

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА АСОСЛАРИ

*Ўзбекистон Республикаси Олий ва ўрта
махсус таълим вазирлиги университетлар ва
техник олийгоҳларнинг нознергетик
факультетлари талабалари учун ўқув қўлланма
сифатида тавсия этган*

Муҳаррир — Қ. АЗИМОВ

Нигматов Х.

- Н-34 Радиоэлектроника асослари: Ун-тлар ва техник олийгоҳларнинг нознергетик фак. талабалари учун ўқув қўлл. — Т.: Ўзбекистон, 1994.—368 б.
ISBN 5-640-01629-9

Ушбу ўқув қўлланмаси университетларнинг физика ва астрономия му- тахассисликлари бўйича шуғулланаётган талабалар учун мўлжалланган. «Радиоэлектроника асослари» курсининг дастури асосида яратилган. Унда чизиқли ва чизиқли бўлмаган электр занжирлари, уларнинг элемент- лари, хусусият ва характеристикалари; электрон асбобларнинг характе- ристика ва параметрлари; электр сигналларини кучайтириш ва ҳосил қилиш масалаларининг физик хусусиятлари; интеграл микросхема ва уларнинг элементлари, рақамли ҳисоблаш техникасига доир мантиқий амаллар, мантиқий схемалар ва қурилмалар ҳақида маълумот ва бошқа- лар келтирилган.

Қўлланма университетлар физика факультетининг миллий гуруҳларида шуғулланаётган талабалар учун мўлжалланган. Ундан университетлар- нинг география, геология факультетлари ва техника олий ўқув юртлари- нинг талабалари ҳам фойдаланишлари мумкин.

Неъматов Х. Основы радиоэлектроники.

ББК 32я73

№ 601—93

Навоий номли Ўзбекистон Рес- публикаси давлат кутубхонаси

Н $\frac{2302000000-100}{M(351(04)-94)} 10-94$

© «ЎЗБЕКИСТОН» нашриёти, 1994 йил.

Сўз боши

«Радиоэлектроника асослари» курси университетларнинг физика ихтисослиги бўйича билим олаётган талабалар учун асосий фанлардан биридир. Ушбу қўлланмада келтирилган материал баёнида чизиқли ва чизиқли бўлмаган электр занжирлари назарияси, электр сигналлари, электрон кучайтиргичлар каби курсларда келтириладиган материалларга ўхшашлик мавжуд. Лекин бу ўхшашлик шартлидир. Чунки бу курсларда келтириладиган материал қўлланиш соҳаси талаблари асосида тузилади ва келтирилган назарий қисм шу соҳа учун зарур бўлган техникавий ечимлар билан мустаҳкамланади. Тавсия 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 онгли фойдалана олиш имконини яратиши керак. Қўлланмада радиоэлектрон қурилманинг элементлари, тўпламлари ва айрим таркибий қисм — блокларидаги жараёнларнинг физик моҳиятини тавсифлашга, схемаларнинг яратилишида элементларнинг киритилиш кетма-кетлигини тушунтиришга ҳаракат қилинди. Материални баён қилишда дастурда назарда тутилган сигналнинг чизиқли ва чизиқли бўлмаган занжирлардан ўтиш кетма-кетлиги сақланган. Лекин бу кетма-кетлик сигналларнинг радиоқурилмалардан ўтишдаги ўзгариш кетма-кетлиги эмас, балки

асос қилиб олинган физик ҳодисалар кетма-кетлигидир, холос.

Мазкур қўлланманинг яратилишида МДУ профессорлари И. В. Потемкин ва И. В. Иванов, ТошДУ профессори А. Т. Мирзаев ва доцент Э. О. Соатов, ТЭАИ доценти О. А. Абдуазизов катта ҳисса қўшдилар. Муаллиф фойдали маслаҳат ва кўрсатмалари учун уларга ва қўлланмани нашрга тайёрлашда қатнашган барча ўртоқларга миннатдорчилик билдиришни ўзининг бурчи деб ҳисоблайди.

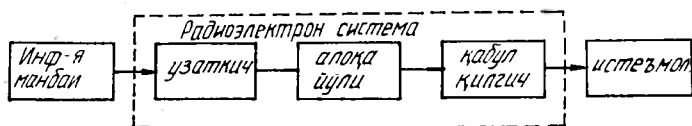
Тавсия қилинаётган қўлланма радиоэлектроникага доир ўзбек тилида яратилган қўлланмаларнинг биринчилари қаторига кирганлиги учун баъзи камчиликлардан ҳоли деб бўлмайди. Шу боисдан бу китоб ҳақидаги танқидий факр ва мулоҳазаларни муаллиф миннатдорчилик билан қабул қилади.

Муаллиф

Кириш

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

Радиотехник жараёнлар 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. Шунга кўра информация системасининг асосий қисмини узаткич, алоқа йўли (алоқа муҳити) ва қабул қилгич ташкил қилади (1-расм). Улар биргаликда алоқа системаси ёки радио-электрон система деб аталади.



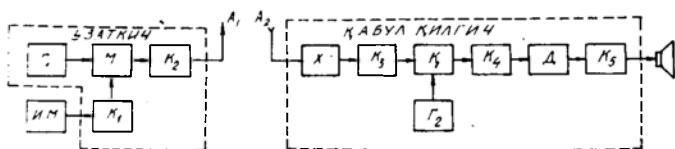
1-расм. Радио — информация системаси.

Узаткич жўнатиладиган маълумотни радиосигналга айлантириб берадиган, қабул қилгич — радиосигналдан бошланғич маълумотни тиклайдиган қурилмадир. Алоқа йўли узаткич ва қабул қилгич қурилмаларни ўзаро боғловчи муҳит бўлиб ё эркин фазо, ёки махсус техник қурилма (параллель ўтказгичлар, кабель, нуртола ва бошқалар) ни ташкил қилади.

Информация манбаидан олинadиган ноэлектр табиатли тебранишлар электр тебранишларга айлантирил-

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

Истеъмолчи қурилмада информация манбаидан олинган тебранишларнинг бошланғич ҳолати (товуш, тасвир ва бошқалар) тикланади.



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

Радиоинформация системасининг иши 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 тебранишлар ёрдамида узоқ масофага узатиш масалаларини ҳал қилиш билан чегараланмайди. Радиотехник усулларнинг кўплиги ва қулайлиги улардан фан, техника, ишлаб чиқариш ва халқ хўжалигининг кўпгина тармоқларида кенг фойдаланиш 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 шуғулланмайди. Шунга кўра у электромагнит тебранишлар 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 тезликда содир бўладиган жараёнларни қайд қилувчи ва ўлчовчи электрон асбоблар ҳам кирази.

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

Ї б о б. СИГНАЛЛАР

Ї.Ї. Электр сигнали ва унинг турлари

Воқеа, ҳодиса ёки нарсa (предмет) ҳақидаги маълумот — ахборотни ташувчи ҳарқандай физик катталики *сигнал* деб аталади. Ахборотлар турли хил бўлиши мумкин. Масалан, одамнинг товуши, мусиқа садоси, тасвирлар, космик нурланишлар ва бошқалар. Радио-электрон қурилмалар уларни электр токи, кучланиши ёки қуввати кўринишида ифодаланадиган электр тебранишларига айлантириб боради. Шунга кўра бундай тебранишлар ифодалаш сигнали — *видеосигналлар* деб аталади. Видеосигналлар бевосита ёки юқори частотали тебранишга айлантирилгач (модуляциялангач), узатилиши мумкин. Юқори частотали модуляцияланган сигналлар — *радиосигнал*, қолганлари эса, *бошқарувчи сигнал* дейилади.

Шуни 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 қонунини — функцияси аниқ бўлиб, ҳеч қандай ахборотга эга эмас. Демак, сигнал вақт бўйича тасодифий қонун бўйича ўзгарадиган функция орқали ифодаланадиган катталиқдир.

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

Ўзгариши вақт бўйича аналитик функция кўринишида ифодаланиши мумкин бўлган сигналлар *аналитик* — *аниқланган сигнал* деб, акс ҳолда эса, *тасодифий сигнал* деб юритилади. Аниқланган сигналларга ток кучи, кучланиш, электр заряди ва бошқаларнинг гармоник ёки импульс кўринишидаги ўзгариши мисол бўлади. Чунки бунда уларнинг шакли, катталиги вақт бўйича аниқ қонун бўйича ўзгаради. Нутқ, мусиқа, телеграф белгилари ва бошқаларни ифодалайдиган электр тебранишлари тасодифий сигналлардир.

Сигналлар даврий ва даврий эмас — узлукли булади. Агар сигналнинг $f(t) = f(t + mT)$ функцияси $-\infty < \leq t \leq \infty$ оралиқда узлуксиз ўзгарса (T — давр, m — ихтиёрий бутун сон), бундай сигнал *даврий сигнал* дейилади, акс ҳолда, у даврий бўлмайди. Соф гармоник қонун бўйича ўзгарадиган аниқланган сигнал *монохроматик сигнал* деб аталади.

