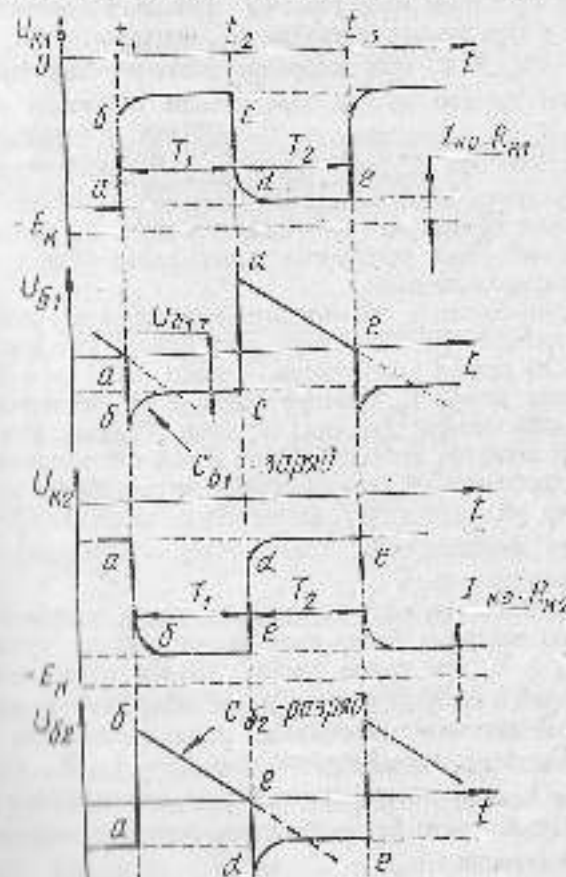
Схемадан қўки жараёни узиллап, $U_{k2} > U_{k1}$ ва $U_{b1} < U_{b2}$ бўлиб қолади. Бу C_{k2} конденсаторнинг зарядланишига, C_{k1} конденсаторнинг эса, қўзимча зарядсизланишига олиб келиди. Бу жараёнлар нобиятан оқидилик билан даяр элади ва имульсининг шаклланишини таъминлайди.

C_{k1} конденсатор «коллектор халқан $-E_k - R_{k2} - C_{k1} - T_1$ транзисторнинг эмиттер — база ўтиши» дан турналган зашқар орқали зарядланади. Унинг вақт деимийи $\tau_{заряд} \approx C_{k1} R_{k2}$ бўлади. Буида зарядланиш экспоненциал қўки бўйича борган учун T_2 транзисторнинг кучланиши $U_{k2} = -E_k + I_{k2} \cdot R_{k2}$ ҳам шу қўки бўйича ўзгаради ва $t \approx 3C_{k1} \cdot R_{k2}$ вақт ичида $I_{k2} = -I_k$ қийматга эрилади.

C_{k2} конденсаторнинг зарядланиш даярхили C_{k2} конденсатор « $R_{k1} - E_k - T_1$ транзистор» дан ҳасил бўлган зашқар орқали зарядсизланади. Унинг вақт деимийи $\tau_{разряд} \approx C_{k2} \cdot R_{k1}$ бўлиб, зарядсизланиш токи

$$I_{разр} = \frac{E_k + E_k}{R_{k1}} = \frac{1}{\tau_{разр}}$$

ифода билан аниқланади. (Бу вақтда T_2 транзистор ёшиқ ҳолатда турлади). Бу жараёнинг даярхили унинг зарядсизланиш деимийи билан вақт деимийи билан бўлади бўлади. T_2 транзистор



8.20-реш. Мултивибраторда коллектор ва база кучланишнинг ошди деимийи.

порт база күчланиши $U_{a2} = -E_2 + I_{p2} \cdot R_{a2}$ қийматдан нолга етган, у оңсалай. Шундан кейін схемادا яна сакран ҳосил бўлади. У T_1 транзисторнинг ёпиқлиги, T_2 транзисторнинг эса, тўла очилишта олиб келади. Бунда R_{a1} резистор $E_2 + U_{a2} = E_2 + E_1$ кучланиш остида бўлгани учун T_1 транзисторнинг коллектор кучланиши $E_2 = I_{p2} \cdot R_{a2}$ қийматдан $U_{a2} = 0$ қийматгача қамалади. Коллектор токи эса, I_{a2} қийматдан $I_{a2} = \frac{E_2}{R_{a2}} + \frac{E_2 + E_1}{R_{a1}}$ қийматгача ортади. Натижада мультивибратор циклиги мультивибратор ҳолатига ўтади. Лекин у ҳам турғун бўлмайди. C_{a2} конденсатор E_2 ханби — $R_{a1} \cdot C_{a2} = T_1$ транзисторнинг эмиттер—база ўтигишидан тузилган анжир орқали зарядланиши боғлиқлиги (C_{a1} конденсатор эса, зарядланади). Бу жараён T_1 транзисторнинг база күчланиши $U_{a1} = -E_1 - I_{p1} \cdot R_{a1}$ қийматдан нолга тенг бўлувча давом этади. Шундан кейин схемادا яна сакран ҳосил бўлади ва T_1 транзистор очил, T_2 транзистор — ёпиқ ҳолат (эмиттер ёпиқлиги ҳолат) ҳосил бўлади. Бу жараён такрорланаверади.

Мультивибратор схемасида коллектор ва база кучланишлари оғиш қийматларида давом бўйича ўзгариш графикалари 6.20-расмда кўрсатилган. Ушбу «аб» қисм T_1 транзисторнинг очил, T_2 транзисторнинг ёпиқ ҳолатини ифода қилса, «ба» қисмда T_2 очил, T_1 ёпиқ бўлган, «аб» ва «ба» қисмлар нисбатан сиклилик билан борадиган конденсаторларнинг зарядланиш ва зарядланиши жарийсизлиги ифода қилган. Агар «аб» қисмда C_{a1} конденсатор зарядланиб, C_{a2} конденсатор зарядланганда, «ба» қисмда — C_{a2} зарядланади, C_{a1} — зарядланади.

Конденсаторларнинг зарядланиш вақти уларнинг зарядланиш вақтидан ҳамма вақт кичик бўлади. Чунки схемда учун $R_{a2} \gg R_{a1}$ тегишсизлиги бўлади. Шунга кўра, зарядланиш жараёни импулсларнинг давом этган вақтини тарқатилиш асосий катталик ҳисобланади. Зарядланаётган конденсатор (C_{a1} ва C_{a2}) ўз потенциалларини $E_2 = I_{p2} \cdot R_{a2}$ қийматдан $E_2 + E_1 + R_{a2} \cdot I_{a2}$ қийматгача экспоненциал қонуни бўйича ўзгарилади. Шунинг учун C_{a2} конденсатор кучланишини қуйидагидек ёзиш мумкин:

$$U_{a2} = -E_2 - I_{a2} \cdot R_{a2} + (E_2 + I_{a2} \cdot R_{a2} + E_1) \cdot e^{-\frac{t}{C_{a2} \cdot R_{a2}}}$$

$$+ I_{a2} \cdot R_{a2} - U_{a2}) \cdot e^{-\frac{t}{C_{a2} \cdot R_{a2}}} \quad (6.31)$$

Агар зарядланиш $t = 0$ вақтда боғлиқлиги, $t = T_1$ вақтида давом этса ва бунда $U_{a2} = U_{a1} = 0$ га эришилса, (6.31) ифодадан T_1 вақти аниқлаш мумкин:

$$T_1 = C_{a2} R_{a2} \ln \frac{E_2 + I_{a2} \cdot R_{a2} + E_1 + I_{a2} \cdot R_{a2} - U_{a2}}{E_2 - I_{a2} \cdot R_{a2}} \quad (6.32a)$$

Худди шу йўл билан C_{a1} конденсаторнинг зарядланиш ифодасини билган ҳолда

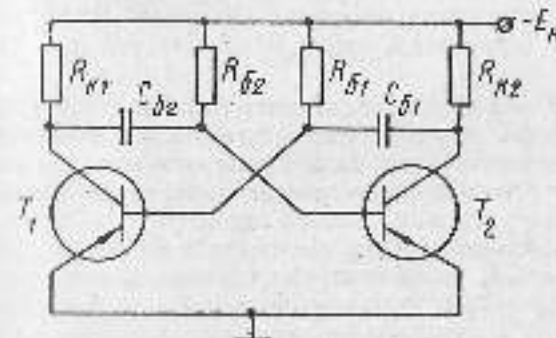
$$T_2 = C_{a1} R_{a1} \ln \frac{E_2 - I_{a2} \cdot R_{a2} + E_1 + I_{a2} \cdot R_{a2} - U_{a1}}{E_2 + I_{a2} \cdot R_{a2}} \quad (6.32b)$$

аниқлаш мумкин.

(6.32 a) ва (6.32 б) ифодаларга асосан мультивибраторнинг тебраниш-артиги такрорланиш даври

$$T = T_1 + T_2 \quad (6.33)$$

бўлади.



6.21-расм. Базага коллектор айланирига ўзгариш мультивибратор.

Одатда базига сикликти қўйилган берадиган E_2 манбадан қутулиш учун транзисторларнинг базалари коллектор манбадан анжирга ўзгарилади (6.21-расм), яъни $C_{a2} = E_2$ қиймат олинади. Бунда $R_{a2} \ll R_{a1}$ ва $U_{a2} \ll E_2$ эканини ҳисобга олган, (6.32 a) ва (6.32 б) ёрдамида тўла ёзилган (6.33) ифода соддаланиб, қуйидаги кўринишга келади:

$$T = C_{c2} R_{c2} \ln \frac{2E_k - I_{c2} R_{c2}}{E_k - I_{c2} R_{c2}} + C_{c1} R_{c1} \ln \frac{2E_k + I_{c2} R_{c1}}{E_k - I_{c2} R_{c1}} = \\ = C_{c1} R_{c1} \ln \frac{2 + \theta_1}{1 + \theta_1} + C_{c2} R_{c2} \ln \frac{2 + \theta_2}{1 + \theta_2} \quad (6.34)$$

Бунда $\theta_1 = \frac{I_{c2} R_{c1}}{E_k}$, $\theta_2 = \frac{I_{c2} R_{c2}}{E_k}$ — *искирлик токи фактори* деб аталади ва коллекторнинг I_{c2} сокилиги (искирлиги) токи билан базанинг I_{b2} тўйиниш токи орасидаги муносабатни ифодалайди.

Агар транзисторнинг искирлик токи ҳисобга олинмаса ($\theta = 0$), (6.34) ифода жуда содда қўрилишига эга бўлади:

$$T = C_{c1} R_{c1} \ln 2 + C_{c2} R_{c2} \ln 2 \approx 0,7(C_{c1} R_{c1} + C_{c2} R_{c2}) \quad (6.35a)$$

Симметрик мультивибратор учун (6.35 а) ифода янада содда-ланибди:

$$T = 2C_c R_c \ln 2 \approx 1,4 C_c R_c \quad (6.35b)$$

Юқорида келтирилган схемадаги транзисторларнинг иш режими уларнинг *тўйиниш режими* деб аталади. Бу режимда мультивибратор даярли тўғри тўртбурчан шаклдаги импульсларни ишлаб чиқаради. Унинг амплитудаси ва давом этиш вақти R_c резисторга кам боғлиқ бўлади.

Мультивибратор схемасидаги транзисторлар *актив (куцайтириш)* режимда ҳам ишлайди. Бу режимда тўйинган транзисторнинг базасидаги ортиқча ток таъси-чиларикат сўрилиш жараёнида импульс фронти давом этиш вақтига бўлган салбий таъсир кузатилмайдди. Лекин импульснинг оёта қисми ясси бўлмайди. Чунки унга C_{c1} ва C_{c2} конденсаторлар кучланишининг ўзгари-ши таъсир этади. T_1 транзисторнинг тўйиниш шарти 1 мувозанат ҳолат учун қуйидагича ифодаланади:

$$I_{c1} \leq \beta_1 I_{b1} \quad (6.36)$$

Унда β_1 — умумий эмиттерли улавиш схемасида транзистор-нинг ток бўйича кучайтириш коэффициенти. Бу шарт C_{c2} конденсаторнинг E_k қийматига зарядланишидаги мувоза-нат ҳолат учунгина эмас, балки кўчки жараёни учун ҳам бажарилади.

Агар коллекторнинг I_{c2} сокилиги токи ҳисобга олинма-са ($I_{c2} R_{c2} \ll E_k$), схемадаги мувозанат ҳолат аниқлашнинг

коллектор токи $I_{c1} = \frac{E_k}{R_{c2}} + \frac{E_k + E_k}{R_{c1}}$, базанинг тўйиниш токи эса, $I_{b2} \approx \frac{E_k}{R_{c2}}$ бўлади. Уларни (6.36) ифодага қўйиб,

T_1 транзисторнинг тўйиниш шарти қуйидагича ифодаланади:

$$\beta_1 \frac{E_k}{R_{c1}} \geq \frac{E_k}{R_{c2}} + \frac{E_k + E_k}{R_{c1}} \quad (6.37a)$$

Бунда $\frac{E_k + E_k}{R_{c1}}$ — C_{c2} конденсаторнинг зарядланишидаги токнинг максимал қиймати.

Мас равишда, T_2 транзисторнинг тўйиниш шарти қуйи-дагича бўлади:

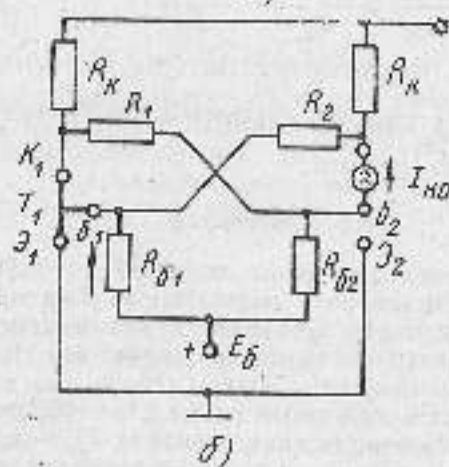
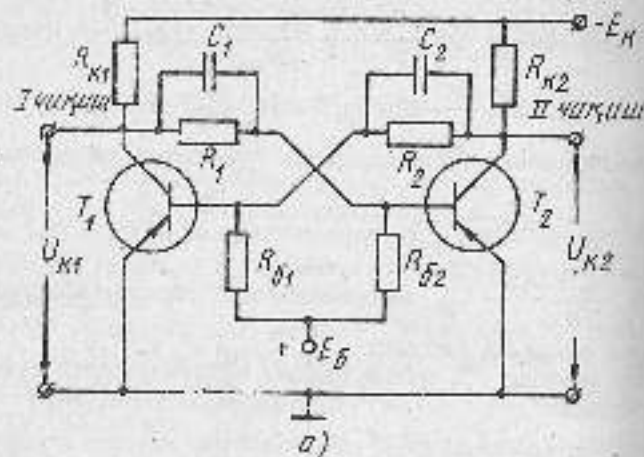
$$\beta_2 \frac{E_k}{R_{c2}} \geq \frac{E_k}{R_{c1}} + \frac{E_k + E_k}{R_{c2}} \quad (6.37b)$$

Бу ерда β_2 — T_2 транзисторнинг ток бўйича кучайтириш ко-эффициенти, $\frac{E_k + E_k}{R_{c2}}$ — C_{c1} конденсатор зарядланишидаги токнинг максимал қиймати.

6.9. Триггераар

Иккита турғун мувозанат ҳолатига эга бўлган ва ташқи туртки таъсирида сакрани билан бир мувозанат ҳолатдан иккинчисига ўтадиган қурилма *триггер* деб аталади. Ташқи туртки шунга *триггурувчи ёки бошқарув-чи сигнал* деб юритилади.

Мультивибраторга ўхшаш триггер ҳам 100 фоиз му-бат тескари боғланишли икки касмадан RC — кучайтир-гичдан ташкил топади, яъни кучайтиргичлардан бири-нинг мақсади иккинчисининг қаршига тўлиқ уланган бўлади. Кучайтиргичларнинг бошқарувчи элементи си-фетида биносир ва унителар транзисторлар ёки туниель диодаарни ишлатилади. Бинолар транзисторлар триггер-ларнинг схемаси, асосан, икки турли-коллектор-ба-за боғланишли ва эмиттер боғланишли бўлади. Коллек-тор-база боғланишли триггер *симметрик*, эмиттер боғланишли эса, *асимметрик триггер* деб аталади. Симметрик триггернинг схемасидаги мос элементлари соч-лиқдан бир-бирига *сеч* бўлиб, транзисторлардан би-ри очиб бўлганда, иккинчиси албатта ёпиқ бўлади.



6.22-расм. Симметрич триггернинг принципиал (а) ва эквивалент схемаси (б).

Триггернинг бу ҳолати турғун бўлиб, у истатанта узоқ ҳудудат сақланади. Бир мувозанат ҳолатдан иккинчисига ўтиш учун албатта бошқарувчи сигнал таъсир этиши керак. Унда ёпиқ транзистор очиқ, очиқ транзистор эса, ёпиқ ҳолатга ўтади.

6.22-расмда коллектор — база боғланиши триггернинг схемаси кўрсатилган. У симметрич бўлгани учун $R_{к1} = R_{к2}$, $R_{б1} = R_{б2}$, $R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$, $T_1 = T_2$. Схемала

тегири боғланиш R_1C_1 ва R_2C_2 занжирлар орқали жорий бўлади, чунки улар бир транзисторнинг коллектор занжирини иккинчисининг база занжири билан боғлайди. Бу схема симметрич музъанобратор схемасидан (6.18-расмга қаранг) қулайтирилганлигини ўтиш эшигида R_1 ва R_2 резисторларнинг мавжудлиги ва база-эмитерга уланган шикжетиш манбаи $E_б$ билан фарқ қилади. $E_б$ шикжетиш манбаи транзисторларни ёпиш учун эътибат қилади ва шу билан схема музъанобратор ҳолатининг турғун бўлишини таъминлайди.

Триггернинг иш режими турғун бўлиши учун схемалаги очиқ транзистор тўйиниш режимида, иккинчиси эса, ёпиқ режимида ишлаши керак. Очиқ транзисторнинг коллектор потенциални нолга яқин ($U_{к1} \approx 0$) қийматда бўлгани учун уни «ноль сатҳ» деб қабул қилинади. Ёпиқ транзисторнинг потенциални коллектор манбаи кучланиши тартибда ($U_{к2} \approx E_к$) бўлади. Шунинг учун уни юқори, яъни «1 сатҳ» деб қаралади. Шунга асосан триггернинг тегирида очиқ транзистор $p-n$ ўтишларининг қаршиллиги ҳисобга олинмаган ҳолда битта эквипотенциал нукта деб қаралади; ёпиқ транзистор эса, база — коллектор оралиғига уланган эквивалент ток манбаи ($I_{к0}$) билан алмаштирилади. 6.22-б-расмда T_1 транзистор очиқ, T_2 транзистор эса, ёпиқ ҳол учун триггернинг эквивалент схемаси тасвирланган. Унинг тўғрулиқ шартини аниқлайлик.

T_1 транзистор ёпиқ бўлиши учун унинг базасида музъанобратор потенциал ($U_{б1} > 0$) бўлиши керак. Бунинг учун

$$U_{б1} = \frac{R_1}{R_1 + R_б} E_б - \frac{R_1}{R_1 + R_б} R_б I_{к0}$$

ифодага биноан, $R_б < \frac{E_б}{I_{к0}}$ бўлиши ва у $E_б$ нинг энг кич

ини, $I_{к0}$ нинг эса, энг катта қийматлари учун бажарилиши керак. Уна шунинг ҳисобга олини керакки, $I_{к0}$ коллектор токининг катталиги ҳароратта жуда ёпиқ. Ҳарорат ортгани билан у жуда тез ўсади. Шунинг учун $R_{б2}$ резисторнинг катталиги шикданган тенгсизлиқни энг юқори ҳароратда ҳам қониқтирилган қилиб ташлашнинг зарур. Очиқ T_1 транзистор тўйиниш ҳолатда бўлиши учун унинг база токи ўзининг тўйиниш қийматида катта ($I_{б1} > I_{б0}$) бўлиши керак. Унинг

қандай бўлиши база токи ифодасидан аниқлаш мумкин. Триггернинг эквивалент схемасига биноан

$$I_{c1} = \frac{E_c - I_{k1} R_k}{R + R_k} = \frac{E_c}{R_c}$$

Бунда $I_{c1} > \beta_1 I_{b1}$ ва $I_{b1} \approx \frac{E_c}{R_k}$ эканлиги ҳисобга олинган, транзисторнинг тўйиниш шартин қуйидагича ифодалаямиз:

$$R < R_k \left[\frac{\beta R_k (E_c - I_{k1} R_k)}{\beta R_k E_c - E_c R_c} - 1 \right] \quad (6.38)$$

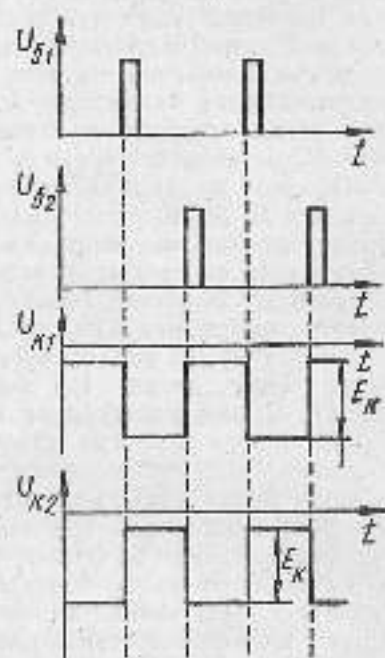
(6.38) тенгсизлик β , R_c катталикларнинг минимал, I_{k1} нинг эса, максимал қиймати учун бажарилиши шарт. Триггернинг 6.22 а-расмдаги схемаси симметрик бўлса ҳам у идеал эмас. Шунинг учун E_c ханбаи ўлат вақтида флюктуациялар туфайли схемада қўқиб жараёни (кучланиш сакратиш) вужудга келади. У деярли охири вақтда юз бериб, бир транзисторнинг тўйиниши, иккинчисининг эса, кесини режимига ўтиши билан тўталайверади. Триггернинг бу ҳолати (мульти vibratorдан фарқли) тургун бўлади ва унинг киришига ботиқаруви — ишга туширувчи импульс таъсир этувчи сақланади.