Сигналлар *узлуксиз* — қиёсий ва *узлукли* — дискрет сигналларга бўлинади. Қиёсий сигналларга микрофонга нутқ таъсир этган вақтда ҳосил бўладиган токнинг узлуксиз ўзгаришини, дискрет сигналга эса, маълум вақт оралиқларида узатиладиган импульслар кетма-кетлигини кўрсатиш мумкин.

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

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

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

Сигнал оний қувватининг энг катта қийматини унинг энг кичик қийматига нисбати *динамик диапазон* дейилади. Учинчи параметр спектр кенглиги — сигналнинг ўзгариш тезлигини характерловчи катталикдир. У сигнал ташкил этувчиларининг частотага боғлиқ ўзгаришни ифодалайдиган спектрал функция деган катталикдан аниқланади. Спектр кенглиги сигнал узатиладиган занжирнинг ўтказиш полосасини танлаш учун хизмат қилади.

Сигнал реал радиоэлектрон қурилмадан ўтишда албатта ўзгаришга учрайди. Натижада қурилманинг чиқишидан олинган ахборот бошланғич қийматидан фарқ қилади. Бунинг сабаби, бир томондан, радиоэлектрон қурилма киритадиган бузилишлар бўлса, иккинчи томондан, сигналга бўлган зарарли таъсирлардир. Фойдали сигналга қўшилиб унинг қабул қилинишини қи-

йинлаштирадиган ҳар қандай зарарли таъсир *ҳалақит* деб аталади.

Ҳалақитга қўшни радиостанцияларнинг таъсири, атмосферадаги электр жараёнлари (чақмоқ), саноат ва транспорт электр тармоқларидаги ток кучининг кескин ўзгаришлари, радиоэлектрон қурилма элементларидаги ток кучи ва кучланишнинг ўртача қийматдан четлашиши — флюктуациялар киради.

Флюктуациялардан ҳосил бўладиган ҳалақитлар тасодифий функциялар орқали ифодаланади ва эҳтимоллик назарияси усуллари (тақсимот функцияси, корреляция функцияси, дисперсия ва бошқалар) орқали текширилади.

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

1.2. Сигнал спектри. Спектрал диаграммалар

Умуман олганда барча электр тебранишларининг асосий параметрлари тасодифий қонун бўйича ўзгаради. 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 ифодаланади ва аниқланган сигнал ҳисобланади. Аммо уларнинг математик ифодаси жуда мураккаб бўлиши мумкин. Шунинг учун аниқланган сигналларни ўрганишда ифодаловчи функциянинг маълум даражадаги аниқлик билан текширилаётган тебранишни акс эттирадиган содда ифодасини топиш талаб қилинади. Бошқача қилиб айтганда, тебраниши $y(t)$ функция орқали ифодаланса, бирор вақт оралиғида унга яқин бўлган тақрибий $f(t)$ функцияни танлаш лозим. Бунда $y(t)$ ва $f(t)$ функцияларнинг бир-бирига қанчалик яқин бўлиши уни баҳолаш усули билан белгиланади.

Кўпинча $y(t)$ функцияни чизиқли кўп ҳадлар йиғиндиси деб қаралади:

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

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

деб аталади. Агар функциянинг базис системаси маълум бўлса, $y(t)$ тебраниш C_1 коэффициентлар орқали тўлиқ характерланади. У $y(t)$ тебранишнинг спектри деб аталади. C_1 коэффициентларни аниқлаш $\varphi_i(t)$ функция қандай танланганлигига боғлиқ. Агар у ихтиёрий бўлса, C_1 ни ҳисоблаш жуда қийин бўлади. Шунинг учун кўпинча $\varphi_i(t)$ базис функция сифатида ортонормал функция олинади. Унинг (а, b) оралиқдаги ортонормаллик шарти қуйидаги кўринишда ифодаланади:

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

Унда

$$C_1 = \int_a^b y(t) \cdot \varphi_1(t) dt \quad (1.2)$$

бўлиб, $y(t)$ аниқланган тебраниш

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

қатор орқали ифодаланади. Бу қатор умумлашган Фурье қатори деб аталади.

(1.3) ёрдамида ўрганилаётган сигнал функциясини ташкил этувчиларга ажратиш энг қулай усул бўлиб ҳисобланади. Лекин ортонормал $\psi_i(t)$ базис функцияларнинг чексиз кўп бўлиши ҳисоблаш ишини қийинлаштиради. Шунинг учун амалда масала шартининг қўйилишига қараб базис функция системасини танлашда (1.3) қаторнинг энг кам сондаги ҳадларини олишга ҳаракат қилинади. Базис функцияни танлаш усуллари жуда кўп. Шулардан энг кўп тарқалгани сигнални гармоник тебранишлар йиғиндиси деб қарашдир.

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

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

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

Фурье коэффициентлари қатордаги гармоник ташкил этувчиларнинг амплитудасини ифодалайди ва қуйидагича аниқланади.

$$\left. \begin{aligned} \frac{a_0}{2} &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} y(t) dt \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} y(t) \cos n \omega_0 t dt \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} y(t) \sin \omega_0 t dt \end{aligned} \right\} \quad (1.5)$$

Кўпинча Фурье қаторини фазалари жиҳатдан фарқ қиладиган бир хил функциялар йиғиндиси деб қараш қулай бўлади:

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

Бунда

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

Комплекс соҳада (1.4a) ифода қуйидагича ифодаланади:

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

Бу ерда

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

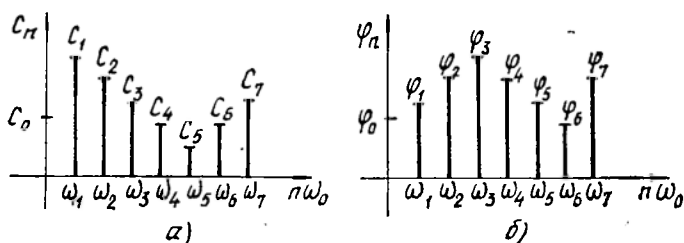
Бундаги манфий частоталар ифодани комплекс деб қаралишига алоқадор бўлиб, у физик маънога эга эмас. Демак, $y(t)$ даврий функция $n\omega$ частотали гармоник ташкил этувчилар йиғиндисига тенг. Унинг ҳар бир ташкил этувчиси *сигнал гармоникаси* дейилади. $n=1$ га тўғри келувчи гармоника асосий ёки биринчи гармоника, қолганлари — *юқори гармоникалар* деб юритилади. Қаторнинг ўзи эса, сигнал спектри бўлади. a_0 ўзгармас ташкил этувчи $y(t)$ функциянинг бир давр ичидаги ўртача қийматини ифодалайдиган катталиқдир.

Сигнал спектридаги гармоникаларнинг амплитудаси ва бошланғич фазаси тартиб номери n га боғлиқ миқдорлар бўлгани учун у икки хил спектрга ажратилади.

1. Амплитуда — частотавий спектр — $C_n = C_n(\pi\omega_0)$,

2. Фаза — частотавий спектр — $\varphi_n = \varphi_n(\pi\omega_0)$.

Улар спектрал диаграммаларда ифодаланади. Бунинг учун абсциссалар ўқига ташкил этувчилар тартиб номери n ёки частотаси $\pi\omega_0$ ординаталар ўқига эса, уларнинг амплитудаси ёки бошланғич фазасига мос қилиб танланган тўғри чизиқ кесмалари вертикал ҳолда жойлаштирилади (1.1-расм).



1.1-расм. Мураккаб сигналнинг амплитуда-частотавий (а) ва фаза-частотавий (б) спектрал диаграммаси.

1.1-расмдаги спектрал диаграммалар шуни кўрсатадики, даврий функция орқали ифодаланувчи сигналнинг спектри чизиқли, яъни дискрет бўлиб, бир-биридан ω_0 миқдорга сурилган бўлади. Шуни айтиш керакки, қатордаги айрим ташкил этувчиларнинг амплитудаси нолга тенг бўлиб, диаграммада чизиқча бўлмаслиги мумкин. Лекин бу билан спектрнинг чизиқлилиги ўзгармайди.

Агар сигнал даврий бўлмаса, унинг спектри Фурье интегралли орқали ифодаланади. Математика курсидан маълумки, Фурье интеграллини ҳосил қилишда даврий бўлмаган функция даври чексизга тенг даврий функция деб қаралади, яъни Фурье коэффицентлари ифодасини қаторга қўйиб, $T \rightarrow \infty$ ҳол учун лимит олинади. Агар у Фурье қаторининг комплекс ифодаси учун бажарилса, қуйидаги 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.

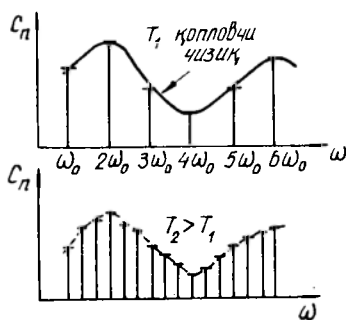
$\dot{S}(\omega)$ спектрал функция ёки амплитудаларнинг спектрал зичлиги деб аталади. У бирлик частота оралиғига ($\Delta\omega$) тўғри келадиган сигнал спектрини ифодалайди ва спектрал диаграммада спектр чизиқларининг учларини қопловчи чизиқ деб қаралади.

Даврий сигналнинг тебраниш даври ортиши билан спектр чизиқлари зичлашиб, амплитудалари кичрая бошлайди. Бунда спектрнинг зичлашиши бошланғич спектр чизиқлари орасида янги ташкил этувчиларнинг ҳосил бўлиши билан боғлиқ бўлгани учун амплитудаларининг кичрайиши уларнинг қопловчи чизигини ўзгаришсиз қолишини таъминлайди. Масалан, тебраниш даври тўрт марта ортса, спектрал чизиқлар сони ҳам тўрт марта кўпайиб, амплитудалари тўрт марта кичраяди. Лекин уларнинг қопловчи чизиги бошланғич 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 теб-

ранишлар йиғиндиси деб қараш керак. Унинг спектр чизиқлари бир-биридан ажралмаган бўлади.

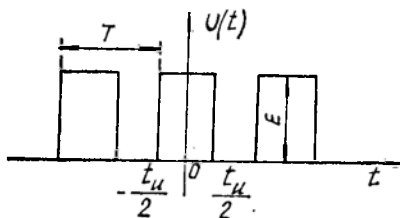
Демак, даврий бўлмаган сигнал спектри яхлит бўлади.

Спектрал диаграммалар ёрдамида сигнал спектрининг кенглигини баҳолаш мумкин. Аммо бу мақсадда Фурье қаторидан бевосита фойдаланиш мумкин эмас, чунки у чексиздир. Унинг ёрдамида сигналнинг қис-



1.2- расм. Спектр зичлигининг ортиши.

қартирилган спектри-
ни аниқлаш мумкин.
Бунинг учун қаторда-
ги амплитудалари ки-
чик бўлган ҳадлар,
яъни кўриладиган ҳол-
да таъсири кичик бўл-
ган ташкил этувчилар
ҳисобга олинмайди.
Шунга кўра сигнал
спектри кенглиги де-
ганда қисқартирилган



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

қатор жойлашадиган частоталар шкаласи қабул қили-
нади. Унинг қуйи ва юқори частоталар оралиғи $\Delta\omega =$
 $= \omega_2 - \omega_1$ сигнал спектрининг кенглиги дейилади.

Даври T ва амплитудаси E га тенг бўлган тўғри
бурчакли импульслар кетма-кетлигининг спектрини
аниқлайлик. Осон бўлиши учун ординаталар ўқини шун-
дай ўтқазайликки, кўраётган сигналимиз функцияси
 $U(t)$ жуфт функция бўлсин (1.3- расм). (1.5) ва (1.5а)
ифодалардан Фурье коэффицентларини аниқлаб
(1.4а) ифодага қўямиз. Сўнгга соддалаштириб кўраёт-
ган сигналимизнинг Фурье қаторини ҳосил қиламиз:

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

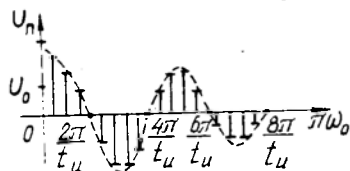
Унда t_u —импульснинг давом этиш вақти.

Демак, кўраётган мураккаб сигналимиз чексиз сон-
даги гармоник ташкил этувчиларга эга бўлиб, унинг
спектри чексиз. Бунда ҳар бир n — ташкил этувчининг
амплитудаси $\sin \frac{n\pi t_u}{T}$ катталиқка боғлиқ равишда
ўзгаради. Тартиб номерининг ортиши билан уларнинг
амплитудаси кичраиб боради, чунки синуснинг ўсиши
аргументининг ўсишидан суст бўлади.

Ташкил этувчиларнинг фазалари $\sin \frac{n\pi t_u}{T}$ функциянинг ар-
гументига боғлиқ. $n \frac{t_u}{T} = 1$ бўлганда, у нолга айланади.

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

нолга тенг бўлади. Бундан ташқари $1 \leq n \frac{t_u}{T} \leq 2$ тенгсизлик-
ни қаноатлантирувчи n нинг қийматларида $\sin \frac{n\pi t_u}{T}$ катталиқ
манфий қийматли бўлади. Ана шу қийматлардаги ташкил
этувчиларнинг фазалари ҳам манфий бўлади. Уларнинг ам-
плитудалари аввал ўсади, сўнгра кичрайиб, $n = 2 \frac{T}{t_u}$ қиймат
да нолга айланади. Шундан кейин жараён такрорланади.



а)



б)

1.4- расм. Тўғри бурчакли
даврий импульслар кетма-кетли-
гининг амплитуда- частотавий
(а) ва фаза- частотавий
(б) спектрал диаграммалари.

Демак, ташкил этув-
чиларнинг амплитудаси
нолга тенг нуқталаридан
ўтишда спектрдаги таш-
кил этувчиларнинг фаза-
лари сакраш билан π
миқдорга ўзгаради. Ик-
ки нол амплитудали таш-
кил этувчи орасидаги
ташкил этувчиларнинг
бошланғич фазалари ўз-
гармас бўлиб, сон жи-
ҳатдан нолга тенгдир
($\varphi = 0$). Кўраётган сиг-
налимизнинг спектраль
диаграммалари 1.4- расм-
да кўрсатилган. Унда ик-
ки нол амплитудали гар-
моник ташкил этувчи
орасида ётадиган таш-
кил этувчиларнинг сони

импульснинг *тўлдириш коэффициенти* ($\gamma = \frac{t_u}{T}$) деб
аталадиган катталиқка боғлиқ. Унинг энг кичик
қиймати бирга тенг бўлиб, тўлдириш коэффициенти-
нинг $\gamma = 0,5$ қийматига тўғри келади.

Импульснинг такрорланиш частотаси ўзгармас бўл-
ганда тўлдириш коэффициентининг кичрайиши билан
спектрнинг ноль амплитудали ташкил этувчиларининг
 $n\omega_0$ миқдори ўсиб боради. Бунда спектрдаги бошланғич
ташкил этувчилар амплитудасининг n нинг ортиши би-
лан кичрайиши сусаяди ва улар тенглаша бошлайди.

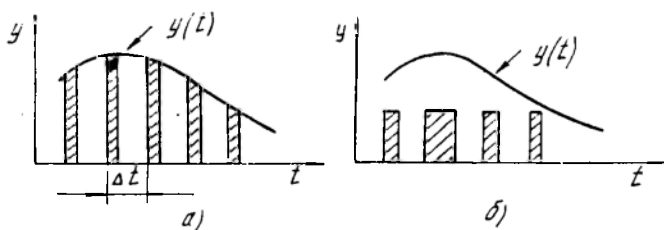
Чунки тўлдириш коэффициенти кичрайдиганда
$$\frac{\sin \frac{n\omega_0 t_u}{2}}{n} \approx \frac{\omega_0 t_u}{2}$$

деб олиш мумкин. Спектрларнинг бу хусусиятидан радиолокацияда кенг фойдаланилади.

1.3. Сигнални узлукли сигналга айлантириш. Котельников теоремаси

Радиоэлектрон система орқали информация узлуксиз ёки узлукли — дискрет сигнал кўринишида узатилиши мумкин. Узлуксиз сигналда информация миқдори чексиз, дискрет сигналда эса, чекли бўлади. Уларнинг алоқа системасидан ўтишида информация йўқолиши бир хил бўлмайди. Узлуксиз сигнал информациясининг йўқолиши узлукли сигналникдан етарлича кўп бўлади. Ҳатто узлуксиз сигнал аввал узлукли сигналга айлантирилиб, сўнгра узатилса ҳам информация йўқолиши узлуксиз сигнал узатилгандагидан камроқ бўлар экан. Шунинг учун информация узатишда сигналнинг узлукли ҳолидан кенг фойдаланилади.

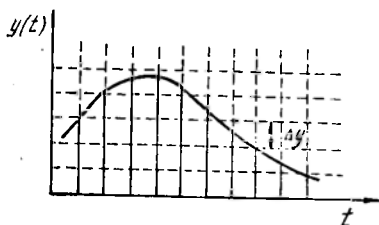
Узлуксиз сигнал икки хил — вақт ёки сатҳ бўйича узлукли сигналга айлантирилади. Узлуксиз сигнални вақт бўйича узлукли бўлакларга ажратиб узатишда Δt вақт оралиғи бир хил қилиб олинганда бўлакчалар — импульсларнинг амплитудалари турли қийматли, амплитуда сатҳлари бир хил қилиб олинганда эса, вақт оралиқлари турлича катталиikka эга бўлади (1.5-расм).



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

Бу икки ҳол ўзаро эквивалентдир, чунки ҳар бир ажратилган импульс бўлагининг юзалари ўзаро тенг бўлади.