Фараз қилайлик, триггер T_1 транзистор оқик ва T_2 транзистор бошқ бўлгандаги тургун ҳолатда турган бўлсин. Агар оқик транзисторнинг базасига ишга туширувчи тўғри бурчакли мусбат импульс таъсир этса, T_1 транзистор қисқа муддат ичда тўйиниш режимидан актив, яъни кучайтириш режимига ўтади. Бунда база токи камайиб, T_1 транзисторнинг коллектор токини ҳам камайтиради. Натжида унинг коллектор кучланиши камайиб, янада манфайроқ ($U_{k1} = -E_c + I_{k1} R_k$) бўлиб қолади. У R_1 резистор орқали тўғридан-тўғри T_2 бошқ транзисторнинг базасига қўтилилади ва T_2 ни дахил олади, яъни кесини режимида актив режимга ўтказилади. (Шунда қисқа муддатга ҳар икки транзистор ҳам кучайтириш режимига ўтиб қолади.) Умумий эҳлатга раи схема тоқик яъни кучайтиргани сабабли T_1 транзисторнинг коллектор токи тез ўсади ва коллектор кучланишинини мусбат ўзгаришни ортиради ($U_{k1} = -E_c + I_{k1} R_k$). Бу мусбат ўзгариш ўзини вужудга келтирган T_1 транзисторнинг коллекторидан манфай ўзгаришдан агаринча катта бўлади. У R_2 резистор орқали T_1 тран-

зисторнинг базасига узатилади ва импульс таъсиридан ҳосил бўлган бошлангич ўзгаришни аўрайтиради. Натжида T_1 транзистор олдингига қараганда янада яхшириқ ёнилади. Бу жараёни жулли тез ривожланади, яъни кучланиш сакратиш кўчинеимол бўлиб қолади. Кўчки жараёни натжида оқик транзистор ёнилади ва ётиқ транзистор тўлиқ очилади ва системада иш тургун ҳолат вужудга келади. Ушбу ҳолатдан чиқариш учун навбатдаги ишга туширувчи импульс керак (6.23-расм).

Юқоридаги кўрилган триггернинг бир тургун ҳолатда иккинчи тургун ҳолатга ўтиши 4 та босқичга бўлинилади: заряд тарқатиш, тайёрланиш, регенерация ва тикланиш. Биринчи босқичда ишга туширувчи сигнал таъсирда оқик транзисторнинг базасидаги ортиқча заряд таптувчилар тарқатади. Унинг давом этити вақти транзисторнинг тўйиниш даражасига ва ишга тушириш импульсининг амплитудасига боғлиқ. Транзисторнинг тўйиниш даражаси қанча кичик ва ишга тушириш импульсининг ток амплитудаси қанча катта бўлса, заряд таптувчиларининг тарқалиш вақти шунча қисқа бўлади. Бу вақт оралиғида триггер схемасида ўзгариш юз бермайди. Оқик транзистор тўйиниш режимидан чиқаш арафасида бўлади.

Тайёрланиш босқичида оқик транзистор тўйиниш режимидан чиқали. У системадаги коллектор кучланишининг бошлангич камайиши натижасида ётиқ транзисторнинг база кучланиши манфайроқ бўлиб қолиш ҳолатига тўғри келиди. Тайёрланиш натижасида транзисторлар



6.23-расм. Ишга тушириш импульс таъсирда коллектор кучланишининг ўзгариш таъсири.

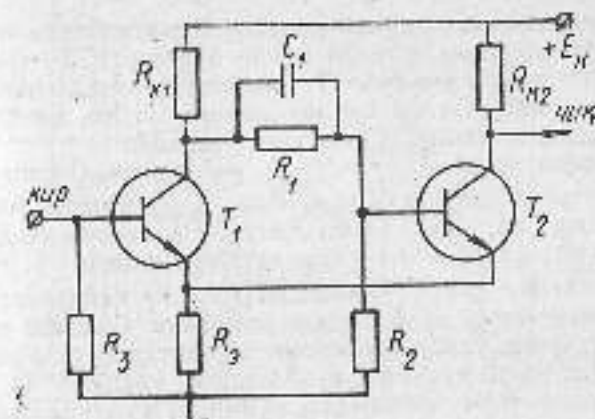
актив (кучайтириш) режимга ўтади. Бунда мусбат тескари боғланиш ишга тушади ва кўчки жараёни содир бўлади. Уш қайта қўзғолиш — *регенерация* деб аталади. Регенерация латинчасида очиқ транзистор ёпилиб, кескии режимга, ёпиқ транзистор эса очилиб, тўйиниш режимга ўтади ва тўйиниш босқич — тикланиш ҳисси бўлади. У триггернинг турғун ҳолатидир.

Юқорида келтирилган ҳўлоқазаларда триггер схемасидаги R_1 ва R_2 резисторларни шунтловчи конденсаторлар ҳисобга олинкади. Улар *тезлаткича конденсатор* деб аталади ва триггерда содир бўладиган жараёнининг йўналишини белгилаб беради, яъни унинг бошланғич ҳолатга қайтишига йўл қўймайди. Агар триггернинг бошланғич турғун ҳолатида T_1 транзистор очиқ, T_2 транзистор ёпиқ десак, C_1 конденсатордаги кўчланиш $U_{C1} \approx 0$, C_2 конденсатордаги кўчланиш эса, $U_{C2} \approx -E_n$ бўлади. Кўчки жараёни давомида конденсаторлардаги кўчланиш ўзгаришсиз қолади. Лекин T_1 транзисторнинг ёпилиши билан унинг коллектор кўчланиши зианба кўчланишига тағйирлашади. Шунинг учун C_1 конденсатор зарядлана бошлайди ва очилаётган T_2 транзисторнинг база занжиридан катта жикдорли заряд токи оқади. У бошланғич база токни янада орттиради ва T_2 транзисторнинг очилишини тезлантиради. Системада янги турғун ҳолат тиклангач, C_2 конденсатор зарядсизланиб, кўчланиш нолгача каяяди ($U_{C2} \approx 0$).

Шундай қилиб, кўчки жараёнида конденсаторнинг кўчланиши ўзгаримайди. Шунинг учун конденсаторлар бу вақтда R_1 ва R_2 резисторларни тўла шунтлайди. Натижада транзисторларнинг коллекторларидаги кўчланиш сакрашлари тўлиқ мос базаларига узатилади. Агар бу конденсаторлар бўлмаганда эди, кўчланиш сакрашларининг бир қисми R_1 ва R_2 резисторларда ютилиб қолган бўларди. Натижада электродлардаги ток ва кўчланиш ўзгаришлари кичрайиб жараён узокроқ вақт давом этган бўлар эди.

6.10. Шингт триггери

Шингт триггери нонсимметрик триггер бўлиб, симметрик триггердан турғун ҳолатда туриш вақтининг кичик сикналга боғлиқ бўлиши билан фарқ қилади. У мусбат тескари боғланишли дифференциал кучайтиргичдан иборат. 6.24-расмда триггернинг содда схемаси кўрсатилган.



6.24-расм. Шингт триггернинг схемаси.

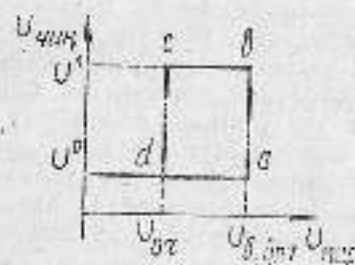
Унда R_1 резистор T_1 ва T_2 транзисторлар учун умумий бўлган сабабли T_1 транзисторнинг база кўчланиши T_2 транзисторнинг коллектор токига боғлиқ бўлади. T_2 транзисторнинг база занжиридан R_1 , R_2 резисторлардан ташкил топган кўчланиш бўлганча мусбат тескари боғланиш занжирини ташкил қилади. У ақвала транзистор актив режимда бўлганда триггернинг бар турғун ҳолатдан иккинчисига тез ўтишни таъминлайди. Агар схема кичиксига кўчланиш берилмаса ($U_{\text{кпр}} = 0$), T_1 транзистор ёпиқ, T_2 транзистор — очиқ (тўйинган) ҳолатда бўлади. Сабаби T_2 транзисторнинг базасига R_{k1} ва R_{k2} резисторлар орқали мусбат кўчланиш таъсир этади. T_2 транзисторнинг коллектор токи R_2 резисторда ҳосил қиладиган потенциал тушуви T_1 транзисторнинг базасига ёпиқ потенциал ($U_{B1} = -I_{k2} \cdot R_2$) бўлиб таъсир этади. Бу ҳолатда чиқаш кўчланиши $U_{\text{кпр}} = I_{k2} \cdot R_1 + U_{B1} = 0$ бўлиб, «0 — сатҳ»га тўри келади.

Агар кичик кўчланиш берилса боилса, $U_{\text{кпр}} < U_{\text{кпр}} + I_{k2} \cdot R_1$ қийматларда триггернинг юқорида кўрсатилган бошланғич ҳолати сакланади. У $U_{\text{кпр}} = U_{\text{кпр}}$ бўлганда давом этади. Бунда $U_{\text{кпр}}$ — триггернинг *шигт нуқтаи кўчланиши* деб аталади. Шундан кейин T_1 транзистор очилади. Унинг коллектор кўчланиши каяйиб, $R_1 R_2$ кўчланиш бўлганча орқали T_2 транзисторнинг базасига узатилади ва база кўчланиш у кичрайтиради. Натижада T_2 транзистор тўйинган.

ийилин режимидан кучайтириш режимига ўтади ва схемада регенератив жараёни содир бўлади. У T_2 транзисторнинг тезда ёнишиб, T_1 транзисторнинг очилишига олиб келади. Кириш кучланишининг янада ортishi T_1 транзисторнинг тўйиниш ҳолатига ўтказибди.

Шундай қилиб, $U_{\text{хир}} > U_{\text{а.рт}}$ қийматларида триггер иккинчи турғун ҳолатда бўлади, яъни T_1 транзистор ёниқ, T_2 транзистор аса, очиқ. Бунда триггернинг чиққи кучланиши $U_{\text{чиқ}} = E_{\text{к}}$ бўлиб, у «1» сатҳга тўғри келади.

Триггерни қайта бошлангич ҳолатга қайтариш учун T_1 транзисторни кучайтириш режимига ўтказиш керак. Бунинг учун унинг базасига силжитиш кучланишини йўқоташ, яъни жусбатинини олириш керак. У T_2 транзисторнинг база кучланиши тўйиниш кучланишига етгунча давом этади ($U_{\text{б2}} = U_{\text{б1}}$). У кириш кучланиши бирор $U_{\text{ин}}$ — оёқлини кучланишига етгунча давом этади. Шундан кейин T_1 транзисторда кўчки жараёни ҳосил бўлиб, T_1 транзисторни ёнади ва T_2 транзистор — очилиди.



6.25-расм. Шмитт триггерининг амплитудавий хара-
ктеристикаси.

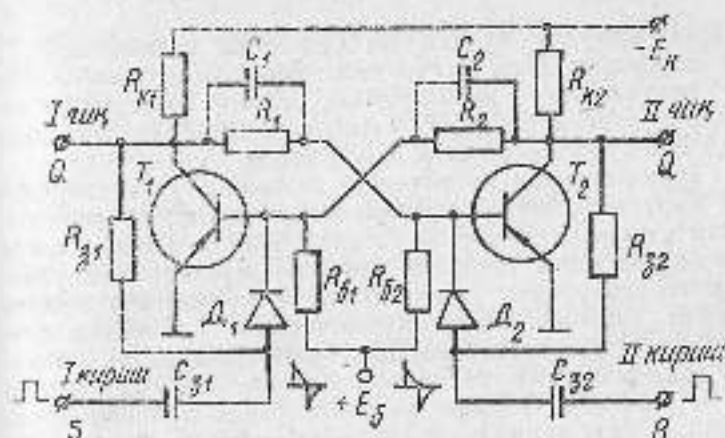
Шмитт триггерининг ишловини унинг амплитудавий харақтеристикасида яхши тасвирланади (6.25-расм). У гистерезис ҳалқасини ташкил қилади. Унда ad ва bc қисмлар системанинг мувозанат ҳолатини, ab ва cd қисмлар аса, ҳолат ўтаришнинг кифодалайди.

Шмитт триггердан гармоник тебанислардан тўғри бурчакли импульсларни ҳосил қилишда фойдаланиш мумкин.

6.11. Триггерларни ишга тушириш схемалари

Триггерни ишга туширишнинг икки хил усули мавжуд: айрим-айрим ва умумий. Улар ишга тушириш импульсларини триггернинг киришига (ёки чиқишига) таъсир эттириш йўли билан амалга оширилади.

Триггерни айрим-айрим ишга туширишда бер хил



6.26-расм. Триггер айрим-айрим ишга тушириш схемаси.

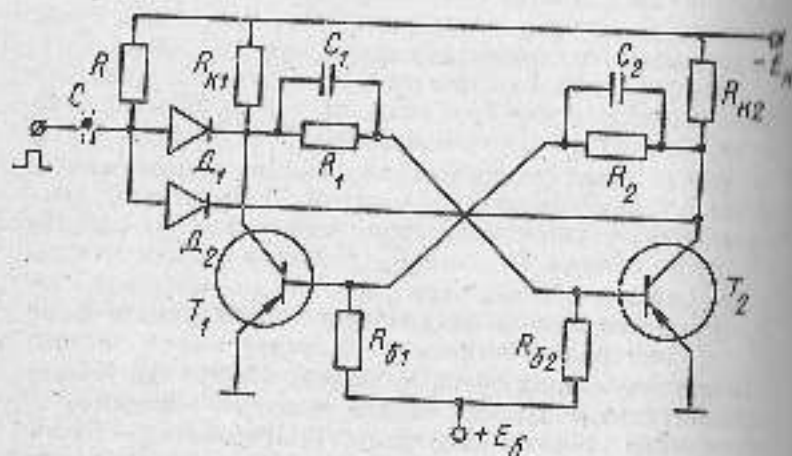
қутбни импульслар навбат билан транзисторларнинг базасига (киришига) таъсир этади. Бунда триггернинг киришларидан бирига берилган импульс уни мувозанат ҳолатларидан бирига келтирса, иккинчи киришга берилган импульс уни қарам-қарши бўлган мувозанат ҳолатини таъминлайди. 6.26-расмда ишга тушириш импульсларини диодлар орқали транзисторларнинг базасига узатиш схемаси тасвирланган. Унда D_1 ва D_2 диодлар, C_{31} ва C_{32} конденсаторлар, R_{31} ва R_{32} резисторлар ишга тушириш занжирини ташкил қилади.

Фараз қилайлик, триггернинг турғунлик ҳолатида T_1 транзистор очиқ, T_2 транзистор — ёниқ бўлсин. Агар I киришга тўғри бурчакли импульс берилса, у $R_{31}C_{31}$ занжирда дифференциалланиб, иккита қарам-қарши қутбни ўткир импульсга айланади. T_1 транзистор ёниқ бўлгани учун унинг коллектор потенциали «0 сатҳда» ($U_{\text{к}} \approx 0$) бўлади. D_1 диод R_{31} резистор орқали коллекторга уланган бўлгани учун унинг анод потенциали коллектор потенциалига деярли тенг. (Ораларидаги фарқ R_{31} резистордаги потенциал тушувиға яқин кетади). Шунинг учун диод тўғри уланганда бўлади ва мусбат қутбни ўткир импульсини базасига ўтказибди. Натижада T_1 транзистор тўйиниш ҳолатидади. T_2 транзистор — келмиш ҳолатидан чиқа бошлабди. Транзисторлар кучайтириш ҳолатига ўтган, тескари боғланиш туфайли кўчки жа-

рабин вужудга келади ва кучланиш сакритлари T_1 транзисторин ёпиқ T_2 транзисторин тўлиқ очиқ ҳолга келтиради. Айвап кўрилганига асосан триггернинг бу ҳолати турғун бўлиб, II киришга янги ишга тушириш импульси таъсир этгунча давом этади.

Транзисторлар кулабтириш режимига ўтганда ундаги жараёнлар ишга тушириш импульсининг таъсирисини, яъни ўзгаришлар ҳисобига сойир бўлади. Шунинг учун бу вақтда ишга тушириш занжири триггерни импульслар теледаторидан ўзини керак. У қўйилгичга амалга ошади. Ёпиқлаётган T_1 транзисторининг коллектор кучланиши манба кучланишигача ўсиб боради («I сатҳ»). D_1 диоднинг анод потенциални у билан бир хил бўлгани учун у текари уланган ҳолатига ўтади ва T_2 транзисторнинг база элжирини I-киришдан узади. Навбатдаги импульс келгунча C_{11} конденсатор R_{11} резистор орқали зариланади. D_1 ва D_2 диодлар узгач (кесувчи) деб аталади).

Айрик-айрик ишга тушириладиган триггер RS—триггер деб аталади. У иккита кириш ва иккита чиқишга эга. Унда киришлар R ва S, чиқишлар эса, Q ва $\bar{Q}$ ҳарфлари билан белгиланади. R ҳарфи кириш занжирига қўйи «0 сатҳга» ўтишини, S ҳарфи — юқори «1 сатҳга» ўтишини афодалайди.



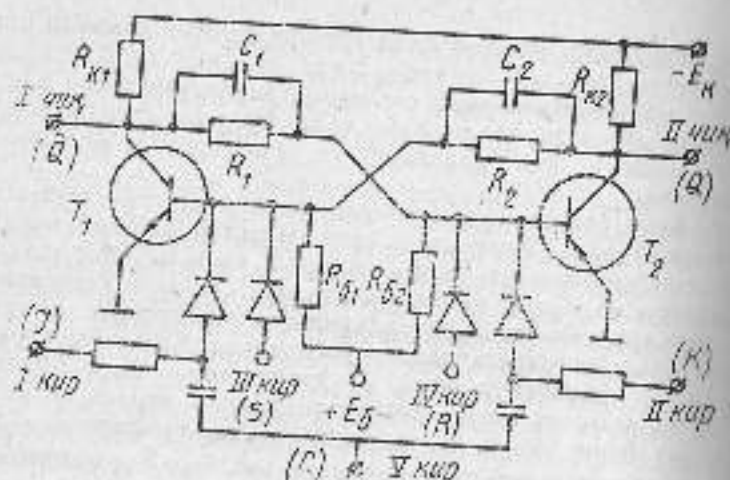
Б.27-ра. н. Триггерини узгачдан ишга тушириш схемаси.

Триггерни умумий ишга тушириш усули санокдан ишга тушириш деб аталади. Унда бир хил кутубдан ишга тушириш импульслари ҳар икки транзисторга бир вақтда таъсир эттирилади. Улар транзисторларнинг базасига (киришга) ёки коллекторига (чиқишга) берилиши мумкин.

Агар триггернинг Б.26-расмда кўрсатилган схемасидати I ва II киришлар тутанитарилиб умумий кириш ҳосил қилинса ва унга бошқариш импульслари таъсир эттирилса, I ҳол ҳосил бўлади. Б.27-расмда бошқариш импульслари транзисторларнинг коллекторига таъсир эттириш схемасига ҳисоб кўрсатилган. Бошлайдиган вақтда T_1 транзистор очик, T_2 транзистор — ёпиқ бўлади. Агар ишга тушириш импульси таъсир этмаса, асосан диод ёпиқ бўлиб, D_1 аноддаги ёпиш кучланиши — E_0 тартибда (дағда), D_2 диоддаги эса, $I_{co} \cdot R_{k2}$ тартибда (кичик) бўлади. Шунинг учун туғри бурчакли импульсининг дифференциаллашганидан ҳосил бўладиган ўтказик импульслардан ҳисобат қилинган учун D_2 диод очилади (Шунда унинг потенциалдаги (E_0) дан кичик, $I_{co} \cdot R_{k2}$ дан катта бўлиши керак.) У ёпиқ T_2 транзисторининг коллекторига ва R_{C2} занжир орқали очик T_1 транзисторининг базасига ўтади. Натижада юқорида (Б.26-расм) айрик-айрик ишга туширишда кўрилган жараён вужудга келади ва T_2 транзистор очилади. Унинг коллектор кучланиши ностаяча камаяди ва D_2 диод ёпиқлаб, ишга тушириш занжири узиледи. Триггер тавбатдаги турғун ҳолатга ўтади. Кейинги импульс D_1 диодга таъсир этган ва жараён такрорланади. Ишга тушириш импульсларини диодлар орқали берилиши триггердаги жараёнларга таъсирлардан ҳимол қилиди.

Триггернинг бир турғун ҳолатдан иккинчи турғун ҳолатга ўтиши учун ҳаттадан вақт ишга тушириш импульсларининг давом этиш вақтига боғлиқ. Агар ишга тушириш импульсларининг давом этиш вақти юқори қадар бўлса, унинг тавсирда транзистор тўлиқ ҳолатда олиқиб қолурмаслиги мумкин. Унда триггер янги турғун ҳолатга ўтмайди.

Санокдан ишга тушириладиган триггер T — триггер деб аталади. Одатда учта ва ундан кўп киришга эга бўлган триггерлар асосан. Б.28-расмда 5 та киришга эга бўлган триггернинг содда схемаси кўрсатилган. Уни JK — триггер деб аталади. Киришлари I, K, R, S, C



6.23-расч. ИК — триггер.

ҳарфлари билан белгиланади. У ҳам RS, ҳақ Т — триггер сифатида ишлайи мумкин. RS — триггер сифатида ишлаганда мусбат импульслар киришларга навбат билан таъсир этади; Т — триггер сифатида ишлаганда эса, I — кириш Т₁ транзисториди, К — кириш Т₂ транзисторининг коллекторига улаб қўйилади.

Триггерлар *рухсат этиш (ижратиш) вақти* деган қатъий оққали характерланади. У киришларга ишга тушириш импульсларининг навбат билан узлуksиз ҳаёти учун эҳтисоб қилинган икки импульс орасидаги энг қисқа вақт оралиғидир. Рухсат этиш вақтига тесқари бўлган қатъийлик *триггернинг тезқоралиғи* деб аталади. У триггернинг бир секунд ичида неча марта бир турғун ҳолатдан иккинчисига ўта олиш соғлини ифодалайди (Албатта, рухсат этиш вақти ўзгармас бўлганда).

Триггерлар дискрет элементларда ёки микросхема сифатида ясаллади. Улар радиоэлектрон қурилмаларда қайта улаш, ҳисоблаш, хотира элемент ва бошқа турли хил эътифаларни бажаради. Масалан, ЭХМ қурилмаларининг 20 : 40 фоизини триггерлар ташқил қилади.

РАҚАМЛИ ҚУРИЛМАЛАРНИНГ АСОСИИ СХЕМАЛАРИ

7.1. Ҳисоблаш системалари ва тасвирлаш

Сонларни белгилани ва номлашда қўлланиладиган усул ва қонунлар мажмуаси *ҳисоблаш системаси*, шартли белгилар эса, *рақам* дейилади. Ҳисоблаш системалари хилма-хил бўлиб, қулайлик учун 2 турга ажратилади: ўринли (позицияли) ва ўринсиз (позициясиз).

Позициясиз ҳисоблаш системасида ҳар бир рақам соннинг қандай ўрнида жойлашган бўлишидан қатъи назар бир хил миқдорни ифодалайди. Масалан, рим рақамлари билан ифодаланган сонларнинг рақамлари барча ўринларда белгига мос миқдорни кўрсатади. (XXV сондаги I-ўриндаги X-10, II ўринда X-10, учинчи ўринда V-5 бўлади). Бирлик системаси ҳам сонлар «1» лар қатма-қатлиги кўринишида ифодаланади. (7-1111111).

Рақамларнинг миқдори сондаги ёзилиш ўринга боғлиқ бўлган ҳисоблаш системаси ўринли, яъни *позицияли ҳисоблаш системаси* деб аталади. Унга ўнли ҳисоблаш системаси (0, 1, 2...9) мисол бўлади. Масалан, 1990 сонда I ўрин — 1000, иккинчи ўрин — 900, III ўрин — 90 ва тўртинчи ўрин — 0 ни ифодалайди.

Ўнли системасида ҳар бир сон бергун билан икки қисмга ажратиб ёзилади: бутун ва каср қисм. Унда бергундан чап томондаги миқдор 10 нинг бутун мусбат даражалари, ўнг қисмидаги миқдор эса, 10 нинг бутун манфий даражалари кўринишида ёзилиши мумкин. Масалан, $N = 2568,56$ қуйидагича ёзилади:

$$N = 2 \cdot 10^3 + 5 \cdot 10^2 + 6 \cdot 10^1 + 8 \cdot 10^0 + 5 \cdot 10^{-1} + 6 \cdot 10^{-2} = \sum_{i=-2}^3 a_i \cdot 10^i \quad (7.1)$$

бунда $a_{-2} = 6$, $a_{-1} = 5$, $a_0 = 8$, $a_1 = 6$, $a_2 = 5$, $a_3 = 2$. Шунга кўра ихтиёрий позицияли сонни

$$N = \sum_{i=-m}^m a_i q^i \quad (7.2)$$

ўринишида умумлаштириб ёзиш мумкин. Унда q — системанинг асоси, a_i коэффициент — i — ўринга мос ке-

ладган бирликлар миқдорини ифодалайди. (Ҳамма бит ва «q» тенгиликлик бажарилиши керак).

Сонларни ўнли асосда ҳисоблаш усули ағона позицияли система эмас. ЭХМда ўнли асосга эга бўлмаган позицияли ҳисоблаш системасидан фойдаланилади. Улардан энг кўп тарқалган икки асосли ҳисоблаш системасидир. Унда $q=2$ бўлса, а₁ коэффициент сифатида иккита рақам — «0» ва «1» олинади. Масалан, (7.2) қаторга биноан:

$$N = 75 = 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 \quad (7.3)$$

Демак, икки асосли ҳисоблаш системасида (бошқа системаларда ҳам) 0 ва 1 сонлари ўз қилинча қолади. Лекин 2 сондан бошлаб уларга махсус белги тайлангани керак. (7.3) қаторга биноан $N=2$ сонга иккинчи «1» ва «0» даражаларига қадарли тўғри келади. Шунинг учун 10 белгисини ўн эмас, балки бир ва ноль деб ўқилади. $N=3$ сонини ҳисоб қилиш учун 2 нинг белгисидан кичик қийматга («0» га) 1 қўшилиб кетар, шунда у 2^1 ва 2^0 даражаларига мос келади, яъни

$$\begin{array}{r} 10 \\ + 1 \\ \hline 11 \end{array}$$

Шундай қилиб, икки асосли ҳисоблашда 3 сон «бир» деб ўқилади.

4 сонга ҳисоб қилиш учун 3 га 1 ни қўшилиб кетар. Бунинг учун белгида кичик (охириги) белгига 1 қўшилиб, 2 бўлиб қолади. Уни ноль деб олсак, ундан олдинги сонда бу такрорланади. Шунинг учун тартиб номери бир хона сўрилади, яъни 100 бўлиб қолади. Шунга асосан 8 дан 10 гача бўлган сонлар қуйидагича белгиланади.

0 = 0	4 = 100	8 = 1000
1 = 1	5 = 101	9 = 1001
2 = 10	6 = 110	10 = 1010
3 = 11	7 = 111	

Сонларни шартли белгилар орқали ифодалаш тасвирини ёки кодлаш деб аталади. Юқорида кўришган 0, 1, 2, ..., 9, 10 сонларни рақамлар ҳесма-ҳесагига ифодалиш икки асосда ҳисоблаш системасида уларни кодлашдир.

Рақамли ўлчан техникасида сонлар ҳар бир ҳисоблаш системаси асосининг қандай тайланишига қараб турлича кодланади. Кодлаш турини тайлаш қурилманинг қандай мақсадга хизмат қилиши билан боғлиқ. Масалан, ўнли асосда кодлаш информации рақамли шиклда асосан аниқлаш қурилмаларида, икки асосда кодлаш жа, ҳисоблаш — ўлчан қурилмаларида кенг қўлланилади. Бундан ташқари, яна ўзгарткич қурилмаларда (хиссий — рақамий, рақамий — хиссий ўзгарткичлар) икки — ўн асосда кодлаш ишлатилади.

Рақамли кодлар қурилмаларида рақамли сигнал кўринишида ўзлаштирилади. Улар сигнал кучланишига 0 ва 1 мантиқли сатҳлари U^0 ва U^1 га тўғри келади.

7.2. Асосий мантиқий амаллар

Барча электрон-ҳисоблаш қурилмаларининг математик асосини мантиқ асоси қондалари ташкил қилади. Унинг асосини Ж. Буль (1815—1864) бўлган учун ун Буль алгебраси деб аталади.

Буль алгебрасига биноан ўзгартувишлар ва уларнинг функцияси фақат иккита қийматга эга бўлиши мумкин: $X=1$ (мантиқий бир) ва 0 (мантиқий ноль). Ўзгартувишлар устида асосан учта амал бажарилади: мантиқий инкор, мантиқий қўшилиш ва мантиқий қўлайтириш.

Мантиқий инкор *инверсия* деб юрйтилади ва «ИҲҚ» (НЕ) амалини ташкил қилади. $Y = \bar{X}$ кўринишида ёзилади ва $Y = X$ га тенг эмас ($Y = X$ нинг инверсияси) деб ўқилади. Бундай амални бажарувчи мантиқий элементга транзисторли электрон калит масал бўлади. Калитнинг юзидига юқори сатҳли (U^1) кучланиш таъсир этганда унинг чиқилишидан кўп сатҳли (U^0) кучланиш олинади ва аксича. Бинобарин, электрон калитнинг кўриш ва чиқил кучланишлари ўзаро қарама-қарши бўлишида (фазада) ўзгаради, яъни улар ўзаро инверс сигналлардир.

Мантиқий қўшилиш — *дизъюнкция* дейилади. $Y = X_1 \vee X_2$ амали бўлиб, камида иккита ўзгартувиш устида бажарилади. Масалан, иккита ўзгартувиш учун $Y = X_1 + X_2$ ёки $Y = X_1 \vee X_2$ деб ёзилади ва $Y = X_1$ га ёки X_2 га тенг деб ўқилади. Бу мантиқий Y функция мантиқий бирга тенг ($Y=1$) бўлиши учун ё X_1 ёки X_2 бирга тенг бўлиши керак, демакдир.

Мантиқий қўшайтириш — конъюнкция дейилади. Y «ВА» (И) амали бўлиб, иккита ўзгарувчан учун $Y = X_1 \cdot X_2$ ёки $Y = X_1 \wedge X_2$ кўринишда ифодаланади ва Y тенг X_1 ва X_2 га деб ўқилади. Ушбу маъносини шуки, $Y=1$ бўлиши учун X_1 ва X_2 фақат 1 га тенг бўлиши керак. X ларнинг қолган барча қийматларида $Y=0$.

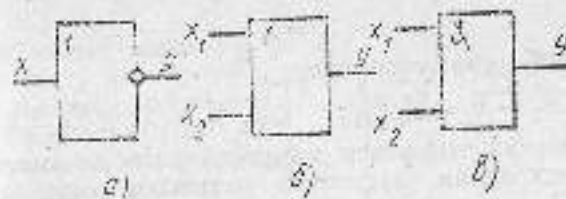
Мантиқий алгебрада бир ёки бир неча ўзгарувчан устида bajarилган амал натижалари ҳақиқийлик жадвалида ифодаланади. Унда ўзгарувчанларнинг ҳар бир бўлган барча ўзгаришлари ва улардан ҳосил бўладиган Y функциянинг қийматлари кўрсатилади. 1-жадвалда икки ўзгарувчан учун bajarиладиган қўшқин, қўшайтириш ва инкор (инверсия) амалларининг ҳақиқийлик жадвали келтирилган.

7.1-жадвал

X_1	X_2	Y		
		буқ ифода қилини ва (и)		
0	0	1	0	0
0	1	1	1	0
1	0	0	1	0
1	1	0	1	1

Агар рақамли сигналлар қўш (0) ва юқори (1) сатҳли қўшқинлар орқали ифодаланишини ҳисобга олсак, мантиқий амаллар пикета тенг қўшқин ҳисоблаш системаси орқали ифодаланиши кўринади. Улар мусбат ва манфий мантиқий системалардир. Мусбат системалар мантиқий «1» сигналнинг юқори қўшқини, манфий «0» қўшқин қўшқини тўғри келса, манфий системаларда бунинг акси бўлади. Шунга кўра ҳақиқийлик жадвалида ЕКИ ва ВА амалларидаги ўхшашликни аниқлаш мумкин. Мусбат мантиқ асосида bajarилган ЕКИ амали манфий мантиқда bajarиладиган ВА амалига тенг келади ва аксинча. (Жадвалдаги ЕКИ амалидаги «1»ни «0»га, «0»ни «1»га алмаштирилса, ВА амали қийматлари ҳосил бўлади). Бу мантиқий алгебра амалларининг қўшқинлик хусусиятини кўрсатади.

Мантиқий амаллар мантиқий элементларда амалга оширилади. Мантиқий элемент тўғри тўрт бурчан шаклида кўрсатилади, ушбу пикета bajarилган амалга мос белги қўйилади. Унда «1» белги ЕКИ амалини, «0» белги — ВА амалини, пикета қўйилган «0» белги —



7.1-расм. Мантиқий элементнинг белгиси: а — ЕКИ схемаси, б — ВА схемаси, в — инкор схемаси.

ЕКИ, яъни инверсия (инкор) амалини ифодалайди. Улар 7.1-расмда кўрсатилган.

7.3. Мантиқий алгебранинг асосий қонун ва теоремалари

Оқинги сатҳида кўрилган мантиқий амаллар асосида қуйидаги муносабатларни ёзиш мумкин:

$$\begin{aligned} X + 0 &= X & X \cdot 0 &= 0 \\ X + 1 &= 1 & X \cdot 1 &= X \\ X + X &= X & X \cdot X &= X \\ X + \bar{X} &= 1 & X \cdot \bar{X} &= 0 \end{aligned}$$

Мантиқий ўзгарувчанлар устида bajarиладиган бу амаллардан ташқари яна қуйидаги қонун, қонун ва теоремалар мавжуд:

а) ўрин алмашиш — коммутация қонуни:

$$X_1 + X_2 = X_2 + X_1; \quad X_1 \cdot X_2 = X_2 \cdot X_1$$

б) биргалик (тўғрилиқ) — ассоциация қонуни:

$$X_1 + (X_2 + X_3) = (X_1 + X_2) + X_3; \quad X_1 \cdot (X_2 \cdot X_3) = (X_1 \cdot X_2) \cdot X_3$$

в) ажратилиш — дистрибутив қонун:

$$X_1 + X_2 \cdot X_3 = (X_1 + X_2) \cdot (X_1 + X_3)$$

$$X_1 \cdot (X_2 + X_3) = X_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot X_3$$

г) ютилиш қонуни:

$$X_1 + X_1 \cdot X_2 = X_1; \quad X_1 \cdot (X_1 + X_2) = X_1$$

д) биргалик (бўлиш) қонун:

$$(X_1 + X_2) \cdot (\bar{X}_1 + \bar{X}_2) = \bar{X}_2; \quad X_1 \cdot X_2 + \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2 = \bar{X}_2$$

е) қўш инкор қонун:

$$X = \bar{X}$$

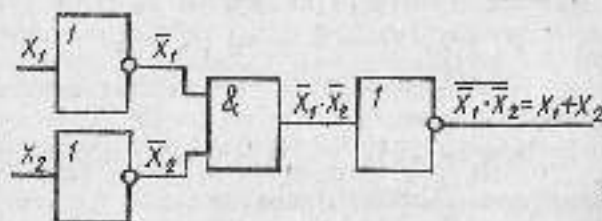
ж) де Морган теоремаси:

$$\overline{X_1 + X_2} = \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2, \quad \overline{X_1 \cdot X_2} = \bar{X}_1 + \bar{X}_2$$

Де Морган теоремаси маънавий алгебра амалларининг қўшалоқлик хусусияти натижаси ҳисобланади. Ҳақиқатан ҳам, агар $Y = X_1 + X_2$ бўлса, $Y = \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2$ бўлади. Биринчи тенгликка инверсия амали қўлланилса, $Y = X_1 + X_2$ ҳосил бўлади. Ундан $X_1 + X_2 = \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2$ вуҷудга келиади.

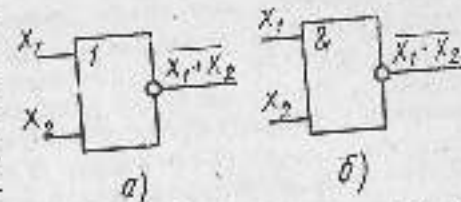
7.4. Маънавий функциялар

Функция ва ўзгарувчилари фақат иккита қиймат (0 ва 1) олиши мумкин бўлган кўп ўзгарувчилар функцияси *маънавий функция* деб аталади. Маънавий функция устида бажариладиган амаллар маънавий қўшалоқликларда амалга оширилади. У маънавий элементлардан ташкил топади. Маънавий сигналларни ўзлаштириш учун, умумий ҳолда, ИЎҚ (инкор), ЕКИ қўшиш) ва ВА (қўшайтириш) амалларни бажарувчи маънавий элементлар тўплами етарли ҳисобланади. Улар баргаликда функциялар тўлиқ элементлар системаси ёки маънавий асос деб юритилади. Лекин маънавий амалларнинг қўшалоқлик хусусиятидан фойдаланиб системадаги маънавий элементлар сонини камайтириш мумкин, У системадан ЕКИ ёки ВА элементларини чиқариб ташлаш йўли билан амалга оширилади. Масалан, де Морган теоремасига бинован $X_1 + X_2 = \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2$. Ундам маънавий қўшайтириш $\bar{X}_1 + \bar{X}_2$ ни ўзгарувчиларининг инверс (қарама-қарши) қийматлари қўшайтириш билан алмаштириш мумкин.



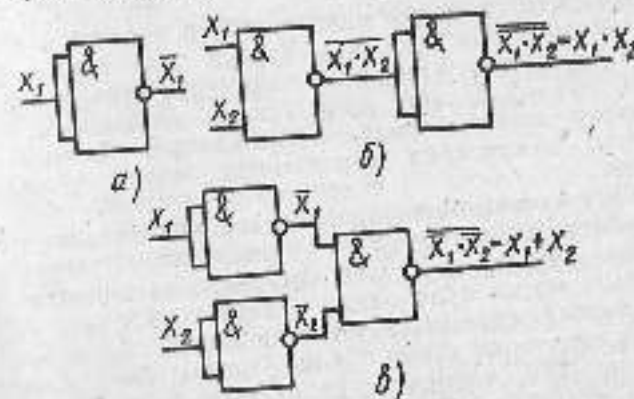
7.2-расм. ИЎҚ ва ВА элементлардан ЕКИ амални бажариш маънавий схемаси.

ундан кейин натижага инкор (инверсия) амалини қўллаб, ЕКИ элементини тушариб қолдириш мумкинлиги келиб чиқади (7.2-расм).



Демак, ЕКИ ва ИЎҚ ёки ВА ва ИЎҚ элементлардан ташкил топган система функциялар жиҳатдан тўлиқ бўлади ва маънавий асос (базис)нинг минимал қиймати билан ташкил қилади. ЕКИ – ИЎҚ ва ВА – ИЎҚ амалларини бажарувчи маънавий элементлар системаси универсал ҳисобланади. Улар учта маънавий амал – инкор, қўшиш ва қўшайтириш амалга ошириш учун етарлидир.

ЕКИ – ИЎҚ элемент (7.3 а-расм) $Y = \bar{X}_1 + X_2$ ёки $Y = X_1 + X_2$ амални бажаради ва Парс кўрсаткичи (стрелкаси) деб аталади. ВА-ИЎҚ маънавий элемент (7.3 б-расм), $Y = \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2$ ёки $Y = X_1 + X_2$ маънавий амални бажаради ва Шеффер штрихи (узлуqli чизиги) деб юритилади. ВА – ИЎҚ маънавий элементда ИЎҚ амални бажариш учун унинг киришларини ўзаро тувинтириш етарли бўлади: $Y = \bar{X} \cdot \bar{X} = \bar{X}$ (ЕКИ – ИЎҚ маънавий элемент).



7.4-расм. ВА – ИЎҚ маънавий элементда ИЎҚ (а), ВА (б) ва ЕКИ (в) амалларни бажариш схемаси.

тикий элементда ҳам худди шундай қилинади: $Y = X - 1 \cdot X - X$. Бу 7.4 в-расмда кўрсатилган.

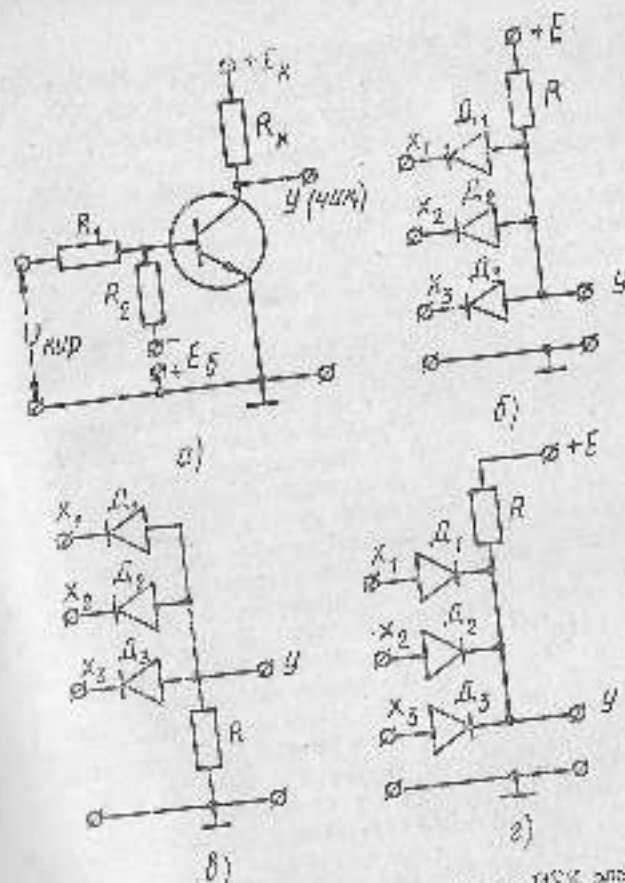
Агар ВА-ИУҚ мантиқий элементлардан иккитаси кетма кет уланса ва бунда улардан бири инвертор (киришлари туташган) бўлса, у хантикий қўлайтириш амалини бажаради (7.4 б-расм): $Y = X_1 \cdot X_2 = X_1 \cdot X_2$. Агар ЕКИ — ИУҚ элементлари худди шундай уланса, у мантикий қўшиш амалини бажаради: $Y = X_1 + X_2 = X_1 \cdot X_2$. ВА-ИУҚ ва ЕКИ-ИУҚ мантикий элементларининг ушбу ёрдамида ҳам қўлайтириш ва қўшиш амаллари бажариш мумкин. Бунда улардан иккитаси инкор режимда ишлаши керак (7.4 в-расм).

Шуни айтиш керакки, умумий ҳолда ўзарувчилар осси иккитадан ортиқ бўлади. Функция тўлиқ аниқланган бўлиши учун ҳамма ўзарувчилар учун унинг ҳиёматлари мавжуд бўлиши керак. Акс ҳолда у тўлиқ аниқланган бўлмайди. Қўлайлик учун улар ҳақиқийлик жадивалида тасвирланади. Лекин, у қўлғизмалли бўлса ҳам, мантикий қурилма элементлари таркибини шакллантириш имконини бериб қолмайди. Шунинг учун функционал босланнинг аниқроқ ифодасидан фойдаланилади. У функционал қурилма элементларининг энг кам миқдорда (минимал) сонда) таллаш чораларини ҳам ҳисобга олади.

7.5. Содда мантикий схемалар

Мантикий схемалар иккита турда ҳолатга эга бўлган элементлардан тўзилади. Турли ҳолатлардан бири мантикий «1» га тўғри келса, иккинчиси «0» ни ифода қилади. Бундай талабга ярик ўтказгичли диод ва транзисторлар жавоб беради. Улар дискрет (халис) ёки интеграл микрохема кўринишида жорий қилиниши мумкин.

ИУҚ амалини бажарадиган мантикий элемент (7.5-расм) битта кириш ва битта чиқишга эга. Шунинг учун ушбу бинолар ёки униклар транзисторда йиқитган қўлайтириш мисоли бўлиши мумкин. Фақат у тўғрисида (элементнинг) режимида тинчлини керак. 7.5 а-расмда умумий амалнинг схема бўлиши уланган бинолар транзисторли ИУҚ элементнинг схемаси кўрсатилган. У мусбат мантиқда мусбат кутбни сигнал таъсирда ишлайди. Ноплаётган ҳолатда транзистор ёпиқ. Чунки унинг базасига E_b мавжудан манфий қўлланган берил-



7.5-расм. Содда мантиқий схемалар: а — ИУҚ элемент, б — ВА элемент, в — инвертор, г — ЕКИ элемент, д — ИУҚ элемент, е — ЕКИ элемент.

ган. Агар киришга қўйи сатҳи U^0 қўлланган берилса, транзистор очилади. Коллектор токи ишга тушиб, у мантикий «1» га тўғри келадиган U^1 юқори қўлланган сатҳини ифода қилади. Агар киришга юқори сатҳга тўғри келадиган қўлланган ($U_{\text{сиг}} = U^1$) таъсир асса, транзистор тўғрисида режимида ўтди ва коллектор токнинг R_c резистордаги потенциал тушуви E_c га тенг бўлиб қолади. Натияжада ички қўлланган ишга тенг бўлади. У қўйи сатҳ $U^0 = 0$.