Сигнални амплитуда қиймати бўйича сатҳларга ажратиб бўлаклаш *квантлаш* деб аталади. Бунда биридан ажратилган бўлаklar квантлаш даражасини



1.6-расм. Амплитуда сатҳи бўйича бўлақларга ажратиш.

(шкаласини) ҳосил қилади. Даражадаги ҳар бир бўлак оралиғи *квантлаш қадами* деб аталади (1.6-расм).

Квантлашда сигналнинг катталиги унга яқин тақрибий қийматларга ажратилади. Шунинг учун ҳар бир бўлак ўзининг ҳақиқий қийматидан фарқ қилади. Бу

фарқ квантлаш ҳалакити ёки *квантлаш шовқини* деб юритилади.

Сигнални вақт бўйича узлукли қилиб узатиш радиоалоқа системасининг узатиш қобилиятини оширса, амплитуда сатҳи бўйича квантлаш унинг ҳалақитларга бардошлилигини оширади.

Узлуксиз сигнални узлукли — дискрет сигналга айлантириш натижасида махсус сигнал — рақамли сигнал ҳосил қилинади. Бунинг учун сигналнинг ҳар бир бўлаги бинар сон — қўш сон — «0» ёки «1» рақамлари билан белгиланади. Масалан, мусбат қутбли кучланиш «1» билан белгиланса, манфий қутблиси «0» деб белгиланади; сигнал частотасининг бир қиймати «1» деб олинса, иккинчиси — «0» деб белгиланади ва ҳ. к. Микроэлектрониканинг ривожланиши интеграл микросхемаларда рақамли сигналлардан кенг фойдаланиш имкониятини яратмоқда.

Сигнални дискретлаштиришда Δt вақт оралиғини қандай танлаш лозимлиги Котельников теоремаси орқали белгиланади. Бу теоремага биноан қисқартирилган спектрли сигнал ($\omega < \omega_m$) ўзининг $\Delta t = \frac{1}{2f_m}$ га тенг вақт оралиқларида олинган қийматлари орқали тўлиқ ифодаланади. Бунинг маъноси шуки, узатилиши керак бўлган $y(t)$ сигнал спектри ω_m юқори частота билан чегараланган бўлса, унинг барча қийматларини узатиш шарт эмас. Қабул қилиш жойида бошланғич сигнални тиклаш учун $y(t)$ сигналнинг Δt вақт оралиқларида узатилган оний қийматларини қабул қилиш етарли бўлади.

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

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

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

Ундаги $\dot{S}(\omega)$ Ω нинг ўзгариш интервали учун қуйидаги қаторга тенг.

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

Бунда

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

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

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

экани кўринади. Бунда

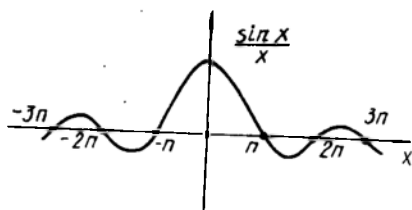
$$\Delta t = \frac{\pi}{\Omega} = \frac{1}{2f_m} \quad (1.13)$$

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

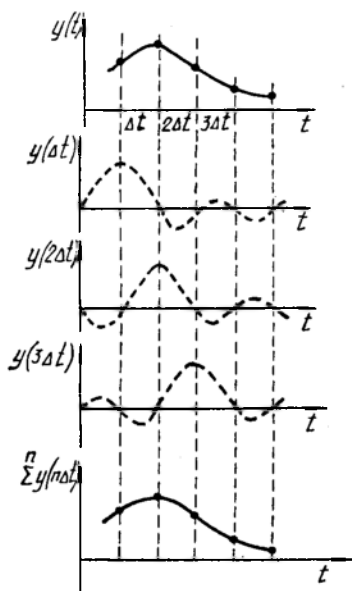
$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(n\Delta t) \frac{\sin 2\pi f_m(t-n\Delta t)}{2\pi f_m(t-n\Delta t)} \quad (1.14)$$

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

Демак, $y(t)$ функциянинг ҳисоб олинadиган нуқталардаги $y(n\Delta t)$ қиймати вақт оралиқлари орасида $\frac{\sin x}{x}$ кўринишдаги қонун бўйича ўзгарар экан. $\frac{\sin x}{x}$ ифода $t_1 = n\frac{\pi}{\Omega}$ нуқталарда 1 га, t_{1+k} қийматларда эса, 0 га тенг бўлгани учун у функциянинг ҳисоб олиш нуқталаридаги қийматига таъсир



1.7- расм. $\frac{\sin x}{x}$ функциянинг графиги.



1.8- расм. $y(t)$ функцияни дискрет қийматлар орқали тиклаш.

этмайди, чунки t_i нуқта-ларда (1.14) қатор фақат битта ташкил этувчига эга бўлади.

Шундай қилиб, бирор занжирнинг чиқишида узлукли қилиб узатилган сигнални тиклаш учун унинг турли вақт моментларида олинган қийматларидан ташқари

$\frac{\sin x}{x}$ кўринишдаги функция-сини ҳам билиш керак (1.7-расм).

1.8- расмда ўтказиш соҳа-сининг юқори чегараси f_m га тенг бўлган идеал занжирдан давом этиш вақти танланган Δt вақтлардан етарлича кичик бўлган тўғри бурчакли импульслар кетма-кетлиги ўтишида ҳосил бўладиган $\frac{\sin x}{x}$ функциялар кўрсатилган. Уларни жамлаш нати-жасида $y(t)$ функция тикла-нади.

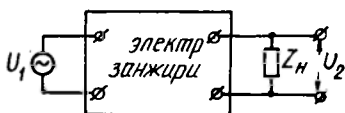
Котельников теоремаси информация узатишнинг телеметрия, алоқа системала-ри каби жуда кўп соҳала-рида кенг қўлланилади.

II б о б. ЧИЗИҚЛИ ЗАНЖИРЛАР

2.1. Электр занжири ва унинг элементлари

Электр токи ўтишини таъминлайдиган элементлардан ташкил топган система ёки электр токини ўтказа оладиган ҳар қандай берк контур *электр занжири* дейилади. Радиотехникада қўлланиладиган электр зан-

жирлари радиотехникавий занжирлар ёки қисқача қилиб, радиозанжирлар деб аталади. Умумий кўринишда электр занжирини бир ёки бир неча электромагнит энергияси манбаини ўз ичига олувчи тўрт қутбли система деб қаралади (2.1-расм). Одатда унга вақт бўйича шакли ихтиёрий қонун билан ўзгариб турувчи бирор воқеа ёки ҳодисани, яъни информацияни ифода-лайдиган электр токи ёки кучланиш — сигнал қўйилган бўлади.



2.1-расм. Электр занжирининг тасвири.

Электр занжирининг сигнал уланадиган (қўйилади-ган) қисми *кириш занжири* ёки *кириш* деб, сигнал олин-адиган қисми эса, *чиқиш занжири* ёки *чиқиш* деб ата-лади.

Сигнал электр занжиридан ўтаётганида унинг ичида ёки сиртида энергия ютилиши ёки тўпланиши мумкин. Шунга кўра, электр занжирининг элементлари *актив* (*резитив*) ва *реактив қаршиликларга* ажратилади. Агар занжир элементида энергиянинг қайтмас ютилиш ҳо-дисаси кузатилса, бу элементнинг қаршилиги актив (резитив) қаршилик, акс ҳолда, унинг қаршилиги ре-актив қаршилик дейилади. Реактив қаршиликда энер-гия ютилмайди, балки тўпланади.

Электр занжирининг актив қаршиликли элементи «резистор» деб аталади ва схемада «R» ёки «г» ҳарфи билан белгиланади. Реактив қаршиликли элементларга мисол қилиб индуктивлик ғалтаги ва конденсаторни кўрсатиш мумкин. Индуктивлик ғалтагида магнит май-дон энергияси тўпланса, конденсатор қопламалари ора-сида электр майдон энергияси тўпланади.

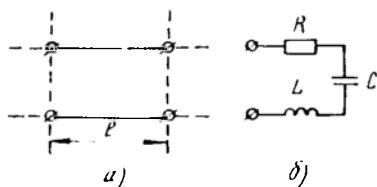
Шуни айтиш керакки, фақатгина R актив қарши-ликли, L индуктивликли ёки C сиғимли элемент яшаш мумкин эмас. Масалан, индуктивлик ғалтагини олсак, у L индуктивликдан ташқари ўрамлари металл симлар-дан ўралгани учун R_L актив қаршиликка ва металл жисм электр сиғимига эга бўлгани учун C_L сиғимга эга бўлади.

Хулоса қилиб айтганда, ток ўтказаятган ўтказгич кесмаси, бир вақтда R актив қаршиликка (энергия йўқолгани учун) ҳам, L индуктивликка (атрофида маг-нит майдони бўлгани учун) ҳам, C электр сиғимга (за-

рядлар тўплами бўлгани учун) ҳам эга бўлади. Бу элементлар занжирнинг параметрлари деб аталади. Улардан қайси бирининг кўпроқ намоён бўлиши кўри-
лаётган элементдан ўтаётган токнинг частотаси ва амплитудасига боғлиқ. Масалан, индуктивлик ғалтаги-
дан паст частотали ва кичик амплитудали ток ўтаётган бўлса, ўрамларнинг R_L актив қаршилиги ва C_L ўрамлар-
аро сиғимини ҳисобга олмаслик мумкин. Чунки бунда токнинг амплитудаси кичик бўлгани учун ғалтак ўрам-
ларида ютиладиган энергия оз ва частота паст бўлгани учун ўрамлараро сиғимнинг қаршилиги етарлича катта бўлади.