$U_{\text{ЭК}} = U^0$ бўлиб, мантиқий полга тўғри келади. Демак, қўрилган схемада $X=0$ бўлганда $Y=1$ ва $X=1$ бўлса, $Y=0$, яъни схема инвертор-фаза ўзгариши бўлиб, мантиқий инвер амалини бажарати.

ВА амалини бажарадиган мантиқий элемент (7.1 в-расм) икки ва ундан ортиқ кириш ва мисол чиқини эажирита эга бўлади. 7.5 б-расмда мусбат мантиқда ишлайдиган ВА элементга мисол кўрсатилган. У 3 та анодга тузилган бўлиб, мусбат қутбли сигнал тасвирда ишлайди. Схеманинг ишлатиш учун охиқ диоднинг қаршичилиги R резистор қаршичилигидан жуда кичик ва $U^0 < E < U^1$ тенгсизлик бажарилиши керак.

ВА амали бажарилиши учун барча киришларга «1» мантиқий кучланиш тасвир атганда чиқинда ҳам «1» мантиқий сигнал ҳосил бўлиши керак. Агар киришлардан бирортасига «0» мантиқий сигнал тасвир этса (қолганларида «1» мантиқий сигнал бўлганда), у охиқ диод орқали чиқинга узатилки, киришда «1» мантиқий сигнал бўлган диодларнинг ёпиқ туришига тасвирлайди. Масалан, X_1 киришга U^0 кучланиши сигнал тасвир этсин. Унда D_1 диод очилиб, ток $+E$ манба $\rightarrow R$ резистор $\rightarrow D_1$ диод $\rightarrow U^0$ манбадан ташкил бўлган эажир орқала ўтади. Натижада R манба кучлаиши R резисторга тўлиқ қўйилган ва чиқин кучлаиши U^0 кучланишига тенг бўлади, яъни чиқини сигнал мантиқий полга тўғри келади. X_1 ва X_2 киришларга қўйилган кучланиш U^1 бўлганда учун D_2 ва D_3 диодларнинг анод кучланиши (U^0) катод кучлаишидан кичик бўлиб, улар ёпиқ ҳолатда туради.

Агар уччала киришга бир вақтла U^1 кучланиш қўйилса, ҳамма диодлар ёпиқ бўлади. Шунинг учун E манба $\rightarrow R$ резистор $\rightarrow$ ёпиқ диод $\rightarrow U^1$ манбадан тузилган эажирдан ток ўтмайди ва R резистордаги кучланиш полга тенг бўлади. Чиқини кучланиши $E > U^1$ бўлиб, мантиқий «1»га тўғри келади. Демак, элементнинг киришларидан бирортасига мантиқий полга тенг сигнал тасвир этса, чиқини сигнал ҳам мантиқий полга тенг келади. Чиқини сигнал мантиқий «1» бўлиши учун, ҳамма киришлардаги сигнал мантиқий «1» бўлиши керак.

Агар қўрилган схемада манбанинг қутби алмаштирилса, у манфий қутбли сигналда ишлайди (мусбат мантиқ). Агар диоднинг йўналиши ўзгаришга, мусбат сигналда ишловчи манфий мантиқий элементга ай-

ланади. Ҳам диод, ҳам манбанинг йўналиши ўзгаришга, у манфий қутбли сигналда ишлайдиган манфий мантиқий элемент бўлиб қолади.

ВА элемент манбасига ҳам ишлатилиши мумкин. Унда диодлар фақат икки хил уланган бўлади. Масалан 7.5 в-расмда кўрсатилган схема манфий сигналлар учун мусбат мантиқда ишлайди. Агар унда диоднинг йўналиши ўзгаришга, у мусбат сигналда ишлайдиган манфий мантиқий элементга айланади.

ЕКИ мантиқий амалини бажарадиган элемент ҳам ВА мантиқий элементга ўхшаш икки ва ундан ортиқ кириш ва ягона чиқинга эга бўлади. 7.5 г-расмда шундай элементга мисол кўрсатилган. У ҳам диодларга тузилган бўлиб, мусбат қутбли ишловларда мусбат мантиқда ишлайди. ЕКИ амали бажарилиши учун киришлардан камда биттасига «1» мантиқий сигнал тасвир этганда чиқинда ҳам «1» мантиқий кучланиш ҳосил бўлиши керак. Бунда «1» мантиқий кириш кучланиши «0» мантиқий сигнал тасвир этганда киришлардаги диодларнинг ёпиқ туришига тасвирлайди.

Агар барча киришларга (7.5 г-расм) қуйи сатҳда U^0 кучланиш тасвир этса, диодларнинг анод потенциал катод потенциалдан кичик бўлган учун улар ёпиқ ҳолатда туради. Чиқини кучланиши $E < U^1$ бўлиб, мантиқий «0» қийматга тўғри келади. Киришлардан барига, масалан, X_1 га, инвер сатҳда U^1 кучланиш тасвир этса, D_1 диод очилади. Унинг тўғри уланган қаршичилиги полга ақон бўлган учун катод потенциал мусбат U^1 кучланишга тенг бўлади. Натижада чиқини кучланиши ҳам мантиқий «1»га тўғри келадиган U^1 кучланишига эришади. Шунда киришларда қайси бирига U^0 сатҳда кучланиш тасвир этса, диоднинг анод потенциал катод потенциалдан кичик ($U^0 < U^1$) бўлган учун у ёпиқ ҳолатда бўлади. Шундай қилиб, киришлардан қайси бирда инвер сатҳда кучланиш бўлса ҳам, чиқини кучланиши инвер «1» мантиққа эга бўлади.

Шунинг айтиш керакки, агар 7.5 а ва 7.5 г-расмдаги схемалар солиштирилса, улар диодларнинг йўналиши билан фарқ қилиди. Бялобарил. 7.5 г-расмдаги ЕКИ амалини бажарадиган мантиқий элемент схемаси мусбат сигналда ишлайдиган ВА мантиқий элементга манфий мантиқ схемасига мос келади. Бу мусбат мантиқий ЕКИ элементда манфий мантиқий ВА амалини, яъни амалини, бажариш мумкинлигига кўрсатади.

Демак, ЕКИ элементининг схемаларида мантиқ ишорасини ўзгартириб ва амални ва ажратиб, бажариш мумкин экан.

ВА элемент каби ЕКИ элементи схемасида ҳам хайба ишлатилмаслиги мумкин. Бунда ҳам улар ҳам ВА, ҳам ЕКИ амалларини бажаради.

7.6. Мантиқий ИМС ва уларнинг характеристика ва параметрлари

Мантиқий элементлар ҳозирда айрим мантиқий схема сифатида эмас, балки интеграл микросхеманинг со-ринлари кўринишида ишлаб чиқарилади. Қатнашган элементларнинг тури ва уланish усулларига қараб улар инкор (ИУҚ), қўшиб (ЕКИ), қўлайтириш (ВА) амалларини ва мураккаб амаллар ВА — ИУҚ, ЕКИ — ИУҚ, ВА — ЕКИ — ИУҚ ва бошқаларини бажаришга ифодаланади. Уларнинг схемалари асосан транзисторлардан ташкил тонади. Шунинг учун уларнинг асосий мантиқий усули транзистор мантиқидир. Ҳозирда транзистор мантиқий схемаларнинг қуйидаги турлари мавжуд:

- бевосита боғланишли транзисторли мантиқий схема — ТНМС (ББТМ);
- резистив боғланишли транзисторли мантиқий схема — РТЛ (РБТМ);
- резистив — синхрон боғланишли транзисторли мантиқий схема — РЕТЛ (РСВТМ);
- диод боғланишли транзисторли мантиқий схема — ДТЛ (ДБТМ);
- транзистор боғланишли транзисторли мантиқий схема — ТТЛ (ТБТМ);
- Эмиттер боғланишли транзисторли мантиқий схема — ТНЭС (ЭБТМ);
- МДП — транзисторда тузилган транзисторли мантиқий схема — МДПТЛ (МДПТТМ);
- МОП — транзисторда тузилган транзисторли мантиқий схема (МОПТМ) ТОНТЛ ва бошқалар.

Асос схемаларнинг бундай хилма-хил бўлиши уларнинг афзалликлари ва қўлланиш ўрни турлича бўлишига кўрсатади. Улар бир-бири билан характеристика ва параметрлари орқали солиштирилади.

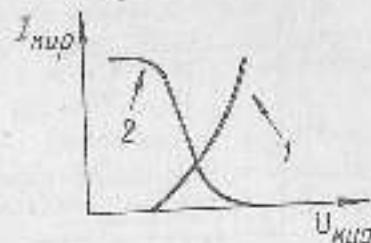
Мантиқий микросхеманинг асосий характеристикаси унинг кириш ва узатиш характеристикасидир. Кириш токининг кириш қўлланишига боғлиқлигини кириш характеристикаси деб аталади: $I_{кир} = f(U_{кир})$ (7.6-расм). Кириш характеристикасининг кўринишига қараб мантиқий схемалар икки турга ажратилади.

Уларнинг биричида кириш токи кириш қўлланиш маълум бир қийматига етгандан кейин ҳосил бўлса (1-чизик), иккинчисида у кириш қўлланиш бўлмаганда максимал қийматли бўлади ва қўлланиш ортинин билан камайиб боради (2-чизик).

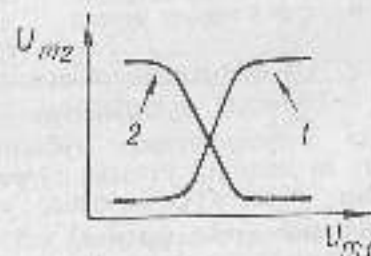
Мантиқий микросхеманинг узатиш ёки амплитудавий характеристикаси чиқиб қўлланиш амплитудасининг кириш қўлланишларидан бирортасининг амплитудасига боғлиқлигини ифода қилади: $U_{из} = f(U_{кир})$. Бунда қолган киришлардаги қўлланишлар доимий қилиб олинади. 7.7-расмда узатиш характеристикасининг тахминий кўриниши кўрсатилган.

Унда 1-чизик мантиқий микросхеманинг фаза ўзгартмай ишлашига тўғри келади. Кириш қўлланиш кичик бўлса, чиқиб қўлланиш нолга яқин, Кириш қўлланиш ортинин билан эса, чиқиб қўлланишнинг сатҳи кўтарилиб боради.

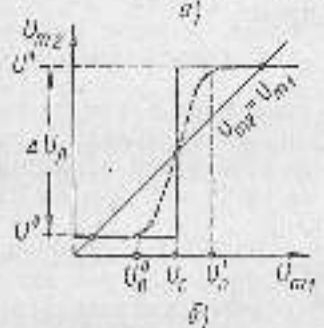
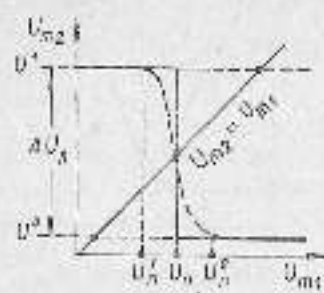
2-чизик микросхеманинг фаза ўзгартиб (инверс) ишлашини ифода қилади. Унда кириш қўлланишнинг кичик қийматига яқин қўлланишнинг максимал қиймати мос келади. Кириш қўлланиш орта бошласа, у кичиря бошлайди. Чиқиб қўлланиш қанча катта тезлик билан максимал қийматдан минимал қийматга, ва асосанча, минимал қийматдан максималга ўтса, схема-



7.6-расм. Мантиқий схеманинг кириш характеристикаси.



7.7-расм. Мантиқий схеманинг узатиш характеристикаси.



7.8-реш. Мантиқий микро-
схеманинг иш режимі:
а — статик үзгерісін бақылау;
б — динамик үзгерісін бақылау.

нинг ишланган нүқта аниқ
ва сифати юқори ҳисобла-
нади.

Мантиқий микро-схема-
лар жуда кўп параметрлар
орқали характерланади.
Улар статик ва динамик па-
раметрларга ажратилади.
Статик параметрлар манти-
қий микро-схеманинг статик
иш режимини ифодаласа,
динамик параметрлар унинг
қайта ўланган режимини ха-
рактерлайди.

Мантиқий схеманинг ста-
тик параметрлари узатиш ха-
рактеристикасидан топилди.
7.8-реш.да кўрсатилган. Ки-
риш кучланишининг чиқиш
кучланишига кескин ўзгаришдан
қиймати U_m^0 қайта ўланган
олиб қилини (чегараси) дейилади.
Реал элементларда у сақрати
билан бўлмайди (пунктлар чи-
зиқ). Чиқиш кучланишининг
ўзгариши кириш кучланиши-
нинг U_m^0 қийматидан бошланғи,
 U_m^1 қийматидан тугайди.

$U_m^1 - U_m^0 = \Delta U_m$ кучланишнинг ноаниқлик соҳаси деб ата-
лади. У транзисторнинг бўлиниш режимидан кескин режими-
га ва аксинча, ўтишига тўғри келади. Бунда ҳосил бўла-
диган чиқиш кучланишининг ўзгариши $\Delta U_m = U_m^1 - U_m^0 =$
мантиқий ботиш (сақрати) деб аталади.

Мантиқий элементнинг статик ҳолатида бошланғич
ишчи нүқта узатиш (амплитудавий) характеристикаси-
нинг горизонтал қисмида (мантиқий «1» ёки «0») жой-
лашади. Унинг тузган ўрни кириш ва чиқиш кучланиш-
ларнинг бошланғич қийматини ифодалайди. Бу $U_m^0 =$
 $= U_m^1$ тўғри чиқишнинг (бир элементнинг чиқиши ик-
кинчисининг киришига ўланган бўлгани учун) характе-
ристикасининг горизонтал қисми билан кескинган нүқта-
сига тўғри келади.

Реал шаронда барча мантиқий элементлар ташқи
зарарли таъсирлар остида ишлайди ва иш турғунлиги

бузилади. Уни характерлаш учун чиқиш кучланишининг
ташқи ўзгариш қиланган энг катти ташқи таъсирнинг
муебат (U^+) ва манфий (U^-) кучланиши киретилади:

$$U^+ = U_m^0 + 1.0 \text{ ва } U^- = U_m^1 - 1.0.$$

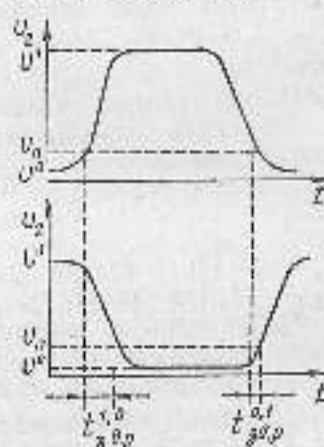
Бундан $U^+ + U^- = \Delta U_m = \Delta U_m$ келиб чиқади. Ёниборми,
мантиқий схеманинг ташқи таъсирга чидамчилигини опираш
учун коаниқлик соҳасини кинрайтириш ва мантиқий ўтиш
кучланиши ΔU_m на ошириш керак экан.

Одатда бир мантиқий элемент чиқишига кейинги
элементнинг бир неча кириши ўланади. Уларнинг бир-
нақтада неча бўлиши муҳимлиги тармоқланган ко-
эффициенти (K_c) орқали характерланади. Уни микро-
схеманинг юк қўйилган қўйилган деб аталади.

Мантиқий микро-схема-
нинг киришлари неча бў-
лиши умумий нагрзука о-
стида ишлайдиган транзис-
торлар (ветма-кет ёки па-
раллель ўланган) сонига
бўлиқ. У бирлашган коэф-
фициенти (K_c) деган коэф-
фициент орқали характе-
рланади. Кириш бўлишига бир-
лашган коэффицентини де-
ганда мантиқий функция
амалга ошириладиган ки-
ришлар сони тушунилади.

Мантиқий элемент бирор
амални бажариши учун маъ-
нун аниқ талаб қилинади.
Унинг дивонийлиги манти-
қий элементдаги транзис-
торлар қилиниги иерцияси
билан ифодаланади. Бу
аниқ қанча қисқа бўлса, бир-
он вақт ичида бажариладиган амаллар сони шунча кўп
бўлади. Мантиқий элементнинг бу хусусияти динамик
параметрлар орқали ифодаланади. Улар қуйидагилар-
дан иборат:

- мантиқий «0» ҳолатдан мантиқий «1» ҳолатга
ўтиш вақти;
- микро-схема узилганда (форишланди) сигнал
тарқалтириш кескин вақти.



7.9-реш. Микро-схеманинг
узатиш ва узатиш сифати
характеристикасининг кескин
пунктлар аниқлиги
кўрсатилган.

- $t_{1.5}$ — мантиқий «1» ҳолатидан мантиқий «0» ҳолатига ўтиш вақти;
 $t_{1.5}^{(0)}$ — микросхема уланганда сигнал тарқалышынинг кечыиш вақти;
 $t_{1.5, \text{ср}}$ — сигнал тарқалышынинг ўртача кечыиш вақти.

Бу параметрлар мантиқий микросхеманинг кириш ва чиқаруш сигналларининг сомонлигини бйўли билан аниқланади. У 7.9-расмда кўрсатилади. Унда $t_{1.5}^{(0)}$ ва $t_{1.5}^{(1)}$ катталықлар U_1 астоханий кучланишга нисбатан аниқланган. Улар кириш кучланишынинг яраклига нисбатан ҳам аниқланади. Сигнал тарқалышынинг ўртача кечыиш вақти $t_{1.5, \text{ср}} = \frac{1}{2} (t_{1.5}^{(0)} + t_{1.5}^{(1)})$ мантиқий элементнинг тезкорлигини аниқлаётганида. Унинг катталыгига қараб мантиқий микросхемалар ўта тезкор ($t_{1.5, \text{ср}} < 10$ нс), тезкор (10 нс $< t_{1.5, \text{ср}} < 30$ нс), ўрта тезкор (30 нс $< t_{1.5, \text{ср}} < 300$ нс), кичик тезкор ($t_{1.5, \text{ср}} > 300$ нс) турларга ажратилади.

Мантиқий микросхемани характерловчи катталықлардан яна бири ўртача истеъмола куватидир:

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{2} (P^0 + P^1)$$

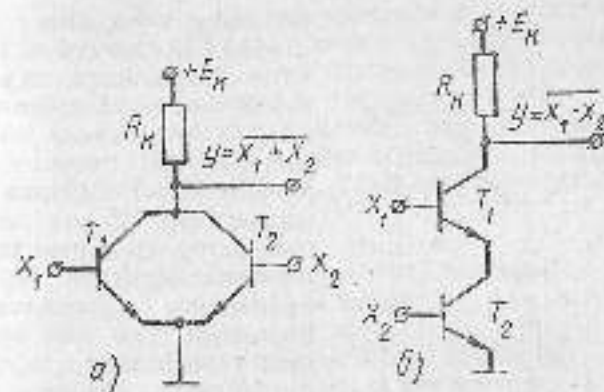
Унда P^0 ва P^1 мос равишда, мантиқий «0» ва «1» ҳолатлардаги куватлар.

Ўртача истеъмола куватининг катталыгига қараб мантиқий микросхемалар баҳувак ($30 \text{ мВт} < P_{\text{ср}} < 300 \text{ мВт}$), ўрта куватли ($3 \text{ мВт} < P_{\text{ср}} < 30 \text{ мВт}$) ҳам куватли ($0,3 \text{ мВт} < P_{\text{ср}} < 3 \text{ мВт}$), микроватт ($1 \text{ мкВт} < P_{\text{ср}} < 300 \text{ мкВт}$), милливатт ($P_{\text{ср}} < 1 \text{ мкВт}$) турларга ажратилади.

Қўрилган параметрлардан ташқари мантиқий микросхемалар яна кўп хизмат қилиш ўрин, яъни кўп ҳолатларини ҳисобга оладиган параметрлар билан ҳам характерланади.

7.7. ТЛНС, РТЛ, РЕТЛ турдаги мантиқий схемалар

Транзисторли мантиқ микросхемалари ичида энг белгиланган ва соддаи ТЛНС (БТМ) — безосита боғланган транзисторли мантиқий схемадир. Унда ҳар бир мантиқий элементнинг чиқариш кейинкисигача кириш билан безосита уланган булади. Бу схеманинг харак-



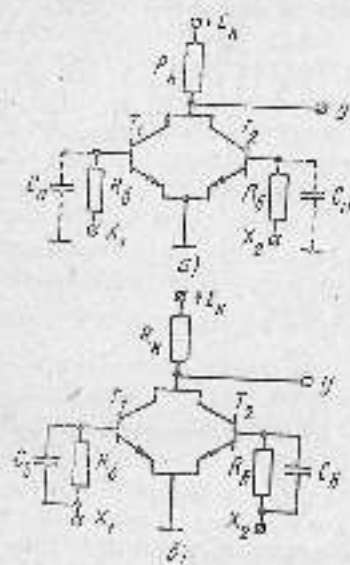
7.10-расм. Безосита боғланган транзисторли мантиқ схемаси: а — БТМ-РЭҚ амали учун, б — БА-РЭҚ амали учун.

терли белгиси параллель ёки кетма-кет уланган транзисторларнинг коллектор нагрукасининг умумий бўлишидир (7.10-расм).

Транзисторлар параллель уланган схемада мусбат мантиқ учун БТМ—РЭҚ амали, кетма-кет уланган схемада эса, БА—РЭҚ амали бажарилади. Маълум мантиқ бўлганда эса, амалларнинг ўрин алмашганида. Аниқлантай ҳақ транзисторлар тарялелы уланган ҳолда (7.10-а-расм) кириш сигнали «0» мантиққа мос U^0 кучланишга тенг бўлса, транзисторлар ётиқ бўлиб, чиқариш кучланиши юқори сатҳда («1» мантиқ) кучланишга эга бўлади. Агар киришлардан бирига «1» мантиққа мос юқори сатҳда U^1 кучланиш берилса, транзистор очилиб тўйиниш режимига ўтади. Натижада чиқариш кучланиши тўйиниш кучланишигача камаяди ($U^0 = U_{\text{от}}$), чунки $U_0 = E_H - I_0 \cdot R_N$ га тенг.

Манфий мантиққа ўтилганда, яъни киришга манфий кутбили сигнал берилганда, чиқариш кучланишининг «1» мантиққа ҳоли транзисторларнинг ёпиқ ҳолати тўғрисида кутбили учун аксала киришга «0» сатҳда кучланиш қўйилган бўлиши кетак.

Транзисторлар кетма-кет уланган схемада (7.10, б-расм) чиқариш кучланиши «1» сатҳда «0» сатҳга ўтиши учун нисбатан кичикки бир вақтда юқори («1») сатҳда кучланиш таъсир этиши ва у транзисторларни тўйиниш



7.11-расм. PTL (а) ва PBTM (б) турдаги транзисторли мантиқий схемадан.

Параллель уланган ба-
азаларда токнинг тенг тақсимланишидан буювдда келти-
риш учун транзисторларнинг база аялжирга қўшиқча
 R_B резистор уланади (7.11, а-расм). Бунда PTL
(PBTM)—резистор боғланган транзисторли мантиқ
схемаси ҳосил бўлади. Унинг ишлаш услуби бевосита
боғланган транзисторли мантиқ схемасидан фарқ
қилмайди. Лекин унинг тежордаси суёт бўлади. Бунга
транзисторларнинг база — эмиттер оралиғида ҳосил бў-
ладиган зарарли сигналлар сабаб бўлади. У 7.11, а-расм-
да дунхтар чизиқ билан кўрсатилган. Кириш сигнал
таъсир этганда C_B зарарли конденсатор R_B резистор ор-
қали зарарлана бошлайди. Агар зарар завожирнинг вақт
доимийки кириш сигналнинг давом эттиш вақтидан кет-
та бўлиб қолса, у сигнал шаклининг бузилишига, тран-
зистор очилиш муддатининг узайишига ва схеманинг
тежордаси пасайишига олиб келади. Бу камчиликлар-
дан қутулиш учун R_B резисторлар C_B конденсаторлар
билан шунтланади. (7.11 б-расм). Бунда ҳосил бўлади-
ган схема PBTM (PBTM)—резистор — сигнал боғла-
нишли транзисторли мантиқий схема деб аталади. Ки-

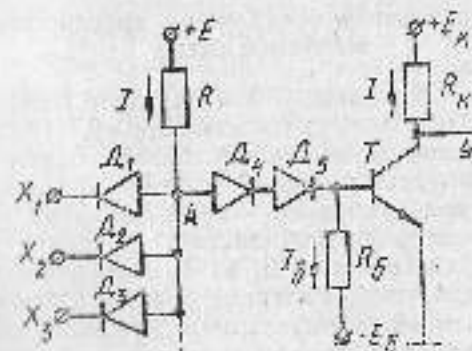
ришнинг ўтказиш учун
етарли бўлиши керак. Бевос-
ита боғланган транзис-
торли мантиқий схеманинг
асосий камчилиги тран-
зисторларда база тоқла-
рининг тенг тақсимлан-
маслигидир. Бунга сабаб
транзисторлар кириш хара-
ктеристикаларининг бир хил
бўлмастлиги ҳисобланади.
Базаларга бир хил қучла-
ниш таъсир этса ҳам, база
тоқларининг қиймати бир-
дай бўлмайди. Бирор тран-
зистор базасида ток кўпроқ
тутишиб қолса, бошқа база-
ларининг токни транзистор
тўйибдиш режимга ўтказиш
учун етарли бўлмай қолади.
Натижада мантиқий эле-
ментларнинг нотўғра килпа-
та вужудга келади.

Параллель шунтланган C_B конденсаторлар тежордаси кон-
денсатор дейилади. Қайта уланган (қучланган сақрани)
юз берганда улар R_B резисторларни шунтлайди, яъни
қисқа туташтириб таъсирини йўқотади. Шунинг учун C_B
зарарли сигналларнинг зарарли вақт доимийки кес-
кин кичрайдди. Натижада транзисторларнинг билиқ ҳолат-
дан очик ҳолатга ва аксича, ўлиш вақти етарлича қис-
қаради.

7.8. Диод боғланган транзисторли мантиқий схема

Диод боғланган транзисторли мантиқий (ДТЛ)
схеманинг содда тури 7.12-расмда кўрсатилган. У акка-
ти мантиқий схемадан тақкид топган. Уларнинг бирик-
миш D_1, D_2, D_3 диодлар ва R резистордан ташкил то-
либ бўлиб, қўлайлиқ (ВА) амалли бажарса, иккин-
чиси йнкор (ИҲҚ) амалли бажарилган T транзистор-
ли тузилган инвертордир. Билсбари ДТЛ ВА-ИҲҚ
амалли бажарилган мантиқий схема акян. Схемадан
 D_1 ва D_2 диодлар мантиқий акян бажармайди. Улар
 T транзисторнинг базасида сложитиш қучланганини ҳо-
нал қилиш учун хизмат қилади ва сложитиш диодлари
деб аталади.

Агар X_1, X_2, X_3 киришлардаги қучлакиш мантиқий
«0» (U^0) та тенг бўлса, D_1, D_2 ва D_3 диодлар очик бў-
либ, E ханбизинг тўлиқ тоқи I улардан ўтади. Чунки
 D_1 ва D_2 сложитиш диодларидан деярли ток ўтмайди.
Сабаби уларнинг қаршилиги R_B резистор билан бирга



7.12-расм. ДТЛ турдаги мантиқий схема.

очик диоднинг қаршиликдан етарлича катта бўлади. Шунинг учун «1» транзистор тўлиқ ёниқ ҳолатда туради (E_c ханба база эмиттер ўсишига ётади). Шунинг учун чикки кучланиши U_c ханба кучланишига тенг ($U_c = 0$), яъни мантиқий 0 кучланиш қийматига эга.

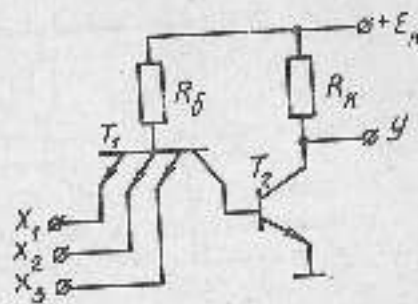
Агар барча киришларга исқори сатқди 0 кучланиш бир вақтда тасир этса, уччала кичик диод ётади ва E ханба кучланиш токи I_{c1} ва I_{c2} диодлар орқали R_c резисторга, яъни база эмиттерга ўтади. R_c резистордаги потенциал тушуви база эмиттер орасига тўғри йўналтирилади кучланиши ҳисла қилади ва $U_{c1} \gg E_c$ бўлганда 1 транзистор очилиб, тўлиқ режимга ўтади. Натижанда I_{c1} коллектор токи бирдан ортади ва R_c резистордаги потенциал тушуви чикки кучланишини мантиқий «0» гача (U_c кучланишгача) қайта қайтади. Бунда киришлардан бирорласига 1 кучланиш тасир этса, мис диод очилиб, уччала диод очик бўлгандаги ҳол такрорланади ва чикки кучланиши U_c қийматга эришади. Шунинг эйтиш керакки, кўрилаган схема катта барқарорлик коэффициенти ($K_{\text{б}} \approx 8 : 10$), етарлича юдо рли мантиқий ўтиш ΔU_c га ва чикки кучланишнинг турғунлигига эга. Лекин чикки қаршилик иш давомида тез ўзгаради: транзистор ёниқ бўлганда катта, очилганда — кичик бўлади. Бу унинг юдо рлига қараб қилинади — тармоқлиш коэффициенти (K_c) иш қилрайтиради. Унда кўрилади учун мураккаб инверторли схемага ўтилади.

7.9. Транзистор боғланиши транзисторли мантиқий схема

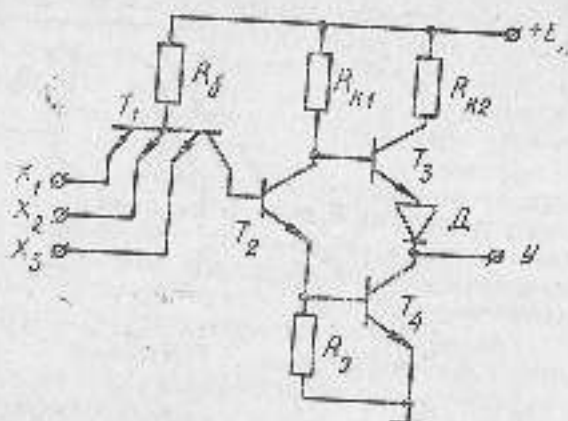
Транзистор боғланиши транзисторли мантиқий схема — ТТЛ (ТБТМ) диод боғланиши (ДТЛ) схемадаги (7.12-расм) диодларни транзисторнинг база эмиттер ўсиши билан алаштириш йўли билан ҳисла қилинади. Бунда интеграл кўришда жорий қилинган кўп эмиттерли транзистордан фойдаланиш мақсадга мувофиқ бўлади. Бундан ташқари, I_{c1} ва I_{c2} сиккининг дидолари тушириб қолдириб, мантиқий схемалар безосита уланади. Бу мантиқий элементларнинг ўлчамини кичирайтириш, интеграллаш даражасини олиштириш имконини беради.

7.13-расмда сода инверторли ТТЛ (ТБТМ)нинг схемаси кўрилади. Унда T_1 кўп эмиттерли транзисторнинг эмиттер ўсишлари кириш линоллари, коллектор ўсиши эса, сиккининг диодлари алафасига ба жаради. Демак, T_1 транзистор мантиқий кўтайитириш (ВА) амалини беради. T_2 транзистор инвер (инверсия) — ИУҚ амалини бажаради, яъни схемада ВА — ИУҚ мантиқий амал жорий қилинади. Агар схема киришдаги сикки кучланиши, яъни T_1 транзисторнинг эмиттер ўсишларидаги кучланиш $U_c = U_{c1}$ га тенг бўлса, бу ўсишлар тўғри йўналтирилади уланган бўлади ва T_1 транзистордан етарли қийматдаги I_{c1} база токи ўтади. U транзисторнинг тўлиқ ҳолатига тасир қилади туради. Бунда T_2 транзисторнинг база кучланиши $U_{c2} < U_{c1}$ бўлган учун U ёниқ бўлади. (T_1 транзисторнинг коллектор токи $I_{c1} = I_{c2}$ бўлиб, ҳисобга олишмаслик даражаси кичик). Шунинг учун чикки кучланиш $U_c = U$ бўлиб, «1» мантиқий тўғри беради ва схеманинг бу ҳолати киришларнинг биттасидаги кучланиш U_c қийматга бўлганда ҳам сиккиланади. Схеманинг барча киришларидаги кучланиш бир вақтда орта бўлиб, оstonaviй кучланиш U_{c1} га сикки, T_2 транзисторнинг база кучланиши U_{c2} қийматга эришади ва U очилади. Натижанда T_2 транзисторнинг база токи ортади ва E_c ханба — R_c резистор — T_1 транзисторнинг коллектор ўсишидан тузилган занжир бўлиб қалади. Бунда T_2 транзистор тўлиқ режимга ўтади. Кириш кучланишининг шундан кейинги ортиши T_1 транзисторнинг эмиттер ўсишларининг алафлишига олиб қалади, яъни T_1 транзистор эмиттер ўсишига тасир қилади, коллектор ўсишига — тўғри бўлганда кучланиш уланган бўлиб қалади. Чикки кучланиши $U_c = U$ бўлиб, мантиқий «0» ҳолати юдо рлига қилади.

Сода инверторли схеманинг асосий алафлиги тез-тез киришнинг исқорилигидир. U T_1 транзисторнинг қайта



7.13-расм. Сода инверторли ТТЛ схемаси.



7.14-расм. Муригкеб инверторли ТТЛ схемаси.

уланган тезлиги билан белгиланади. Сабаби T_2 транзисторнинг ёпилишида унинг базасида тўпланган заряд T_1 транзистор орқали жуда тез тарқалади (камади).

Схеманинг асосий камчилиги зарарли газскрларга берилувчанлиги (турғунмаслиги) ва тарихқилиниш хосаффециатининг камчилиги. Ушбу турғунмаслиги T_2 транзисторнинг очилиш кучланиши кичик бўлиши билан тушунтирилади. Садда инверторли схеманиш бу камчиликларга муригкеб инверторли ТТЛ схемасига ўтиш билан йўқотилади. 7.14-расмда унинг схемаси кўрсатилган. У ҳам садда инверторли ТТЛ схемасига ўхшаш ВА—ИУҚ амакига бажаради. Киришлардаги кучланиш мантикий «0»га тўғри келса, T_1 кўп эмиттерли транзистор тўйиниш режимда, T_2 транзистор эса, ёпиқ ҳолатда бўлади. Бунда T_2 транзистор ҳам ёпиқ, чунки R_2 резистордан ток ўтмайди ва база кучланиши $U_{b1} = 0$. T_2 транзисторнинг базаси R_{b1} резистор орқали E_+ манбага уланган бўлгани учун у очик бўлаб, эмиттер қайтаргиси сифатида ишлайди. Бунга сабаб R_{b1} резистор қирқилганини старинча дичак олинганлидир. T_2 транзистор ва D диод орқали мантикий элементнинг нагрўна ток $I_n = I_{a2}$ ўтиб туради. Чоқиш кучланиши E_+ манба кучланишидан I_{a2} токнинг R_{b1} резистордаги потенциал тушуви, T_2 транзисторнинг база—эмиттер (U_{b1}) кучланиши ва D диоддаги кучланиш тушуви

ли ййрилганига тегиб бўлиб, сон жихатдан $U_2 = U_1$ қийматга тўғри келади, яъни мантикий «1» ҳолатда бўлади.

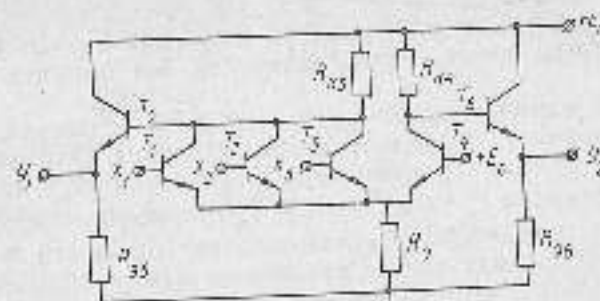
Агар киришлардаги кучланиш орта бошласа, T_2 транзисторнинг база потенциалы кўтарила бошлайди. $U_1 = U_n$ бўлган, T_2 транзистор очилади ва R_{b1} ва R_2 резисторлардан I_{a2} ток ўтади. У T_2 транзисторнинг база токнинг камийишига, кучланишнинг орттишга олиб келади. Натижанда чоқиш кучланиши камая бошлайди.

R_2 резистордаги потенциал тушуви $U_{b2} < U_{b1}$ қийматга эришувчи T_4 транзистор ёпиқ туради ва у $U_1 = U_n$ бўлганга лавом эади. Шундан кейин T_4 транзистор очилади ва кириш кучланишининг янада орттиши билан T_2 ва T_4 транзисторлар тўйинишга, T_1 транзистор эса, қайта уланганга ўтади. Шундан кейин схема чиқишига мантикий «0» ҳолат тикланади.

7.10. Эмиттер боғланишли транзисторли мантикий схема

Юқориде кўрилган мантикий схемаларда очик транзисторлар ҳамма вақт тўйиниш режимда ишлайди. Шунинг учун уларнинг база ва коллектор қатламларида старинча кўлазарда тўланади. Транзистор ёпиқ ҳолатга ўтишда бу зарядлар тарқатилиши керак. Бунинг учун кўшимча вақт талаб қилинадик, у мантикий схеманинг тезкорлигини камайтиради. Мантикий схемаларнинг бу камчилигидан қутилиш, яъни тезкорлигини ошириш учун мантикий схемага ток қайта улагичи (переключател) киришлади. Уни эмиттер боғланишли транзисторли мантикий схема (ТНЭС) ёки эмиттер боғланишли мантикий схема (ЭСЛ) деб аталади. Унинг асосий белгиси шуки, очик транзисторлар тўйиниш режимга эмас, балки кучайтириш (тўйиниш режимга яқин қийматли) режимда ишлайди.

7.15-расмда энг садда эмиттер боғланишли транзисторли мантикий схема тасвирланган. Унда T_1 — T_3 транзисторлар ток қайта улагичилини бар ёмасини, T_4 транзистор эса, унинг иккинчи элементни ташкил эади. Чоқиш кучланишлари T_2 ва T_3 транзисторларда тузилган эмиттер қайтаргиси орқали олинади. Улар чиқишга бошқа мантикий элементларнинг улаш имкониятини оширади.



7.16-расх. Эмиттер-соединенный транзисторлар мантикий схем.

T_1 транзистор базасига U_1 манба уланган. У таллач ҳар домида деб аталади ва T_2 транзисторнинг тўйғимасига ҳолда, яъни кучайтириш режимида ишлайдиган таъминлайди. Босилангич ҳолда киришлардаги кучланиш $U_1 - U_2 < E_c$ бўлса, T_1 , T_2 ва T_3 транзисторлар ёпиқ, T_4 транзистор эса, очик бўлади. Шунинг учун манбадан келадиган ток тўлиқ T_4 транзистордан ўтади. Бу токнинг катталиги T_4 транзисторнинг очик ҳолатида тўйғимас режимига яқин қийматда ишлайдиган қилиб таъминланади ($U_{be} \approx 0$). $T_1 - T_3$ транзисторлар берк бўлгани учун T_4 транзисторнинг базасига ўларнинг коллектор кучланишига тенг юқори кучланиш қўйилган бўлади. Шунинг учун T_4 транзистор очик бўлиб, ундан катта микдордаги ток ўтиб туради. Бу токнинг R_{e3} резисторда ҳосил қилган потенциал тупуви чиқаш кучланишига ифода қилинади ва U_2 чиқашда U_1 кучланиш «1» сатҳ ҳосил бўлади.

Агар киришлардан бирортасига, умуман, T_1 транзисторга $U_1 - U_2 > E_c$ кучланиш таъсир этса, у очик бўлади ва манба токи тўлиқ ундан ўтади; натижада T_4 резистордаги потенциал тушуви ҳисобита T_4 транзистор ёпиқлади, чунки эмиттер потенциал базаси потенциалга тенг юқори бўлиб қолди. Бундан ташқари, R_{e3} резистордаги потенциал тушуви ортиб, T_3 транзисторнинг базаси кучланишига кичрайтира босилади. Бу T_3 транзисторнинг ёпиқлигига, U_1 чиқашдаги кучланишга мантикий «0» сатҳ қандайдиганга олиб келади; $U_2 - U_1$ кучланиш U_1 чиқашдаги кучланиш ёпиқ T_4 транзисторнинг коллектор орақли олигани учун мантикий «1» қиймати ($U_2 = U_1$) бўлади.

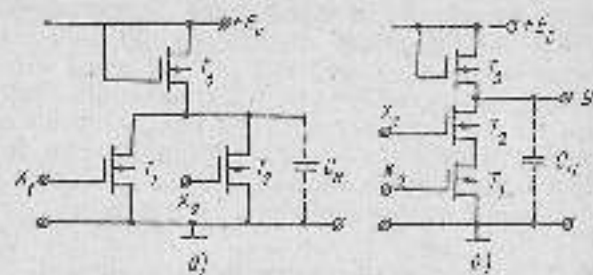
Шундай қилиб, U_1 чиқаш орақли бажарилган мантикий ЕКИ — ИҲҚ амали олиниб, U_2 чиқаш орақли — ЕКИ амали олиниши. Схемалар иш сифатини яхшилаш учун ТЛЭС ларнинг хурақкаб схемаларига ўталади. Мисалан, манбаининг мусбат қутби ерга уланган схемаларда ташқи зарарли таъсирларга чидамлик (схеманинг турғунлиги) жоҳри бўлади. Кириш сигналлари амплитудаси кичикроқ қилиб олинади ва бошқалар.

7.11. Униполяр транзисторда тузилган транзисторли мантикий схемалар

Биполяр транзисторлардан фарқли, униполяр транзисторнинг кириш ва чиқаш ҳаримликлари етарлича катта қийматга эга. Бу, бир томондан, униполяр транзисторли мантикий схеманинг боғланган заржирларда конденсатор, резистор, диод каби элементларни ишлатмаслик, иккинчи томондан, кўпроқ соддаги мантикий элементларни бир-бирига туташтириш, яъни мантикий схеманинг тармоқланиш коэффициентини орттириш имконини беради. Ундан ташқари, мантикий схемаларнинг ийраукаси бўлиб ҳам униполяр транзистор хизмат қилади. Буларнинг барчаси мантикий интеграл микросхемалар иш технологиясини содда қилиштиради ва интегралнинг даражасини оширади.

Униполяр транзисторли мантикий схемаларда МДП — таркибли ёки қўшма (қўшма) таркибли (p ва n каналли қўшма) транзисторлардан фойдаланилади. МДП — таркибли транзисторда тузилган мантикий схемалар МДПТЛ мантикий схема деб, қўшма транзисторли мантикий схема КМДПТЛ мантикий схема деб аталади. Уларда мантикий элементлар n каналли МДП — таркибли транзисторларда тузилади, чунки улар p — каналли транзисторларга нисбатан жоҳирроқ ишкорликка эга бўлади.

Кремнийли микросхемаларни ишлаб чиқаришда даражаси сифатида кремний оксиди (SiO_2) ишлатилгани учун униполяр транзисторли мантикий схема МОПТЛ ва КМОПТЛ мантикий схема деб аталади. Униполяр транзисторли мантикий схемаларда бошқарувчи транзисторлар кетма-кет ва параллель уланган ҳимки. Транзисторлари параллель уланган мантикий схемалар ЕКИ — ИҲҚ амалини, кетма-кет уланганлари эса, ВА — ИҲҚ амалини бажариш учун хизмат қилади.



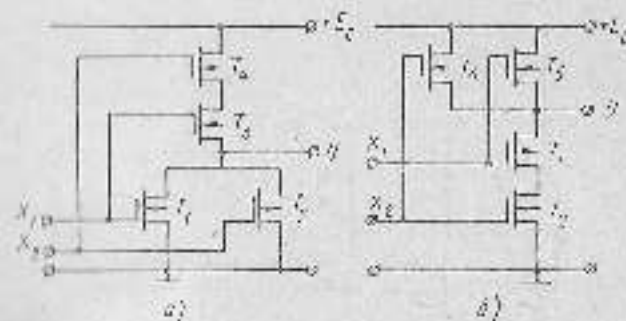
7.16-расм. МДП транзисторда тўзилган логикий схемалар: а — параллель (БКИ-ИЭҚ), б — кетма-кет (БА-ИЭҚ).

7.16-расмда соддалаштирилган МДП транзистор тарихида логикий схема тасвирланган. Унда T_1 ва T_2 транзисторлар логикий элемент, T_3 транзистор эса, йўғуруа резистори логикасини бажараяди. Логикий элементлар параллель уланган ҳолда (7.16 а-расм) бирер транзисторнинг очилиши йўғуруадаги ўтувчи токининг ҳисси бўлишига ва чиқми кучланишининг сатҳи пасайишига олиб келиа, кетма-кет схемада (7.16 б-расм) барча логикий транзисторларнинг очилиши шарт.