2.2. Электр занжирларининг турлари. Квазистационарлик

Электр занжирини ўрганишда занжир киришига таъ-
сир этаётган электромагнит майдон тебранишларининг тўлқин узунлиги билан кўрилаётган занжирнинг гео-
метрик ўлчамлари орасидаги муносабатни билиш ло-
зим. Мисол учун ток ўтказайётган параллель ўтказгич-
лар кесмаси берилган бўлсин (2.2-расм). Ундаги жараёнларни турғун деб ҳисоблаймиз. Бунинг учун ку-
затишни занжирнинг турли нуқталаридаги ток кучи ва кучланиш оний қийматларининг ўзгариши маълум тар-
тибда такрорлана бошлагандан кейин бошланди деб фараз қиламиз. Акс ҳолда занжирдаги жараёнлар тур-
ғун бўлмай ўтиш ҳолатида бўлади (2.5-§ га қаранг).



2.2-расм. Параллель ўтказгичлар кесмаси (а) ва унинг экви-
валент схемаси (б).

Кўрилаётган занжир учун иккита хусусий ҳол-
ни ажратиш мумкин: би-
ринчи, занжирнинг гео-
метрик ўлчамлари таъ-
сир этаётган электромаг-
нит тебранишнинг тўл-
қин узунлигидан етарли-
ча кичик ($l \ll \lambda$) ва, ик-
кинчи, занжирнинг гео-
метрик ўлчамлари таъ-
сир этаётган электро-

магнит тебранишнинг тўлқин узунлиги тартибида ёки
ундан катта ($l \geq \lambda$).

Биринчи ҳолда занжирдаги барча жараёнлар жуда
сустлик билан содир бўлади. Шунинг учун ҳар бир ку-

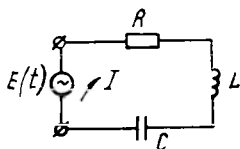
затиш вақтида занжирнинг турли нуқталаридаги токнинг қийматини деярли бир хил деб қараш мумкин. Бунда занжирнинг турли нуқталаридаги барча қайтар ва қайтмас жараёнлар ҳам деярли бир хил бўлади. Бу уларни бир-биридан ажратиб ўрганиш имконини беради, яъни занжирдаги барча қайтар жараёнларни занжирнинг бир нуқтасига тўпланса, қайтмас жараёнлар бошқа бир нуқтасида содир бўлаяпти деб қаралади. Бошқача қилиб айтганда, занжирнинг барча актив қаршиликлари тўпланиб, унинг бир нуқтасига, индуктивлиги ва сиғими тўпланиб, унинг иккинчи нуқтасига уланган деб қаралади (2.26-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 $l \geq \lambda$ бўлганда, юқорида келтирилгандек занжир элементларини бир-биридан ажратиш мумкин эмас. Чунки ҳар бир кузатиш вақти учун занжирнинг 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 бўйича тақсимланган электр* занжирлари деб аталади.

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

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



2.3- расм.

жирлар *пассив* электр занжирлари деб ($P_2 < P_1$), аксинча, унинг қуввати ортиб чиқса ($P_2 > P_1$) — *актив электр занжирлари* деб аталади. Пассив занжирларга электр филтрлари, актив занжирларга эса, кучайтиргичлар ва генераторлар мисол бўлади.

Қўп ҳолларда электр занжиридаги жараёнларнинг анализи унинг чиқишидаги сигналнинг шакли ва миқдори ҳақида маълумот бериши керак. Шунга кўра занжирдан ўтаётган сигнал ўзгаришларини баҳолаш учун занжирлар чизиқли ва чизиқли бўлмаган электр занжирларига ажратилади.

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

Бизга L индуктивлик, C сифим ва R резисторнинг кетма-кет уланишидан тузилган занжир берилган (2.3- расм). Унга уланган манбанинг кучланиши ихтиёрий бўлсин. Шу занжирнинг қандай занжир эканини аниқлаш керак. Бунинг учун Кирхгоф тенгламасини ёзамиз:

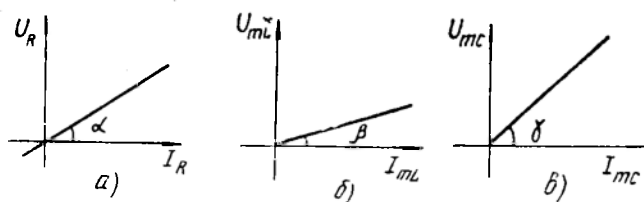
$$IR + L \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} \int Idt = E(t) \quad (2.1)$$

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

Агар занжир элементларидан бирортаси ток кучи ёки кучланишга боғлиқ ўзгарувчан миқдор бўлса, кўриляётган тенглама ҳам, ва шунга кўра занжир ҳам чизиқли бўлмайди.

Бордию R , L ва C катталиклардан бирортаси вақтга боғлиқ ўзгарадиган катталик бўлса ҳам занжир чизиқли бўлади. Унда (2.1) тенглама параметрик тенгламага айлангани учун занжир *параметрик занжир* дейилади.

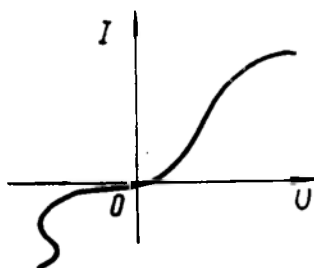
Бу мулоҳазалар шуни кўрсатадики, чизиқли занжирларнинг характерловчи катталиклари — параметрлари ўзгармас миқдорлар, яъни чизиқли элементлар бўлади. Чизиқли бўлмаган занжирларда эса, энг камида битта чизиқли бўлмаган элемент қатнашади. Чизиқли занжирларда ток кучининг ортиши унинг элементларидаги потенциал тушувининг пропорционал равишда ортишига олиб келади. Масалан, индуктивлик ғалтагидан ўтувчи ток кучи $I = I_m \cdot \sin \omega t$ n марта ортса, ундаги кучланиш $U_L = n \omega L \cdot I_m \cos \omega t$ бўлиб, n марта кўпайган бўлади. Бу чизиқли элементларнинг вольт-ампер характеристикалари чизиқли боғланишда бўлишини кўрсатади (частотавий боғланишлар ҳисобга олинмайди). 2,4-расмда R актив қаршилик, L индуктивлик ва C



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

сифимнинг вольт-ампер характеристикалари кўрсатилган. Бунда актив қаршиликнинг вольт-ампер характеристикасида ток кучи ва кучланишнинг ҳам оний, ҳам амплитудавий қийматини ҳисобга олинса, индуктивлик ва сифимнинг вольт-ампер характеристикасида ток кучи ва кучланишнинг фақат амплитудавий қийматлари орасидаги боғланиш ҳисобга олинади. Бу чизиқли занжирлардан сигнал ўтаётганда унинг шакли бузилмай ўтишини кўрсатади.

Чизиқли бўлмаган электр занжирлари ва уларнинг 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.

ҳол сигнал спектрининг ўзгаришига олиб келади. Чизиқли бўлмаган элементларга мисол қилиб электрон лампаларни, ярим ўтказгичли ва газоразряд асбобларни кўрсатиш мумкин.

Умуман олганда соф чизиқли элемент бўлмайди. Фақат ток кучи ва кучланиш ўзгаришларининг маълум қийматларидагина занжир элементларини чизиқли деб қараш мумкин. Бу физикавий шартлар ва текшириш аниқлигига боғлиқ. Масалан, актив қаршиликни чизиқли элемент деб олиш учун ундан ўтаётган ток кучи шундай кичик бўлиши керакки, қизиганда қаршилик миқдорининг ўзгаришини ҳисобга олмаслик мумкин бўлсин.

2.3. Параметрлари мужассамланган чизиқли электр занжирларини ҳисоблаш

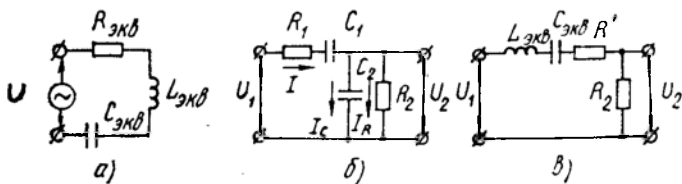
Умуман олганда, электр занжири жуда мураккаб система бўлиб, унда бир нечта пасив электр занжирлари электр манбалари билан маълум тартибда уланган бўлиши мумкин.