7.16 а-расмда кўрсатилган схемда логикий транзисторларга берилган кучланиш затвор кучланишининг остопавай қиймати U_{on} дан кичик бўлаа ($U_1 = U^0 < U_{on}$). T_1 ва T_2 транзисторлар ёпиқ бўлади (U_{on} — қанчал ҳосил бўладиган кучланишлар). Сток тоқлари нолга тенг бўлгани учун T_3 транзисторнинг сток тоқи ҳам нолга тенг бўлиб, чиқми кучланиши E_c қийматга тенг бўлади. Бу логикий «1» ҳолатга ($U_0 = U^1$) тўғри келади.

Агар киришлардан бирортасига затворнинг остопавай кучланиши U_{on} дан каттароқ ($U_1 = U^1$) кучланиши берилса, шун логикий транзистор очилади. Унинг сток тоқи тасвирда сток кучланиши остопавай кучланишдан кичикроқ қийматга эришади. У логикий «0», яъни U^0 кучланишга тўғри келади.

Шунан айтили керакки, МДП — транзисторлар логикий схемаларининг тасхорлангиса схеманинг зарарли ҳолати овлиги C_n кучли тасхор этади. Йўғуруа элементларининг ортисига билан бу сисманинг зарарлангиса вақт деимайси ортади ва схеманинг тасхорлангиса қадайтиради.

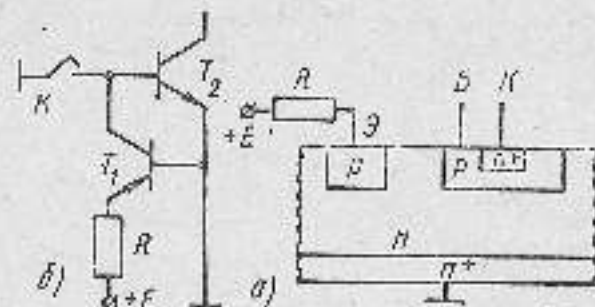


7.17-расм. Комплементар транзисторлар логикий схемалари: а — параллель (БКИ-ИЭҚ), б — кетма-кет (БА-ИЭҚ).

Комплементар транзисторлар логикий схемаларда логиканинг бир тур ўтказувчанлиги транзисторларни параллель уланганда логиканинг тур ўтказувчанлиги эса, лари кетма-кет уланади. Логикий транзисторларни параллель уланган схеманинг йўғуруага кетма-кет уланган транзисторлардан татқиқ топади ва БКИ-ИЭҚ амалини бажараяди. Аксинча, логикий элементлар кетма-кет, йўғуруага параллель уланган транзисторлардан татқиқ топади схемада БА-ИЭҚ амали бажарилади. Улар 7.17-расмда кўрсатилган.

Агар логикий транзисторларни параллель схеманинг киришларига затвор кучланишининг остопавай қийматга U_{on} (U_1 — қанчал транзистор учун) дан кичик кучланиши берилса, кириш транзисторлари T_1 ва T_2 ёпиқ, йўғуруа транзисторлари T_3 ва T_4 очил бўлади. Лекин очил транзисторлардан ўтаган ток жуда кичик бўлгани учун уларнинг p — қанчалда ҳосил қиладиган остопавай тушуниги ҳисобга олиниши муҳим. Шунанг учун чиқми кучланиши E_c тартибда бўлади ва логикий «1» ҳолатини ифодалайди.

Агар киришлардан билига, масалаи, X_1 ва U_{on} дан катта ($U_1 = U^1$) кучланиши берилса, T_1 транзистор очилади, лекин T_2 транзистор ёпиқлади. T_3 транзисторнинг қондиқ тоқи T_1 транзисторнинг қанчалдаги ўтади ва унда ҳисобга олиниши муҳим миқдорда кучланиши тушуни ҳосил қилади. Шунанг учун чиқми кучланиши нолгага келиади, яъни логикий ноль ҳолат ($U_2 = U^0$)



7.18-рәс. ИЗЛ элементның тарихый (а) ва эквивалент (б) схемасы.

хәсисә бұлады. Бу схемадагы күчләнү саклашы (үсәргән) $AV \approx E_1$ га тенг бұлады. Шунингә ушун схема кәтә түрүчүликкә өрнәдә.

Комплекслар транзисторли мантикый схемалардан яна бүри *интеграл икитәүлү мантикый схемасы* (ИЭЛ) хәсисәләнәдә. Унда комплементлар транзисторлару бишәү транзисторлардан иборат бұлады. Буидай мантикый схема фәкәт интеграл микросхема дүриләшдә ясалаш. У жәдә кичик юзәнк әтәлпәйдә ва кам әвергән сарф қиләдә. Шунингә учу рақамли ясәбләргән ичәмләш-тирәндә кәнт қўлланыладә.

ИЭЛ элементның тарихый (а) ва эквивалент схемасы 7.18-рәсидә кўрсатылган. Эквивалент схемдагы $p-n-p$ турдагы T_1 транзистор илжәктор (күртәкчә), T_2 $n-p-n$ транзистор эә, инвертор бұдыб хәсисәләнәдә. Умумий n -қатлаш $p-n-p$ транзисторның базасы ва $n-p-n$ транзисторның әмиттерә бұдыб хәсисә қиләдә (умумий сәш-сәргә уланядә). $p-n-p$ транзистор биләк $n-p-n$ транзисторның базасы умумий қатлашын тәшкәл қиләдә.

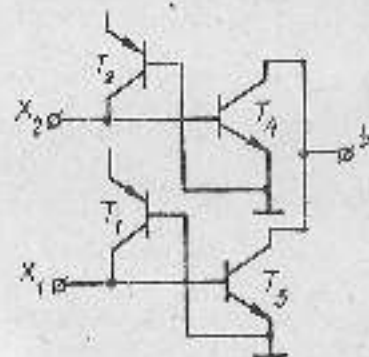
Илжәктор T_1 транзисторның әмиттерә — база оралкита ток манба R резистор орқали уланялп. R резистор әмиттер токын әстабилләш үчүн хизмәт қиләлп. Манба күчләнүшкә мәнәмәл күймәтә әмиттер үтәшдәгә потенциал түшүвәгә бәлиңк. Буида әмиттерә база үтәшдәгә тәғри күчләнүш қўйылган бұлаки учу T_1 транзистор әмәк бұдыб, коллектор үтәшдәгә қарыб кәвәкләр дүффүзәсә (вожәкдәләсә) мәнәжүл. Кәвәкләрәли бир қәсәм коллектор үтәшдәгә қарыб хәрәкәти ләвәшдә рәкомбинацияләнәлп ва әтардәчә қўй қәсәм

ушә етәб кәтәлп. Ушә коллектор үтәшдәгә қарыб T_2 инверторның p -базасыгә түшәдә. Кәвәкләрәли инвертор базасыгә йўналган бу дүффүзәлән дөкәлп бұдыб, кәртәндә сәркәдәлгән тәғсәргә бәлиңк әмәс.

Агар K кәлгә етәк бұласә, T_2 транзисторның базасыдагы күчләнүш $U_1 = U^+$ бұлады ва ушә кәвәкләлп әвәрдәләркәгә хәммәсә әргә (манфий күтбәгә) үтәб кәтәдә. T_2 транзисторның коллектор әлжәридагә ток үтәмәйдә. Бу коллектор әлжәриның ушәк қәләтәгә әмәлвәлент бұдыб, қәкәш күчләнүшкә мәнәтқый «1» қәләттә түрәдә: $U_2 = U^+$.

Агар кәлгәт үзәлсә, $U_1 = U^+$ бұдыб, кәвәкләр T_2 транзисторның базасыдә түзиләш бәшләйдә. Нәтижәдә ушәк базә потенциалы күтәриләб, коллектор ва әмиттер үтәшдәләркәгә күчләнүшкә хәмәлп. Бу ушәриңкә ичәвәтүшкә дәвәм әтәдә. Шундан кәйәк T_2 транзисторның коллектор әлжәридагә ток үтә бәшләйдә ва коллектор — әмиттер оралкитагы күчләнүшкә ичәвәчә кәвәкә түрәдә, әмәк транзистор қәсәкә күтәшгән қәләттә үтәдә. Шунингә учу қәкәш күчләнүшкә мәнәтқый «0» қәләтәи ифәдәләлп ($U_2 = U^-$).

Шундак қилиб, қўрылган элемент әлектрон кәлгәт рәзифәсәгә бәжәрәдә ва үзәгә үхшәш элементли бәшқәрпш үчүн кәмәт қәләтәи мәнәш. Мәсәлән, 7.19-рәсидә ИЭЛ элементдан икитәсә үтәргә пәрәлләсә уланган қәл кўрсәтәлгән. У ИКИ—ПВҚ ахәлнәк бәжәриңкә үчүн хизмәт қиләдә. X_1 ва X_2 күртәкләргә мәнәтқый «0» қәләттә тәғри кәзәдәлгән күчләнүш $U_1 = U^+$ берилсә, T_1 ва T_4 транзисторларның коллекторларкәдә күчләнүш мәнәтқый «1» қәләтәи ($U_1 = U^+$) ифәдәләйдә. Агар күртәкләрдән бәләр-тәсәгә әмәк икәләсәгә мәнәтқый «1» қәймәтәи ($U_1 = U^+$) күчләнүш тәғсәргә әтсә, коллектор күчләнүшкә мәнәтқый «0» қәймәтәгә ($U_2 = U^-$) үтәдә.



7.19-рәс. ИЭЛ элемент, түрәлгән ЕКИ—ПВҚ элемент бәжәргән мәнәтқый схемә.

7.12. Мантикий элементларда тузилган триггерлар

Интеграл технология ва мантикий алгебра усулларида фойдаланиш мантикий элементларда тузилган турли хил триггерларни yaratish имконини беради. Улар бар-биридан бошқарилш заҳжирининг тузиллиши ва иш режими билан фарқ қилади.

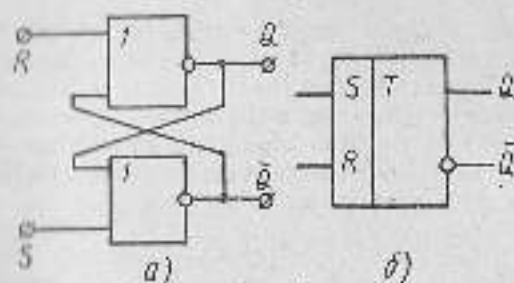
Олдинги саҳифаларда кўрилган мантикий система-лардан триггерларнинг асосий фарқи шуки, триггерлар хотирага эга қурилмадир. Бу триггернинг яққала иш ҳолатининг турғун бўлиши билан характерланади. Шун-га ҳўра ҳар бир триггер бошқарилш заҳжирини ва хотира қурилмасига ажратилади. Бошқарилш заҳжирини кириш сигналларини санаиш ва хотирада сақлаиш учун ўзгартиб беради. Хотира қурилмаси яққала елҳидан ташқил то-нади. Улар сигналларини истатанча узок муддат сақлади учун ахизмат қилади. Ҳар бир саҳифа бир вақтда яққала сигнал сақланади. Улардан бири мантикий «0» ил, аққидиҳси — мантикий «1» ни ифодалайди.

Информацияни хотирага ёзиш усулига қараб барча триггерлар асинхрон ва синхрон триггерларга ажрати-лади. Асинхрон триггерларда информация киришга сат-тан таъсир этиш билан бир вақтда ёзили бешлайди. Синхрон триггерларда эса, у руҳсат этишчи имруҳсе таъсир этилдиҳине ёзилади.

ЕКН-ИЎҚ ва ВА-ИЎҚ мантикий элементларда тузила-ган триггерларнинг айрим турларини кўрайлик.

а. Асинхрон RS — триггер

7.20, а-расмда бевосита киришли RS — триггернинг таркибий схемаси ва схемада белгилангани кўрсатилади. У яққала ЕКН-ИЎҚ мантикий элементда бирикниг чиқилиш иккинчиҳисининг киришига бевосита улаиш йўли билан ҳосил қилинган. Агар R ва S киришларга бир вақтда мантикий подга турғи келадиган кўчланиш ($U_i = U_j$) таъсир этса, қурилма турғун ҳолатлардан би-рида, яъни мантикий $Q=0$, $\bar{Q}=1$ ёки $Q=1$, $\bar{Q}=0$ да ту-ради. Бунда биринчи ҳолат ($Q=0$ ва $\bar{Q}=1$) триггернинг *нобъ* ҳолати дейилади. Триггернинг бир турғун ҳолатдан иккинчи турғун ҳолатга ўтқилиш учун қорейшлардан би-раса мантикий «1» га турғи келадиган кўчланиш бериш керак. Агар S киришга мантикий «1» дуқилииш берилса



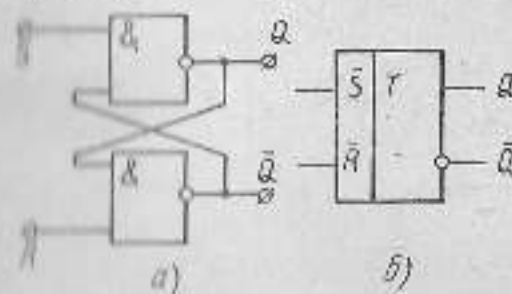
7.20-расм. ЕКН-ИЎҚ мантикий элементда тузилган асинхрон триггер. а — таркибий схемаси, б — белгиси.

($U_i=0$), фаза ўзгарувчи (инверс) $\bar{Q}$ чиқилишда «0» мантикий кўчланиш ҳосил бўлади. У триггернинг мантикий «1» ҳолатга ($Q=1$) ўтқилади. Триггернинг бу ҳолати турғун бўлиб, кириш сигналларининг таъсири тугатандан кейин ($U_i=0$) ҳам сақланади. Шунда R киришга мантикий «1» қийматли сигнал таъсир этса, триггер бошлан-гич ҳолатга қайтади: $Q=0$ ва $\bar{Q}=1$.

Триггернинг S кириши ҳолат *ўзгарувчи*, R кириш эса, *бешлангич* ҳолатга қайтарувчи деб аталади.

Шунинг айтиш керакки, триггернинг киришларига бир вақтда «1» мантикий сигнал бериш мумкин эмас. Бунда триггернинг ҳолати ноаниқ бўлиб қолади. Шунинг учун $U_i=1$, $U_j=1$ руҳсат этилмайдиҳган бошқарилш бўлади.

Агар 7.20 а-расмдаги схемада ЕКН-ИЎҚ мантикий элементлар ВА-ИЎҚ элемент билан алмашти-

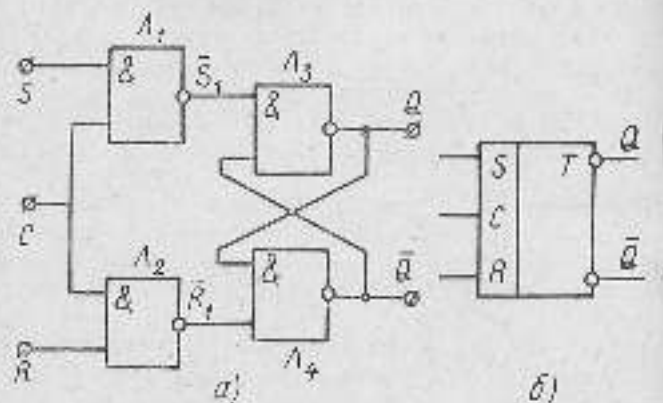


7.21-расм. ВА-ИЎҚ мантикий элементда тузилган асинхрон триггер. а — таркибий схемаси, б — белгиси.

рился, триггернинг хусусиятлари ўзгармайди. Фақат бунда бошқариш «0» логикли сигнал ёрдамида бўлиши керак. Бундай триггер фаза ўзгарган кириш (инверс кириш) RS — триггер дейилади. Унинг таркибий схемаси ва схемада белгиланиши 7.21-расмда кўрсатишган. Бу ҳолда рухсат атилламайдиган кириш сигнал комбинацияси бўлиб $\bar{S}=0$, $\bar{R}=0$ ҳисобланади. Чунки бунда $Q=\bar{Q}=1$ бўлиб қолаяпти, унинг бўлиши мумкин эмас.

б. Синхрон RS — триггер

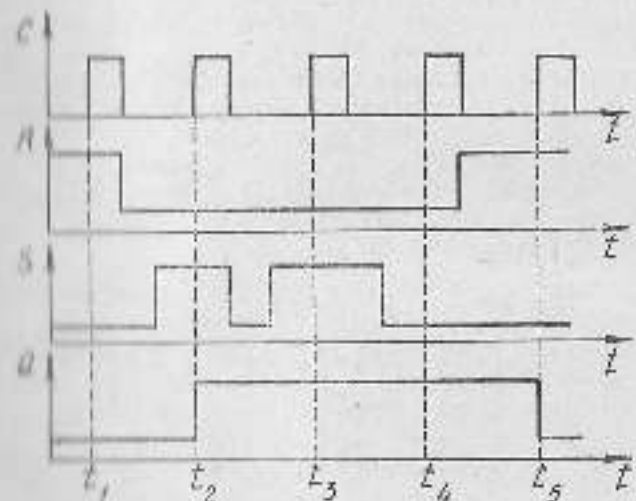
Логикли элементда тузиладиган триггерлар бирор қийматли қайта уланмиш (бошланғич ҳолатга қайтми) вақти билан характерланади. Унинг давомийлиги логикли элементлардан сигнал ўтишининг ўртача вақти билан бўлиб, элементлар сони ортими билан у ҳам ортаб боради. Бу вақт ичида чиқибдан олинладиган сигнал киришга берилган сигналга мос келмайдми, деб қалбаки бўлади. Бу ҳол информацияни қайта ишлаш ҳуримасининг янги ишлашига сабаб бўлади. Шунинг учун қурилмади чиқибдан қалбаки сигнал бўлмаган ҳолда ишлайдиган қилинади. Буниги учун триггер-



7.22-расм. Синхрон RS — триггер (а) ва унинг белгиси (б)

га маълум даврлар ичида импульс таъсир эттирилади. У триггерни фақат анди бир вақт моментларидагина ишга туширади. Бундай триггерлар синхрон триггерлар

деб аталади. Унинг таркибий схемаси 7.22 а-расмда кўрсатилган. Унда A_1 ва A_2 ВА-ИЗҚ логикли элементларда тузилган RS — триггернинг киришига A_1 ва A_2 логикли элементлар орқали кириш сигнали берилади. A_1 ва A_2 логикли элементлар триггернинг синхрон иш режимини таъминлайди. C (вақт белгилловчи) киришга синхронловчи импульслар берилади. Киришларда «1» сатҳли сигнал бўлганда ($S=1$, $R=1$) C киришга синхронловчи импульс таъсир этганда триггернинг қайта уланмиш содиқ бўлади.



7.23-расм. Синхрон RS — триггернинг вақт диаграммаси

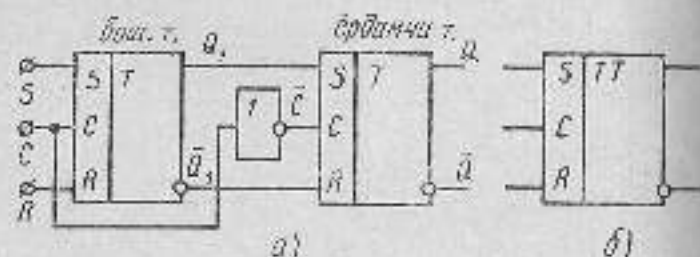
7.23-расмда синхрон RS — триггернинг вақт диаграммаси кўрсатилган. t_1 моментда система «0» ҳолатда бўлади. «1» ҳолатга ўткин t_2 моментда кузатилади, t_3 моментда у «1» ҳолатга қайта уланмайди, чунки схема бу ҳолат мавжуд. t_4 вақт моментда киришларда $R=S=0$ ҳолат бўлганда ушун система ўз ҳолатини яна сақтайди. Триггернинг ҳолатининг ўзгариши t_5 моментга ўттири келади, чунки бунда кириш $S=0$, $R=1$ логикли ҳолатга ўтади.

Синхрон триггерда ҳам кириш сигналнинг рухсат атилламайдиган комбинацияси мавжуд: $S=R=C=1$. Бун-

да ВА-ИУК элементларнинг тўғри чиқишларидаги логик «0» бўлади ($Q=0$).

а. Икки тактли RS — триггер

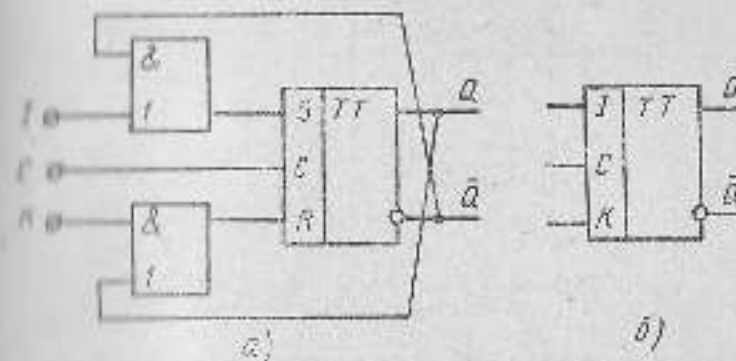
Кўп ҳолларда триггернинг ҳолати синхронловчи импульс таъсири давомида эҳсос, балки у тугатилган кейин ўзгартириш талаб қилинади. Бошқача айтганда, информатика триггерининг чиқишида унинг киришлари ёпилмадан кейин лойиқ бўлаши керак. Бундай қуролмага икки тактли RS — триггер мисол бўлади (7.24-расм). У иккита триггердан ташкил топади. Улардан бири бош (асосий) триггер бўлиб, етакчи вазифани бажаради. Иккинчиси эса, ёрдамчи триггер дейилади. Етакчи импульслар ёрдамчи триггерга инвертор орқали берилади ва триггерларнинг навбат билан ишлашани таъминлайди. Бунда бош триггер тўлиқ ёпилгач, ёрдамчи триггер очилиб, ишга тушибди керак. Уни тўлиқ амалга ошириш учун синхронловчи импульсларни ёрдамчи триггерга узатиш ланжирини қўшимча тескари (ёпиш) селжитиши ҳосил қилинади.



7.24-расм. Икки тактли RS-триггер (а) ва унинг белгиси (б).

в. JK — триггер

Бу триггер универсал бўлиб, RS — триггердаги ноиллақлик, яъни ҳужжат этилмайдиган кириш сигналлари комбинацияси бўлмайдик. Уни икки тактли RS — триггердан ҳосил қилиш мумкин. Бунинг учун асосий триггернинг S ва R киришлари қўшимча тармоққа эта бўлиши ва улар ёрдамчи триггернинг чиқишига қарама-қарши қилиб узатиши керак (7.25 а-расм). R ва S киришлари тармоқлаштириш ВА логик элемент ҳисобига амалга

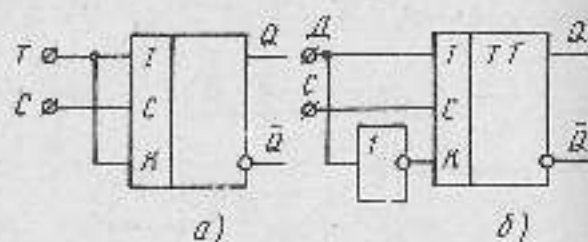


7.25-расм. JK-триггернинг таралбиди схемаси (а) ва белгиси (б).

оширилади. У тескари бошланғич ланжирини ташкил қилади. I — кириш триггерининг бошланғич ҳолатини қайта тиклаш (перезброс), K — кириш эса, ҳолатини тутиб туриш кириши дейилади.

Агар I — киришга «I» логик қиймат, K — киришга «0» логик қиймат берилса, C — киришга берилган сигнал таъсирида триггерда қайта узатиш ҳосил бўлади ва чиқишда $Q=1$ ва $Q=0$ логик қиймат ҳужжат қилади. Натияжада юқоридаги ВА логик элементнинг I — киришга «0» логик қиймат, яъни логик элементнинг I — киришга эса, «I» логик қиймат узатилади. Шунинг учун I — киришдан бош триггернинг S — киришга сигнал ўтмайди. Лекин K — киришдан R — киришга бошқарувчи сигнал ўтади. Бу бошқарувчи сигналларнинг K — кириш орқали ўтиш имкониятини яратди. Шунда K — киришга «I» логик қиймат берилса, C — киришга синхронловчи сигнал таъсир этганда триггерда қайта узатиш ҳужжат қилади ва система бошланғич ҳолатга қайтади. Агар I=K=1 бўлиб, $Q=0$, $Q=1$ бўлса ҳам, триггер $Q=1$ ва $Q=0$ ҳолатига ўтади. Бинобарин, I=K=1 бўлганда ҳамма вақт синхронловчи сигнал тугатгач, триггер қарама-қарши ҳолатга ўтади.

Шунинг билан триггерлар бир неча I ва K киришли қилиб амалга оширилади. Уларга қўшимча элементлар улаш учун балли рақамдан техникада ишлатиладиган турли JK-триггерлар ҳосил қилинади. Масалан, I ва K — киришлар бевосита туташтирилиб янги кириш ҳосил қи-



7.26-расс. Т (а) ва Д (б) триггерларнинг схемалари белгилашнинг.

лассе, Т — триггер, инвертор орқали туташтирилса, Д-триггер ҳосил бўлади. Уларнинг схемалари белгилашнинг 7.26-расмда кўрсатилган. Т — триггер савоқ триггери бўлса, Д-триггер кендиктрот триггери ҳисобланади.

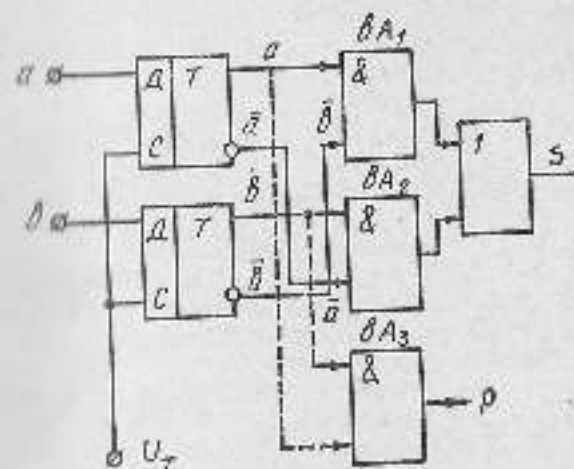
Д-триггерда $D=1$ бўлса, $1=1$ ва $K=0$; $D=0$ бўлса, $1=0$ ва $K=1$ бўлади. Шунинг учун $1=K=1$ ёки $1=K=0$ бўлиши мумкин эмас. Бу қаринглардаги руҳсат этилмайдиган қушланкилар комбинацияси бўлмаслигини кўрсатади.

7.13. Жамлагичлар

Маълумки барча математик амаллар (айириш, кўрайтириш, бўлиш, тригонометрик функцияларни ҳисоблаш ва бошқалар) ягона амал қўшиш амали билан амаллаштирилиши мумкин. ЭХМнинг бу амалини бажарадиган қурилмаси жамлагич (сумматор) деб аталади.

Қўш хонали (юқори разрядли) сонларни қўшадиган жамлагичлар бар бўлиши (бир разрядли) жамлагичлар тўпламичи таъсир қилади. Бир разрядли жамлагич қўшиш амалини бажарадиган логикӣ элементдан иборат бўлиб, бир разрядли сонлардан иккита ёки устунини жамлаш учун хизмат қилади.

Қўшганча бир разрядли жамлагичда амал бажариш икки асосли ҳисоблаш системаси бўлиши мумкин бўлади. Уни икки модули бўлиши жамлагич дейилади. Унинг ишлагичини қўйиладиганча ушбу таъсир мумкин. Мисол учун 5 ва 7 сонларини қўшиш керак. (7.3) формулага биноан улар 0101 ва 0111 қўришида таъсирланади. Уларни



7.27-расс. Икки модули бир разрядли жамлагич.

қўшини кичик разряд (охириги устун) дан бошланади. Унда $1+1=2$ эҳас, баяки $1+1=0$ бўлиб, 1 бир хона олдинга (оддинг разрядга) кўчирилади, яъни $S_0=0$, $P_0=1$. Шунга асосан, иккинчи устун қўшилганда $S_1=0$, $P_1=1$, учинчи устундан $S_2=1$, $P_2=1$, қўришичи устундан $S_3=1$, $P_3=0$ ҳосил бўлади. Демак, $12+1100$ га тенг бўлади.

7.27-расмда бир разрядли жамлагичнинг таркибий схемаси кўрсатилган. Унда Д-триггерларнинг Д-киришига А ва В сонларининг тегишли разрядлари (ҳадлари) таъсир этади. Улар С киришга бериладиган синхронловчи сигнал таъсир қилади. Демак, бир разрядли жамлагич.

Фараз қилайлик $A=0$ ва $B=0$ бўлсин. Синхронловчи сигнал таъсир этганда улар Д-триггерларнинг ч-қилинда А ва $\bar{A}$ В ва В қўриқишда қайд этилади. Ин-тижада BA_1 логикӣ элементнинг киришига $A=0$ ва $B=1$ логикӣ сигнал таъсир этади ва чиқаш сигнали $AB=0$ га тенг бўлади. BA_2 логикӣ элементнинг киришига $\bar{A}=1$ ва $B=0$ бўлиб, чиқаш сигнали $AB=0$ га тенг бўлади. Улар бир вақтда ЕКИ логикӣ элементнинг киришига берилгани учун чиқашда $S=AB+\bar{A}B+\bar{A}B=0$ логикӣдан А ва В сонларининг йиғиндиси ҳосил бўлади.

Агар $A=1$, $B=0$ бўлса, BA_1 мантиқий элементининг чиққиш кучлангани $AB=1$ га, BA_2 мантиқий элементиники эса, $AB=0$ га тенг бўлади. Шунингдек ЕКИ мантиқий элементдан олинмаган чиққиш кучлангани $S=1$ га тенг бўлади. Худди шу тартибда A ва B сонларнинг бошқа разрядлари ҳам жамланиб бериши.

Қўш разрядли жамлагичлар кетма-кет ва параллел турларга ажратилади. Кетма-кет жамлагичда кириш сонлари ташкил этувчи бир разрядли жамлагичларнинг киришларига коддан кетма-кетликда кичик разряддан бошлаб таъсир эттирилади. Шунинг учун чиққишдан олдиндаги йилинда ҳам код кетма-кетликда ҳосил бўлади. Унда бириктириш синхронловчи импульс таъсиринда бириктириш разрядли сонлар, иккинчи амалда таъсиринда иккинчи разрядли сонлар ва ҳ.к. қўшилиб боради.

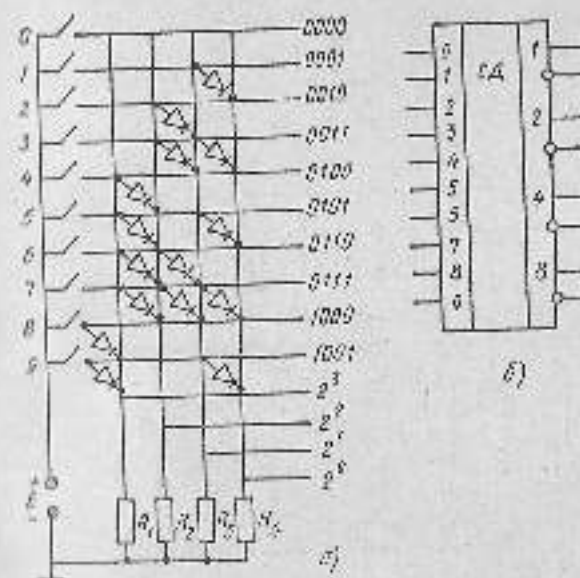
Кетма-кет жамлагичнинг айвазлиги мантиқий элементлар сонининг ол бўлиши бўлса, қамчилик — тезкорлигининг қисқичлигидир.

Қўш разрядли жамлагичнинг айвазлиги схемасини қўйиш асосан A ва B сонларнинг қарча разрядлари бўлиши бир вақтда бажарилади. Ташкил этувчи ҳар бир разрядли жамлагич сонларининг ҳар ҳақ разрядли қўйиши. Ушбу чиққишдан икки ҳақ йилинда олдинда сигнал йилиндиси ва юқори разрядга қўйириш сигнал ($P=AB=1$ бўғишда). Юқори разрядга ўтказиш сигнални ҳосил қилувчи схема *оролуқ жамлагич* — *оролуқ жамлагич* деб аталади. У бир разрядли жамлагич схемасига училли BA_1 мантиқий элементни кириш билан ҳосил қилади. 7.27-расмда у дустир чизик билан кўрсатилган BA_2 элементлар. Агар $A=1$ ва $B=1$ бўлса, BA_1 мантиқий элемент чиққишдаги сигнал $P=AB=1$ бўлади ва у сигнални билан қўра разрядга силжитади.

7.14. Шифратор ва дешифраторлар

Сигналнинг рақаман таъсир — коднинг бир турдан иккинчи турга айлантирувчи қуролма *код айлантирувчи* деб аталади. Унга шифратор ва дешифратор мисол бўлади.

Шифратор кириш сонларига мос рақамли кодни мантиқий амаллар бажаришдан сигналга айлантириб берса, дешифратор мантиқий элемент чиққишдаги сигнални кодга айлантириб беради. Масалан, ўғли сон



7.28-расм. Шифраторнинг айвазлиги схемаси (а) ва белгиси (б).

лар икки асосли ҳисоблаш системасига ва аксинчага айлантирилади. Шифратор ва дешифраторлар триггер билан содда мантиқий элементлар (BA , ЕКИ ва ИУК)нинг барор қўйишдан ташкил толади.

Демак, шифратор коддан (кодлар) бўлса, дешифратор (декодёр) сатқилиш турли ҳақ кодлари қўйишдан айлантириш ажратиб беришчи қўйилади.

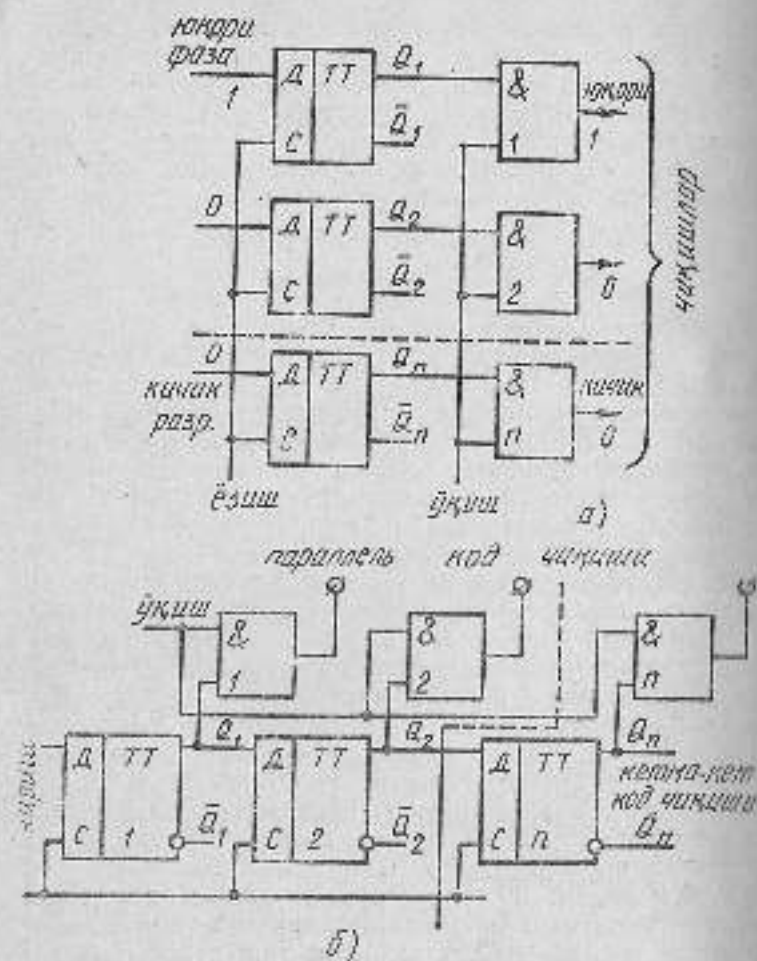
7.28-расмда шифраторнинг айвазлиги схемаси (а) ва белгисини (б) га мисол кўрсатилган. Унда ўғли сонларнинг код икки асосли сонлар системаси кодига айлантирилади. Голмаситан қатордаги ҳар бир дуол резисторлар билан бирга BA мантиқий элементни қўйиш қилади. Қ қўйишлардан қайси бири уланса, мос BA мантиқий элемент унга қўйиш қилади. Ўғли соннинг икки асосли кодга айлантирилади. Масалан, бешинчи қўйиш уланса (5 сон), 0101 горизонтал ўтказишга қўйиш берилади. Ўғли иккига дуол уланган. Чақ томондаги дуол уни 2^5 қўйишга (вертикал ишлага), ўғли томондаги дуол 2^6 қўйишга узади. (Уларнинг йилидаги 5 га тенг).



Регистар ЭХМнинг қисқаридаи бора бўлиб, рақамга солинадиган қабул қилин, хотирада сақлаш ва қайтариб бериш учун хизмат қилади. У триггерлар ва муштакки элементлари билан бирор тур услубида таъин қилинади. Ҳар бир триггер элементар хотира хоначага (ячейкаси) бўлиб қисқарилади. Икки асосли соҳибга ҳар бир разрядга ўз триггерига бўлилади. Шунинг учун регистарда қатнашадиган триггерларнинг сонга бўлидиган соннинг разряди билан белгиланади.

Биздангиз соннинг киритилиши ушунга қараб регистрлар параллель ва кетма-кет турларга ажратилган. Параллель регистрлар аниқлашчи тўловчи кетма-кет триггерлар эса, уш шикловчи, яъни бир ўликдан иккинчи ўликга кўчирувчи деб аталади. Параллель регистрлар рақамли сигналларни қабул қилиш, хотирада сақлаш ва ҳайтариб бериш хусусиятига эга бўлса, кетма-кет регистрлар, булардан таҳқиқчи, яъни сигнал кодиш ўзгартири (параллелдан кетма-кетга) ва шикловчи (ўтказиш), импульсларни санаб ва бошқа хусусиятларга эга.

7.30, а-расида D — триггерда тузилган параллель регистрнинг содда лангиритак таркибий схемаси кўрсатилган. Бошланғич вақтда барча триггерлар ноль ҳолатга келтирилади; $Q=0$. Шундан кейин ҳамма триггерларнинг киришига параллель кодга мос «0» ёки «1» мантиққа тўғри келадиган кучланиш таъсир этирилади. Агар С — киришга «1» мантиқли сигнал берилса, сигнал таъсир этса (ёзмага рухсат этилса), триггерларнинг тўғри чиқишда қиёш сигналга мос мантиқли кучланиш ҳосил бўлади. Масалан, рухсат этиш вақтида юқоридаги биринчи триггернинг (расида қаранг) чиқишдаги сигнал «1» мантиқли бўлгани учун у қайта улашиб чиқишга $Q=1$ сигнал ҳосил бўлади. Бу вақтда ёстки D — триггер киришда «0» бўлгани учун у қайта улави



7.30-схема. Паралель (а) и кетма-кет (б) регистрларнинг амаллаштирилган ташкилий схемаси.

пайди ва $Q_n = 0$ бўлади. Шу усулда триггерлар кириш сигналларини эслаб қоладилар ва қайта нолга келтириш сигналга таъсир этгунча ёки манба узилгунча хотирада сақлайдилар.

Ёзилган сигналнинг кодларини саноат ВА мантиқий элементлар ёрдамида жорий қилишда. Унинг биринчи кўришга триггер чиқишдан, иккинчиси — рухсат эту-

чи (синхронловчи) сигнал таъсир этган. Алар элементнинг иккинчи кўришдаги сигнал «1» мантиқий бўлса, унинг чиқишда 1 ҳосил бўлади, ахс ҳолда эса, у нолга тенг.

Шунинг билан керакки, регисторга ёзилган сигнални тескари кодда ҳам санамо (ўқиш) мумкин. Бунинг учун сигнал ВА мантиқий элементнинг киринига триггернинг инверсирован $\bar{Q}$ чиқишидан берилгани керак.

Амалла регистрнинг кетма-кет схемасидан кўпроқ фойдаланилади. Унда триггерлар ўзаро кетма-кет уланади (7.30, б-рису). Унда ҳам бошланғич вақтда триггерлар нолга ҳолатга келтирилиши: $Q=0$. Шундан кейин биринчи триггернинг D — кўришга 0 ёки 1 мантиқий сигнал, C — кўришга эса, рухсат этуви сигнал таъсир эттирилади. Масалан, D — кўришга «1» мантиқий сигнал таъсир этса, рухсат этиш сигнал мавжудлигида у триггерга ёзилади ва рухсат этиш тугатилганда маълум кетма-кет билан $Q_1=1$ пайдо бўлади. Бунда бошқа биринчи триггерларнинг чиқишда «0» мантиқ бўлади, чунки уларнинг киришларидан мантиқ 0 га тенг. Шавбатдаги рухсат этуви (синхронловчи) сигнал таъсир этган, биринчи триггернинг чиқишдаги сигнал иккинчи триггерга ёзилади. Бундан кейинги триггерларнинг ҳолати ўзгармайди ($Q=0$). Лекин биринчи триггерга кўришга таъсир этган сигнал ёзилиши керак (0 ёки 1). Кўришга эла ҳолда у 0 га тенг. У иккинчи синхронловчи сигнал таъсир тугатилганда, триггер чиқишда пайдо бўлади. У иккинчи синхронловчи сигнал тугатилганда, унинг триггернинг чиқишда «1» мантиқий сигнал пайдо бўлади. У иккинчи триггердан кўчирилган бўлади. Иккинчи триггернинг чиқишда эса, биринчи триггердан кўчирилган сигналга мос «0» мантиқий сигнал ҳосил бўлади. Биринчи триггернинг чиқишдаги сигнал эса, унинг синхронловчи сигналга мос бўлади.

Шундай қилиб регисторда сигнални хотирага олиш учун триггерларга кетма-кет сигнални ёзиб бориш билан амалга оширилади. Регисторда триггерлар сон қанча бўлса, унга шунча разрядли сон ёзилади ва биринчи триггернинг C — кўришга синхронловчи сигнал берилгунча хотирада сақланади. Уларни параллель кодда чиқариб олиш учун ВА мантиқий элементнинг «ўқиш» киришга керакли марга «1» мантиқий сигнал берили керак. Кетма-кет кодда чиқариб олиш учун эса, биринчи триггернинг D — кўришга синхронловчи сигнал

берілады. У триггерларда ёзилган сигнални бирма-бир чапдан ўнгга қараб силжитиб (кўчириб) борадн. Агар бу вақтда D — киришга сигнал ҳам таъсир этса, у юқоридеги тартибда триггерларга ёзилиб боради.

Кетма-кет регисторнинг характерли белгиси шунки, унинг чиқишини кириши билан улаб қўйиш мумкин. Бунда чиқимдан олинадиган сигнал уикли киришга қайта узатилиб, даврий равишда қайта ёзилиш вужудга келади. Яъни бир марта ёзилган сигнал даврий равишда бутун система бўйича айланиб туради. Синхронловчи сигналнинг такрорланиш даврини ва триггерлар сонини ўзгартириб, сигналнинг регистор бўйича айланиш даврини бошқариш мумкин.

Параллель ва кетма-кет уланниш схемалари асосида регисторларнинг турли хиллари ҳосил қилинади. Уларда, масалан, ёзилган сигнални чапдан ўнгга ёки, аксича, ўнгдан чапга силжитиш, яъни 2 га кўлайитириш ёки бўлиш мумкин.

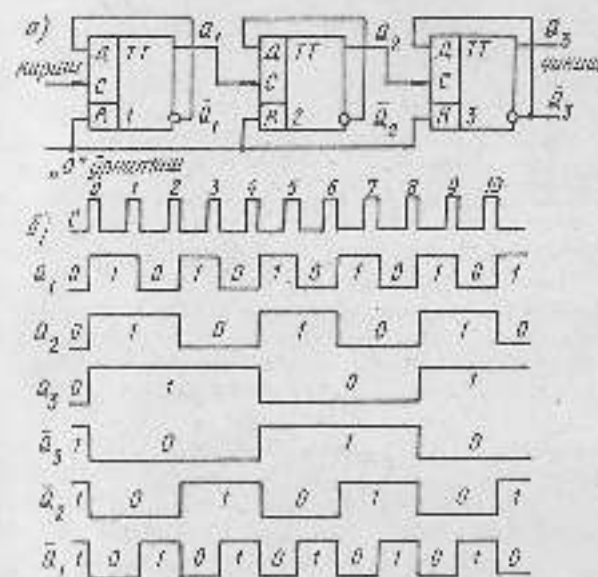
Регисторлар асосан D ва JK — триггерлар асосида яратилади. Микросхемали регисторларда уларнинг сонн 100 тадан орташи мумкин.