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

1. Эквивалент схемалар усули. Бу усулнинг моҳияти шундан иборатки, унда мураккаб занжирдаги жараёнлар содда схемали занжирлар ёрдамида ўрганилади. Ўрганилаётган занжирдаги қайси бир хусусият текшириляётган бўлса, қабул қилинган занжир уни тўла акс эттира олиши керак. Шунинг учун бу занжир *эквивалент схема* дейилади. Масалан, занжирни текширишда унинг чиқиш кучланиши аниқланиши керак бўлса, эквивалент деб қабул қилинган содда схемали занжир ҳам худди шундай чиқиш кучланишига эга бўлиши керак. Албатта бунда ҳар иккала занжир учун кириш манбаининг бирхиллиги таъминланган бўлиши керак. Эквивалент схема тузишнинг турли усуллари мавжуд.

а) Занжирни ўзга эквивалент занжир билан алмаштириш

Эквивалент занжир сифатида кўпинча эквивалент элементлар $L_{\text{ЭКВ}}$, $R_{\text{ЭКВ}}$ ва $C_{\text{ЭКВ}}$ ларнинг кетма-кет ула-



2.6- расм. Умумий эквивалент схема (а) ва (б) схемадаги занжир-нинг эквивалент схемаси (в).

нишидан тузилган занжир олинади (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 чиқиш кучланиши занжирнинг қайси элементи орқали олинаётганини аниқлаштириш керак. У C_2 сифмдан ёки R_2 резистордан олинмоқда деб қаралиши мумкин. Шунга кўра эквивалент схемалар ҳам турлича бўлади. Мисол учун чиқиш кучланиши R_2 резистордан олинаётган бўлсин. Текшириляётган занжир учун Кирхгоф тенгламасини тузайлик:

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

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

$$U_1 = R_1 R_2 C_2 \frac{dI_R}{dt} + \left(R_1 + R_2 \frac{C_2}{C_1} + R_2 \right) I_R + \frac{1}{C_1} \int I_R dt \quad (2.3)$$

Эквивалент занжир (2. ба- расм) тенгламаси

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

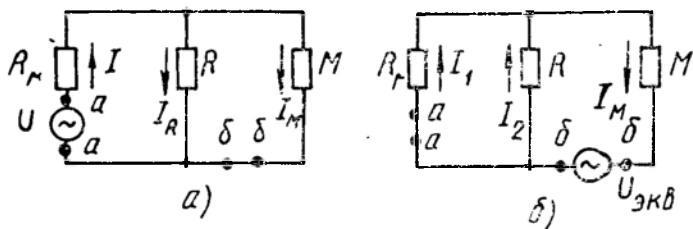
билан (2.3) ифодани солиштириб

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

эканини аниқлаймиз. Уларни кетма-кет уласак, текшириладиётган занжир учун эквивалент бўлган содда схема ҳосил бўлади (2.6 в-расм). Бу усулдан номаълум занжирдаги жараёнлар иккинчи тартиблигича бўлган дифференциал ёки интеграл тенгламалар билан ифодалангандагина фойдаланиш мумкин.

б. Эквивалент генератор ҳақида теорема

Ҳар бир электр манбаи — генератор ўзининг ҳосил қила оладиган электр юритувчи кучи (ЭЮК) ва ички қаршилиги орқали характерланади. Шунинг учун уни ички қаршилиги ноль ва ЭЮК $E(t)$ бўлган генераторнинг бирор R_r резистор билан кетма-кет уланиши деб қараш мумкин. Бундай генератор бирор занжирга уланганда R_r резистор ташқи занжир элементиға айланади ва генераторнинг ЭЮК занжирға қўйилган кучланишға сон жиҳатдан тенг бўлиб, занжирдан ўтадиган ток кучиға боғлиқ бўлмайди.



2.7- расм. Генераторни эквивалент генератор билан алмаштириш.

Эквивалент генератор теоремасига биноан 2.7 а-расмнинг «бб» нуқтасига уланган ва ЭЮК $U_{экв} = \frac{R}{R+R_r} U$ бўлган эквивалент генератор (2.7 б-расм) занжирнинг M элементлар системасидан ўтадиган токни ўзгартирмайди. Бошқача қилиб айтганда, занжирнинг «аа» нуқтасидаги манбани унинг «бб» нуқтасига кўчирилганда M элементлар системасидан ўтувчи ток ўзгармаса, унинг ЭЮК $U_{экв} = \frac{R}{R+R_r} U$ га тенг бўлади. Бунни исбот қилиш учун 2.7-расмдаги ҳар икки занжир учун Кирхгоф тенгламаларини ёзамиз ва U ҳам $U_{экв}$ кучланишларнинг I_m ток кучи билан боғланишини аниқлаймиз.

2.7а- расмдаги занжир учун:

$$\left. \begin{aligned} I \cdot R_r + I_R \cdot R &= U \\ I_R \cdot R &= I_M \cdot M \\ I &= I_M + I_R \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

(2.4) системадаги I ва I_R катталикларни йўқотамиз:

$$U = \left(\frac{M \cdot R_r}{R} + R_r + M \right) \cdot I_M \quad (2.5)$$

2.7б- расмдаги занжир учун:

$$\left. \begin{aligned} I_1 \cdot R_r &= I_2 \cdot R \\ I_2 \cdot R + I_M \cdot M &= U_{\text{эқв}} \\ I_M &= I_1 + I_2 \end{aligned} \right\} \quad (2.4a)$$

(2.4a) системадаги I_1 ва I_2 катталикларни йўқотамиз:

$$U_{\text{эқв}} = \left(\frac{R_r}{R + R_r} \cdot R + M \right) \cdot I_M \quad (2.5a)$$

(2.5) ва (2.5a) ифодаларнинг ўзаро нисбатидан

$$U_{\text{эқв}} = \frac{R}{R_r + R} \cdot U \quad (2.6)$$

эканини топамиз.

Шундай қилиб, эквивалент схемалар усулига биноан тузилиши жиҳатидан мураккаб бўлган занжирлар нисбатан содда ва хусусиятлари олдиндан аниқланган занжирлар билан алмаштирилади ва текширилади.

II. Суперпозиция усули. Ушбу усулнинг моҳияти занжир киришига мураккаб сигнал таъсир этганда, унда содир бўладиган жараёнларнинг ўзаро таъсирини аниқлашдан иборатдир.

Маълумки, занжир чизиқли бўлса, ток кучи ва кучланишнинг барча қийматларида унинг элементлари доимий бўлади. Шунинг учун занжирдаги бир жараённинг бориши иккинчисига боғлиқ бўлмайди. Лекин бу ҳолда занжир элементларидан ўтаётган йиғинди ток ва ундаги йиғинди кучланиш, ҳар бир хусусий ҳолда, ўзига хос қийматга эга бўлади. Бошқача қилиб айтганда, занжирга бирвақтда бир неча генератор уланганда, занжирда ҳар бир генератор таъсирида ҳосил бўладиган токнинг қиймати турлича бўлса ҳам улар ўзаро бир-бирига боғлиқ бўлмаслиги керак. Бу ҳар бир генератор токининг бир хил кўринишли тенгламадан аниқланишини кўрсатади. Уларнинг ечими фақат сон миқдори жиҳатидангина фарқлидир. Шунинг учун занжир киришига уланган генераторларнинг натижавий таъсирини ҳар бир генератор ҳосил қиладиган тоklar йиғиндиси сифатида ифодалаш мумкин:

$$I = I_1 + I_2 + \dots + I_n = \sum_{n=1}^n I_n \quad (2.7)$$

Суперпозиция усули ана шундан иборат. Уни қуйидагича таърифлаш мумкин: чизиқли системага бир вақтда таъсир қилувчи катталикларнинг натижавий таъсирини бир-бирига боғлиқ бўлмаган айрим катталикларнинг таъсирлари натижасининг йиғиндиси деб қараш мумкин.

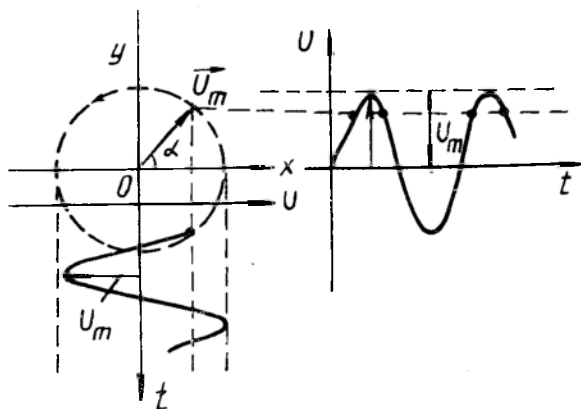
Суперпозиция усули чизиқли занжирлардан мураккаб (импульс) сигналларнинг ўтишини ўрганишда катта аҳамиятга эга. Бунда мураккаб сигнал — таъсир содда ташкил этувчиларга ажратилади:

$$U = \sum^n U_n$$

Сўнгра ҳар бир ташкил этувчи таъсирдан ҳосил бўладиган натижа (масалан, ток) аниқланади. Уларнинг йиғиндиси (2.7) ифодага биноан натижавий катталик бўлиб ҳисобланади.