7.16. Ҳисоблагичлар

Ҳисоблагичлар (счётчик) рақамли ҳурилама бўлиб, киришга бериладиган импульсларни санаиш учун хизмат қилады. Функционал белгисига қараб улар жамловчи ва айирувчи ҳисоблагичларга ажратилади. Жамловчи ҳисоблагичда наубатдаги импульс унинг хотирасидаги сонни бир бирликка оширса, айирувчи ҳисоблагичда у бир бирликка камийтиради. Бундан ташқари ҳисоблагичлар бир вақтда ҳам жамловчи, ҳам айирувчи бўлиши мумкин. Уларни реверсив (қўймалоқ) ҳисоблагич деб атаилади.

Триггерларнинг (разрядларн) орасидаги боғланиш усулига қараб ҳисоблагичнинг схемалари безосита боғланишли, олаб ўтувчи зanjирли ва комбинацияланган турларга эга. Бундан ташқари, сигнал таъсир этирилиши усулига қараб улар кетма-кет, параллель ва аралаш турларга ажратилади.

7.31-расмда D — триггерда тузилган 3 разрядли безосита боғланишли кетма-кет ҳисоблагичнинг содда-лангиритилган таркибий схемаси кўрсатилган. Бошланғич вақтда уччала триггер полъ ҳолатга белгирилади



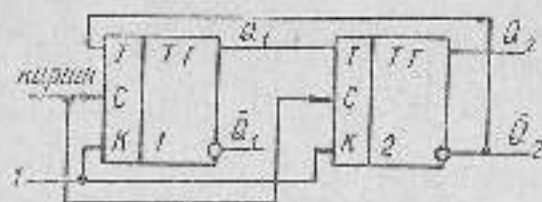
7.31-расм. Кетма-кет ҳисоблагичнинг таркибий схемаси (а) ва тайм-инг (б).

(Q=0, $\bar{Q}=1$). Агар киришга импульслар берала бошла-са, триггерлар унга мос кетма-кет қайта улашга боғлала-ди. Бунда I — триггернинг қайта ўлангнш даври иккита, II — триггерники — 4 га, III — триггерники — 8 га кириш импульсининг такрорланиш даврига тенг бўлади (7.31б-расм). Демак, ҳисоблагич кириш импульсларини 2ⁿ тартибда бўлиб (тақсимлаб) боради.

Агар боғланиш ҳолат (полъ ўрнатниш) да ҳисоблагичда 2 асосда тўғри чиқишга 111 сон, инверс чиқи-шга — 000 сон ёзилган бўлса, у ўзли асосда тўғри чи-қишда 7 сонга, инверс чиқишда эса, 0 сонга тўғри келади.

Санаиладиган баричи импульс таъсирида I триггер қайта ўланади ва ҳисоблагичнинг тўғри чиқишда 110, инверс чиқишда 001 сон ёзилади. У тўғри чиқишда ўнан асосда 6 сонга, инверс чиқиш бўйича эса, 1 сонга тўғри келади.

Киришдаги еккинчи импульс таъсир тулагач, ҳисоблагич чиқишларида 101 (5) ва 010 (2) сонлар ҳосил бўлади. Бу тўғри чиқиш бўйича ҳисоблагич айирувчи,



7.32-расм. Параллел ҳисоблагичнинг тартибый схемаси.

кисере чиқиш бўйича эса, мамлаоачи бўлишдан кўрсатди. Кириндаги 8-импульс таъсир тугаган, ёни даври тугайдан ва қурилма бошлангич ҳолатга ўтади.

Кетма-кет схемда рақамлар кетма-кет бир триггердан экинчисига албб ўтилган, учун ҳисоблагичнинг тежоватли жуда кичик бўлади. Ушбу қутилани учун унинг парадель схемасидан фойдаланилади. 7.32-расмда ИК — триггерда йиғилган 2 рақадли ҳисоблагичнинг соддашасирилган таркибий схемаси кўрсатилган. Бошлангич вақтда триггерлар ноль ҳолатда бўлиб ($Q_1 = Q_2 = 0$), ўзаро туташтирилган К — кичишларга бир хил «1» мансикли кучланиш бериб қўйилади. 1 — триггернинг 1-хирашик Q_1 чиқинта уланган бўлгани учун «1» мансикли кучланиш таъсир этади.

Агар С — кичишга 1 импульс таъсир этса, 1 триггер қайта улашиб чиқиш кучланиши $Q_1 = 1$ бўлади. Буода иккинчи триггернинг 1-хирашдаги кучланиш «1» мансикли бўлиб қолади. Лекин бошлангич пайтда унда «0» мансикли кучланиш бўлгани учун у қайта уланхайди ва $Q_2 = 0$ ҳолат сақланади ($Q_2 = 1$). Шунга кўра 1 импульс тугатилганда ҳисоблагичга 01 сон ёзилган бўлади.

Иккинчи импульс таъсир этган вақтда экинчи триггернинг 1 ва К кичишларига «1» мансикли соғнал бўлади. Шунинг учун 11 импульснинг тугатил билан иккала триггер қайта уланшиб, уларнинг тўғри чиқишларига $Q_2 = 1$ ва $Q_1 = 0$ мансикли соғнал ҳосил бўлади, яъни ҳисоблагичга 10 сон ёзилади. У ўқили система бўйича 2 сонига тўғри қолади. Буода триггерларнинг 1-хирашларига «0» мансикли кучланиш уланган бўлади.

Шундай қилиб, ҳисоблагичда биринчи кирин импульсдан кейин 01, иккинчи импульсдан кейин — 10, учинчи импульсдан кейин 00 сонлар ёзилади. Яъни учта

кирин импульсдан кейин ҳисоблагич бошлангич ҳолатга қайтади.

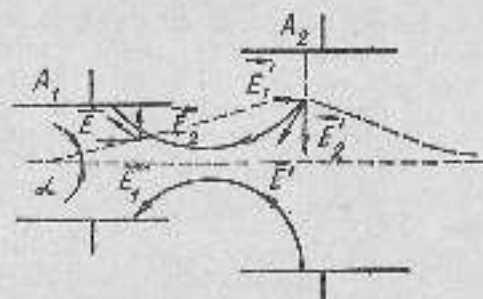
Ушунан олганда барча ҳисоблагичлар мураккаб схематга эга бўлади. Мақсадга қараб унинг таркибиди турли хил мансикли элементлар қатлашди. Буодан ташқари, ҳисоблагичлар фақат икки асосли ҳисоблаш системасидангина эмас, балки яхтиёрий асосли қилиб ишлатилиш мумкин. Масалан, ўн асосли ҳисоблагич икки-ўқили асосли ишлайдиган ҳисоблагичлар декадасидан (ўқилидан) ташкил толади. Ушунинг асоти бўлиши билан сонларнинг иқори рақадли билан белгиланади. Ҳар бир декада 0 дан 10 гача сонларни икки-ўқили код асосидан синайди. Учунчи импульс таъсир тугаган, ҳисоблагич декадаларда бошлангич ҳолат тикланади.

7.17. Информационни акс эттириш қурилмалари. Электрон — нузли трубка

Информационни акс эттириш деганда содир бўлаётган воқеаликни одам қабул қила оладиган товуш ёки кўра кўринадиган қилиб ифодалан тушунилди. Шунга кўра информацияни акс эттириш қурилмаси электр сигнални товуш ёки кўринадиган сигналларга айлантириб берадиган қурилмадир. Уларга турли хилдаги қийд қилиш қурилмалари — индикаторлар мисол бўлади. Ҳозирги вақтда информацияни кўра кўриладиган қилиб акс эттирадиган индикаторлардан ант кўп тапқалгани ярим ўтказгичли, суюқ кристалли индикаторлар ва электрон нузли трубкалардир. Улар нузлиланганини рақамлилик, тежамкорлиги, информацияни сақлаш ҳажми, интеграл микросхемасин билан барика олиш қобилияти ваби қатор хусусиятлар билан характерланади.

Универсал ва эаг кўп тарқалган қийд қилиш қурилмаси — электрон-нузли трубкадир. У таъсирли электр тебранишларига ва аксикча, электр сигналларини таъсирга айлантириш учун хизмат қилади. ЭХМнинг электрон — нузли трубкаси динсиз деб аталади ва рақамли коддаги сигнални жадрал, график ва ёзув кўриқилидаги таъсирга айлантириш учун хизмат қилади.

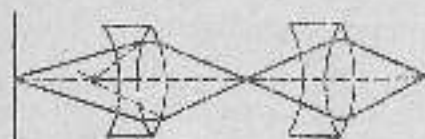
Электрон — нузли трубка электронвакуум исбоб бўлиб, ишлатили фокусланган (дастага йиғилган) интичка электрон — кўр дастасини ҳосил қилиш ва бошқаришга асослангандир.



7.35-расм. Анодлар системаси оралида электрон нурининг фокуслланиши.

аноддан баринон анодга томон бўлган), майдон қўпланганлиги биринчи анод қисмида иккинчи анодга қараган катта бўлади. Шунинг учун майдон қўпланганлиги векторанинг $\vec{E}_1$ бўйлама ташқил этувчиси 1 анод оралигида электронга трубка ўқи бўйича таъсир этувчи, $\vec{E}_2$ қўндалдоғ ташқил этувчиси эса, ўққа томон қўсувчи қўл билан таъсир этади (7.35-расм). Лекин электронлар иккинчи анод оралигига тушганда ҳолат ўзгаради. Бунда $\vec{E}'$ майдон қўпланганлигининг $\vec{E}_1'$ бўйлама ташқил этувчиси электронларнинг ўқ бўйича таъсирини билан ҳаракетланганига сабаб бўлса, $\vec{E}_2'$ қўндалдоғ таъсир этувчиси электронларни трубка ўқидан четлашқини (узоқлашқини) сабаб бўлади. Шунга қўра биринчи анод соҳасида электронларнинг тўплангани ҳосил бўлса, иккинчи анод соҳасида уларнинг сепилиши бўжудга келади.

Электрон — пушка электродлари орасидаги электр майдон таъсирини оптик линзалар тўпламидан ёрувлик нури ўтишда кузатиладиган жараёндан билан аниқлаштириш мумкин. Бироқ ҳақиқат у қўшалоқ линзаларда



7.36-расм. Электрон линзалар системасининг оптик аналогияси.

ҳосил бўладиган жараёнларга мос келад (7.36-расм). Шунинг учун ушунга электрон линза деб аталади. Унинг биринчи қисми биринчи анод билан бошқарувчи электрод ора-

сида, иккинчи қисми эса, анодлар системаси орасида ҳосил бўлади. Бунда линзаларнинг нурида тўпланиш ҳусусияти, соқил ҳусусиятидан кучли бўлиши керак. Унга трубка электродларининг шаклини танлаш ва улардаги қўндалдоғи бошқарилиши бўли билан эришилади. Шунинг учун электронлар оқими бу линзалар тўпламидан ўтганда илтимаси электро — нури дастасига айланади. У бошқарувчи пластинкалар ёрдамида бошқарилади.

Бошқарувчи пластинкалар системаси параллел пластинкалардан иборат бўлиб, эски конденсаторларга таъсир этади. Улардан бирининг электр майдони электрон нури вертикал, иккинчиси эса, горизонтал текислик бўйича етказилади. Иккала пластинкалар системаси орасида электр майдон мавжуд бўлганда эса, электрон — нури фазода мавжуд ҳолатни эскаллайди.

Вертикал текислик бўйича жойлашган пластинкалар системасининг электр майдон қўпланганлиги вектори горизонтал текислик бўйича бўлишидан бўлади. Шунинг учун у нури горизонтал текислик бўйича яқинида ва горизонтал оёқларини пластинкалар (XX) деб аталади. Горизонтал текисликда бўлган пластинкалар системаси эса, нури вертикал текислик бўйича яқинида ва вертикал оёқларини пластинкалар (YY) деб аталади.

Бошқарувчи пластинкалар системасидан ўтган, электрон — нури трубканинг кенгайтирилган қисмида ҳаракат қилади ва бўйини охири экранда тутади. Экраннинг ички қисмига люминофор модала, яъни электрон оқими уриланганда ёрувлик нури чиқариладиган модала суртилган бўлади. Электрон-нури экранга урилганда люминофорда уйғош ҳосил бўлади ва экранда ёратилган доғ бўжудга келади. Бошқарувчи пластинкалар системасининг потенциалли ўзгариши билан бу доғ экран бўйича ҳаракатга келади.

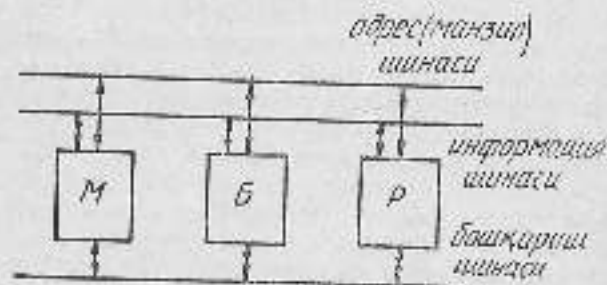
Шунинг айтиши керакки, электрон-нури экранга урилганда люминофордан текислашчи электронлар уриб чиқарилади. Уларни тўтиб олиш учун трубканинг кенгайтирилган қисмининг ёни сиртига утқазилган модала суртилиб, қатлам ҳосил қилинади ва унга мусбат потенциал берилади. Ушунга экранга деб аталади.

Экранда кузатиладиган ёруғ доғнинг диаметри ва траекторияси кенглиги электрон — нурининг фокуслланиш даражасига, рақамлиги эса, вақт бирлиги ичида экранга урилганда электронлар сон ва таъсирига боғлиқ. Ёруғлик доғининг рақамлиги бошқарувчи

электрод билан иккинчи анод қўядиларини ўзгартириш йўли билан ботиқарилади. Лекин бу пурининг фокусла-ниш даражасига таъсир этади. Шунинг учун кўриш фо-куслаш ва экрандаги ёрув доғининг равшанлигини бош-қариш ўзаро боғлиқ мураккаб жараёнлар. Амалий жиҳатдан бу боғлашни мақсадга мувофиқ эмас. Шунинг учун уларни бир-биридан ажратини мақсадда грубока янги яна қўшимча бошқарини органлари (элементлари) киритилади.

7.18. Микропроцессорлар

Микропроцессор дастур (программа) асосида бошқариладиган қўрилма бўлиб, бир ёки бир неча микросхе-мадан ташкил тонади ва рақамли информации қайта ишлаш, бошқарини ва бошқалар учун хизмат қилади. У жатта интеграл схема (КИС) асосида яратилади. Микропроцессорини асосий қисмлари арифметик—мантиқ қўрилмаси, бошқарини қўрилмаси, ички регис-торлар (ички хотира) тўламини, шина ва асбоблар (аппаратуралар) дан иборат (7.37-расм).



7.37-расм. Микропроцессорини таркибий схемаси:
М — арифметик мантиқ қўрилмаси, Б — бошқарини қўрилмаси, Р — регисторлар тўламини.

Арифметик — мантиқ қўрилмаси ички асосий ҳисоб-лаш усулида ишлайди ва оддий арифметик қўшим, айирини, солиштирини, сўлжатиш амалларида ташқари мантиқий қўшим (ЕКН), логикий қўйитириш (ВЛ) ва бошқаларни жорий қилади.

Арифметик мантиқий қўрилмаси ички модулли жам-лашадан, дешифратордан, сўлжатиш регисторидан, бош-лаини маълумотларни сақлайдиган регисторлардан ва бошқа элементлардан ташкил тонади.

Бошқарини қўрилмаси арифметик мантиқ қўрил-маси ва бошқа элементларни бошқарини учун хизмат қилади. У хотирадан микропроцессорини элементига келадиган буйруқларни ички асосий сигналга айланти-риб боради. Бошқарини қўрилмаси синхронлашчи сигнал генератори билан туташган бўлиб, буйруқларни вақт бўйича кетма-кет бажариладигани ташкиллади.

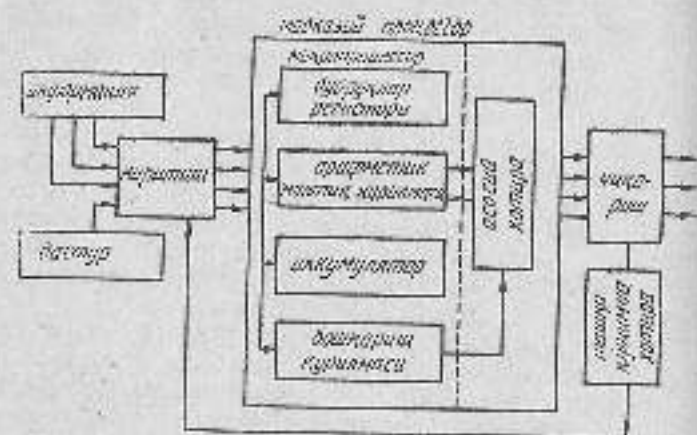
Ички регисторлар тўламини микропроцессорини ўта тез ишлайдиган хотирасини ташкил этади. У махсус ва умумий тартибда ишлайдиган регисторларга ажратила-ди. Махсус регисторга информация тўловчи регистор, адреслар (манзил) регистори, ҳолатлар регистори ва бошқалар кириди. Умумий тартибда ишлайдиган регис-тор дастурда кўрсатилган амалларни бажаришда ҳосил бўладиган оралиқ натижалар, адреслар ва буйруқлар-ни хотирада вақтинча тутиб туриш учун хизмат қи-лади.

Регисторлар ўзаро ва бошқа қўрилмалар билан ши-налар ёрдамида туташтирилади. Шина микропроцессор-ини ички ва ташқи қўрилмаларини туташтирувчи ўт-казгичлар тўламини. Тўламидаги ўтказгичлар сон-и бир вақтда узатиладиган информациининг разрядига тенг бўлади.

Шиналар асосан уч турга ажратилади: информация шинаси, адреслар шинаси ва бошқарини шинаси. Қўп микро ЭХМларда 16 разрядли адреслар бўлгани учун унинг шинаси 16 та сымдан ташкил тонади. Шунга ўх-шаш бошқарини шинаси 4-8 та, информация шинаси 8—12 сымдан ташкил тонади.

Шиналар, асосан, ички йўналишли бўлади, чунки ҳар бир функционал қисмга сигнал ҳам киритилади, ҳам чиқариб олинлади. Бу ишламаётган қўрилманин-г шинага таъсирини йўқоташ чораси қўрилиши керакли-гини кўрсатади. Бунинг учун дешифраторлар ва махсус мословчи электрон калитлардан фойдаланилади. (ЭХМ-ларини фақат доимий хотира қўрилмаларида бир то-монлама йўналган шиналар ишлатилади).

Микропроцессорини ўзи хустиқия қўрилма сифатида ишлатилимайди. Унинг бир бугун қўрилма сифатида ишлаш учун ташқи хотира қўрилмаси, информация



7.38-расм. Микро ЭХМ-нинг тарихий схемаси.

критиш ва чиқарил қурилмаси, ток манбаи ва бошқалар зарур. Шунинг учун айтилган қурилмалар билан бирликти микропроцессорлар системаси ишлаб чиқарилади. Уларнинг барчаси битта ёки бир неча катта интеграл микросхема кристалда бириктиган бўлади ва бу ташқи ҳат экин қурилмаси, диний қаб қурилмалар билан туташтирилади мумкин.

Микропроцессорлар системаси микро ЭХМ ларнинг ташқи ташқи қилади. 7.38-расмда микро ЭХМ-нинг содда шартли тарихий схемаси кўрсатилган.

Микропроцессорлар системаси дастурли бошқариладиган дастурлар (станокларда, алик техникасида, ўқув техникасида ва бошқа жуда кўп фан ва ҳўжалик объектларида ҳат қўлланилади.

АДАБИЕТЛАР

1. Н. Манн — Основы радиотехники, М., «Связь», 1976.
2. А. Н. Малахов, Н. Н. Зайцев — Курс электротехники и радиотехники, М., «Наука», 1973.
3. В. Н. Ушаков — Основы радиотехники и радиотехнических устройств, М., Высшая школа, 1976.
4. Н. Н. Сивакин — Основы теории транзистора и транзисторных схем, М., «Связь», 1977.
5. Н. Т. Долова, Н. Н. Чирков, В. Г. Яков — Электронные цепи автоматизированного и импульсного действия, К., «ВНШ» шк., 1979.
6. В. М. Баркин, В. К. Жоганов — Радиотехнические устройства, М., «Связь», 1979.
7. Н. Попова — Усилительные устройства, М., «Связь», 1975.
8. А. Г. Морозов — Электротехника, электроника и импульсная техника, М., «Высшая школа», 1987.
9. Н. Писарев — Радиосвязные цепи и устройства, М., «Высшая школа», 1988.
10. В. С. Шинков, Ю. М. Колодяжский — Основы радиотехники, М., «Связь и связь», 1983.
11. В. С. Шинков — Радиотехника и электроника, «Питер», 1998.
12. Н. Н. Жеребцов, Основы электротехники, «Энергостроитель», 1989.
13. В. Г. Гурьевский — Основы электротехники и микроэлектроники, М., «Связь», 1989.
14. В. А. Баркин, Н. Г. Жоганов — Электронные цепи и устройства, М., «Высшая школа», 1989.

МУНДАРИЖА

Сўз боши
Китоби
I боб. Сигналар
II боб. Чизикли занжирлар
III боб. Ярим ўтказгичли асбоблар
IV боб. Чизикли бўлмаган пассив системалар
V боб. Актив чизикли бўлмаган системалар
VI боб. Электр сигнал генераторлари
VII боб. Рақамли ҳуриятларнинг асосий схемалари
Адабиётлар

критан
лар зару
биргалик
рилад.
интеран
ка там
лар биче
Микр
ногизки
содаси
Микр
диган д
ўламш
дик ёвна

ХАБИБУЛЛО НЕЪМАТОВ
ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Издательство «Фантасма» — 1993, 701 стр., Ташкент, Наклад, 30

Кутань мухтарини Ш. Саидматрора
Билань мухтарини М. Гудова
Тининь мухтарини А. Ахмедови, Худайбердиови М.
Мухоматови К. Мухоматови

[illegible]

*События произошли, конечно, раньше, в 1908 г. (Воскресенский, *там же*, 20). Никто же не знает, что это за события.

Ғайкистин Республикаси Дамлаи вилояти, қўрағачи ширардон Тонкати
 Ҳафтаи қишқирини, Ҳафтаи, 750129, Нисони қўрағачи, 10.

100-949

100-949