III. Вектор диаграммалар усули. Гармоник тебраниш характериға эга бўлган жараёнларни ўрганишда уларнинг вақт диаграммаларидан кенг фойдаланилади. Лекин бу усул ёрдамида тебранишлар устида алгебраик амаллар бажариш ва натижавий фазаларини ўрганиш жуда ноқулай. Бундай ҳолларда вектор диаграммалар усулидан фойдаланиш текшириш ва занжирларни ҳисоблаш ишларини осонлаштиради.

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



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

бирор ўлчамли радиус векторни олиб, у бирор текисликда соат тилига (стрелкасига) тескари йўналишда ўзгармас тезлик билан айланади дейлик. Радиус-векторнинг бурчак тезлиги ўрганилаётган гармоник жараённинг тебраниш частотасига сон жиҳатдан тенг бўлади. Унинг бирор ўққа проекцияси эса, жараённинг 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

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

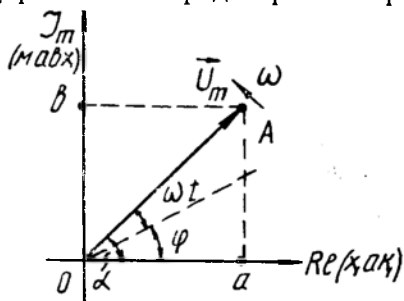
унинг синуслар қонуни бўйича ўзгаришини ифодалайди. Бу ҳол 2.8-расмда тасвирлаб берилган. Ундан кўринадики, радиус-векторнинг бошланғич ҳолати бошланғич фаза φ билан аниқланади. $\varphi=0$ бўлганда у абсцисса ўқи билан устма-уст тушади.

Кўрилаётган усулнинг моҳияти айланувчи векторлар проекцияларининг йиғиндиси натижавий векторнинг проекциясига тенг деган қоидага асосланган. Шунинг учун текширилаётган жараённинг оний қийматини аниқлаш учун, аввал, айланувчи векторларнинг тенг таъсир этувчиси — натижавий вектор аниқланади ва унинг ё «х», ёки «у» ўққа бўлган проекцияси топилади. Фақат шуни ёдда тутиш керакки, бу айтганларимизни етарлича узоқ вақт фазалар фарқи ўзгаришсиз қоладиган (когерент) тебранишлар учунгина қўллаш мумкин. Чунки шу ҳолдагина векторларнинг ўзаро жойланиши ўзгаришсиз бўлиб, уларнинг йиғиндиси доимий бўлади.

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

Вектор диаграммалар усулининг афзаллиги унинг кўرғазмали бўлиши ва ҳисоблашнинг тежамли эканлигидадир. Аммо бу усулнинг аниқлиги, биринчидан жуда кичик бўлиб, ҳисоблаш натижаси тақрибий бўлади. Иккинчи томондан, танланган радиус-вектор тебраниш амплитудасининг катталигинингига ифодалаб, унинг фа-

зодаги йўналишини ҳисобга олмайди (масалан, магнит майдон кучланганлиги вектори ва бошқалар). Шунга қарамай вектор диаграммалар усули занжирларни аналитик ҳисоблаш усулининг асосини ташкил қилади.



2.9-расм. Комплекс соҳада айланувчи радиус-вектор

IV. Комплекс амплитудалар усули. Маълумки, комплекс соҳада ётувчи нуқтанинг ўрни комплекс сон орқали ифодаланади ва уч хил ёзилади: алгебраик, тригонометрик ва кўрсаткичли. Уларни 2.9-расмдан аниқлаш мумкин.

Комплекс сон U_k (A —нуқта) нинг алгебраик ифодаси

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

кўринишда ёзилади. Бунда $j = \sqrt{-1}$ — иррационал сон. «а» катталиқ комплекс соннинг ҳақиқий қисми бўлиб, сон жиҳатдан радиус-вектор U_m нинг ҳақиқий (Real) ўққа проекциясига тенгдир:

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

«b» катталиқ эса, комплекс сон U_k нинг мавҳум қисмини ташкил этади ва сон жиҳатдан радиус-векторнинг мавҳум (Imaginate) ўққа проекцияси бўлади:

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

«а» ва «b» катталиқларнинг ифодаларини (2.8) формулага қўйсак, комплекс сон U_k нинг тригонометрик ифодаси ҳосил бўлади:

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

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

$$U_k = U_m \cdot e^{j\alpha} \quad (2.8б)$$

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

плекс соннинг аргументи дейилади ва қуйидагича аниқланади:

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

Электр занжирларини ҳисоблашнинг бу усулида комплекс соҳада ётувчи А 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 оний қийматларини ифодалаб беради.

Демак, радиус-векторнинг модули гармоник тебранишнинг амплитуда 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

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

ёки кўрсаткичли

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

шаклда бирхил U_k комплекс сон орқали ифодаланадилар. U_k катталиқ *оний комплекс* сон деб аталади ва гармоник тебранишнинг оний қийматини ифодаловчи белги бўлиб ҳисобланади.

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

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

Шундай қилиб, оний комплекс сон U_k гармоник тебранишнинг оний қийматига тенг эмас. U_k гармоник тебранишнинг комплекс соҳадаги шартли белгисидир. Гармоник тебранишнинг ҳақиқий $U(t)$ қийматига ўтиш учун радиус-векторнинг ё ҳақиқий, ё мавҳум ўққа проекциясини аниқлаш лозим:

$$\left. \begin{aligned} U(t) &= \operatorname{Re}(U_k) = \operatorname{Re}[\dot{U}_m \cdot e^{j\omega t}] = U_m \cdot \cos(\omega t + \varphi) \\ U(t) &= \operatorname{Im}(U_k) = \operatorname{Im}[\dot{U}_m \cdot e^{j\omega t}] = U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) \end{aligned} \right\} (2.10b)$$

Демак, кўрилатган усулнинг моҳияти гармоник ҳодисани комплекс соннинг мавҳум ёки ҳақиқий қисмлари кўринишида ифодалашдан иборатдир. Бунда ҳақиқий физик ҳодисани ифодалаш учун зарур математик ҳисоблашлар комплекс сон устида олиб борилади. Якуний натижани аниқлашда яна бошланғич ҳолатга қайтилади.

Ҳақиқий қисмлари тенг, мавҳум қисмлари ишораси билан фарқ қилувчи икки комплекс сон *қўшма комплекс* сон деб аталади. Уларнинг модуллари бир хил бўлиб, фазалари миқдор жиҳатдан тенг ва ишоралари қарама-қарши бўлади:

$$\left. \begin{aligned} \dot{A} &= B + jC = A \cdot e^{j\psi} \\ \dot{A}^* &= B - jC = A \cdot e^{-j\psi} \end{aligned} \right\} (2.11)$$

Икки қўшма комплекс соннинг кўпайтмаси улар модулларининг квадратига тенгдир:

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

Занжирларни ҳисоблашда элементларнинг қаршилигини комплекс сонлар билан тасвирлаш катта амалий аҳамиятга эга. Текширилатган занжир қаршилигининг комплекс тасвири $\dot{Z}$ ундаги кучланиш ва токнинг комплекс ифодаларини ўзаро боғлайдиган миқдордир. Бу боғланиш Ом қонунига мос келади:

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

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

(2.12) ифодани қўйидаги кўринишда ёзиб олайлик:

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

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

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

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

бўлиб, ҳақиқий қиймати

$$I = \frac{U_m}{Z} \cdot \cos(\omega t + \varphi - \psi) \quad (2.126)$$

бўлади.

Демак, занжирдаги турғун (стационар) 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 $U_k(t) = \dot{U}_m \cdot e^{j\omega t}$, ўтаётган ток $I_k(t) = \dot{I}_m \cdot e^{j\omega t}$ деб фараз қилсак, қуйидаги тенгликларни ёзиш мумкин:

$$\left. \begin{aligned} R &= \frac{U_k(t)}{I_k(t)} = \frac{\dot{U}_m \cdot e^{j\omega t}}{\dot{I}_m \cdot e^{j\omega t}} = \dot{Z}_R & \text{ёки } \dot{Z}_R &= R \\ L &= \frac{U_k(t)}{\frac{dI_k(t)}{dt}} = \frac{\dot{U}_{mL} \cdot e^{j\omega t}}{j\omega \dot{I}_{mL} \cdot e^{j\omega t}} = \frac{\dot{Z}_L}{j\omega} & \text{ёки } \dot{Z}_L &= j\omega L = x_L \\ \frac{1}{C} &= \frac{U_k(t)}{\int I_k(t) dt} = \frac{\dot{U}_{mC} j\omega}{\dot{I}_{mC} \cdot e^{j\omega t}} = j\omega \cdot \dot{Z}_C & \text{ёки } \dot{Z}_C &= \frac{1}{j\omega C} = -jx_C \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

(2.13) ифодадан кўринадики, 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 фарқ қилар экан. Бу миқдор элементдаги кучланиш билан ток орасидаги фаза фарқини ифодалайди. (2.13) ифодага 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 олдинга кетади. Шунинг учун индуктивлик ғалтаги ва конденсатор реактив қаршиликлар бўлиб, энергия тўплаш хусусиятига эга элементлардир.

Шундай қилиб, комплекс амплитудалар усулини қўллаш занжирни ифодаловчи барча дифференциал ёки интеграл тенгламаларни оддий алгебраик тенгламалар билан алмаштиради. Натижада ҳисоблаш бирмунча соддалашади.

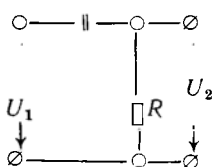
2.4. Дифференциалловчи ва интегралловчи занжирлар

Агар занжирнинг чиқиш кучланишининг оний қиймати кириш кучланишининг ҳосиласига мутаносиб ўзгарса, бундай занжир *дифференциалловчи*:

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

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

$$U_2 = B \int U_1 dt$$



2.10- расм. Дифференциалловчи RC—занжир.

Бу ерда А ва В — мутаносиблик коэффициентлари.

Умуман олганда, дифференциалловчи ва интегралловчи занжирлар етарлича мураккаб электрон схемага эга. Лекин биз бу жараёнларнинг моҳиятини тушунишга имкон берадиган энг содда схемали занжирлар билан танишамиз.

Бизга С сифим ва R резисторнинг кетма-кет уланишидан ташкил топган занжир берилган бўлсин (2.10- расм). Унда чиқиш кучланиши R резистор орқали олинсин.

Кирхгоф тенгламасини тузамиз:

$$U_1 = \frac{1}{C} \int Idt + IR \quad (214)$$

Ундан вақт бўйича ҳосила олиб, икки томонини RC га кўпайтирсак, қуйидаги ифода ҳосил бўлади:

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

Кетма-кет уланишда занжир элементларидан бир хил ток ўтганлиги учун уни конденсатор кучланиши орқали ифодалаш мумкин:

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

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

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

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

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

Бунинг учун занжирнинг *вақт доимийси* деб аталувчи RC катталиқ етарлича кичик миқдор бўлиши керак.

(2.16a) ифодани бошқача йўл билан ҳам олиш мумкин. Бунинг учун (2.15) ни чиқиш кучланиши ифодасига қўйайлик: $U_2 = RC \frac{dU_c}{dt}$ Агар бунда U_c ни U_1 орқали ифодалаш мумкин бўлса, (2.16a) ҳосил бўлади, яъни занжиримизни дифференциалловчи занжир дейиш мумкин бўлади. Ана шундай алмаштиришни ўтказиш учун

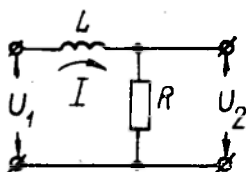
$$R \ll \frac{1}{\omega C} \quad (2.17)$$

тенгсизлик ўринли бўлиши, яъни кириш кучланишининг асосий қисми синфимга қўйилган бўлиши керак. Шунга кўра (2.17) ифода занжирнинг *дифференциаллаш шарти* деб аталади. Уни қўйидаги кўринишда ифодалаш қулай:

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

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

Демак, занжир дифференциалловчи бўлиши учун



2.11- расм. Интегралловчи RL-занжир.

унинг вақт доимийси қўйилган сигналнинг тебраниш давридан етарлича кичик миқдор бўлиши керак.

Энди L индуктивлик ва R резисторнинг кетма-кет уланишидан тузилган занжирни кўрайлик. Унда чиқиш кучланиши R резистор орқали олинсин (2.11-расм):

$$U_2 = U_R = IR \quad (2.18)$$

Занжир элементлари кетма-кет бўлгани учун занжирдаги токни индуктивликдаги кучланиш орқали қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$I = \frac{1}{L} \int U_L \cdot dt \quad (2.19)$$

Агар (2.19) ифодани (2.18) ифодага қўйсак ва $U_L \sim U_1$ алмаштиришни ўтказолсак, занжиримиз интегралловчи бўлади:

$$U_2 \simeq \frac{R}{L} \int U_1 dt \quad (2.20)$$

Бунинг учун кириш кучланишининг асосий қисми индуктивликка қўйилган бўлиши керак, яъни

$$\omega L \gg R \text{ ёки } \tau \gg T \quad (2.21)$$

тенгсизлақ бажарилиши керак. Бу шарт *интеграллаш шарт*и деб аталади. Бунда $\tau = \frac{L}{R}$ — занжирнинг вақт доимийси.

Худди шу усулда чиқиш кучланиши индуктивлик орқали олинган LR — занжирнинг дифференциалловчи, чиқиши сиғим орқали бўлган RC — занжирнинг интегралловчи занжир бўлишини исбот қилиш мумкин.

Дифференциалловчи занжирлар ёрдамида давом этиш вақти қисқа бўлган ўткир импульслар ҳосил қилиш мумкин. Интегралловчи занжирлар ёрдамида эса, кам қувватли жуда кичик сигналлар қайд қилинади.

2.5. Электр занжирларининг асосий характеристикалари

Электр занжирига таъсир этадиган ва унинг чиқишида ҳосил бўладиган катталиклар мажмуаси — куч-

ланиш, ток кучи, майдон кучланганлиги ва бошқалар занжирнинг иш режимини ташкил этади. Занжирнинг иш режими одатда, икки турга — турғун (стационар) ва турғун бўлмаган режимларга ажратилади.

Агар занжир элементларидаги ток кучи ва кучланиш қийматининг ўзгариш қонуни ўзгармас коэффициентга аниқлик билан занжирга таъсир этувчи катталикларнинг ўзгариш қонуни билан мос тушса, занжирнинг бу ҳолдаги иш режими *турғун иш режими* акс ҳолда эса, *турғун бўлмаган иш режими* деб аталади.

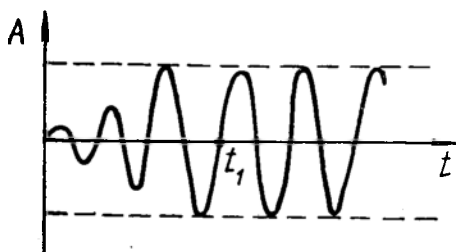
Демак, занжирнинг турғун иш режимига занжирдаги турғун жараёнлар турғун бўлмаган иш режимига эса, турғун бўлмаган жараёнлар мос келади. Занжирнинг турғун бўлмаган жараёнлари ўтиш жараёнлари деб ҳам аталади.

Занжирнинг турғун иш режимидида унинг элементларидаги ток кучи ёки кучланиш чексиз вақт ё гармоник қонун бўйича ўзгаришга эришади, ёки ўзгармас бўлиб қолади. Демак, занжирдаги ҳар қандай ўзгариш — кириш кучланишининг ўзгариши, занжир элементининг ўзгартирилиши ва бошқалар занжирнинг турғун иш режимини бузади. Занжир қайтадан янги турғун режимга бир зумда ўтиши мумкин эмас. Бунинг учун маълум вақт ўтиши талаб қилинади. Янги турғун ҳолатга ўтиш вақтининг давомийлиги занжирнинг таркибига боғлиқ. Агар занжир фақат резисторлардан ташкил топган бўлса, бу вақт шунчалик қисқа бўладики, уни ҳатто оний деб ҳам ҳисоблаш мумкин. Занжирда реактив элементлар қатнашган ҳолда эса, реактив элементдаги электромагнит майдон ўз энергиясини ўзгартириб олиши учун маълум вақт талаб қилинади.

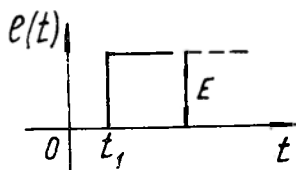
Бирлик вақт ичида энергиянинг ўзгариши $P = \frac{dw}{dt}$ у ёки бу элемент қабул қиладиган қувватни ифодалайди. Агар энергия оний вақтда ўзгара олади деб фараз қилинса, унда қувват чексизга айланиб қолади, лекин бу физик маънога эга эмас. Демак, реактив элементлар (сигим ва индуктивлик) нинг энергияси сакраш билан, яъни оний вақтда ўзгариши мумкин эмас. Бошқача қилиб айтганда, занжирнинг энергия жамғармасини белгиловчи реактив элементлар мавжуд занжирда бир турғун ҳолатдан иккинчи турғун ҳолатга ўтиш вақт ўтиши билан узлуксиз боради. Бу занжирнинг чиқиш катталиклари кириш катталикларидан шакл жиҳатдан

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 $t = (4 \div 5) \tau$ 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 катталики, у оний вақтда маълум амплитуда қийматига эришиб, сўнгра 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.

Чиқиши сиғим 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 ифодаланишини ҳисобга олсак, (2.22) ифода қуйидаги кўринишга келади:

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

Бу ўзгармас коэффициентли бир жинсли бўлмаган чизиқли дифференциал тенглама. Маълумки, бундай тенгламанинг ечими мос бир жинсли дифференциал тенгламанинг умумий ечимига бир жинсли бўлмаган дифференциал тенгламанинг хусусий ечимларидан бирини қўшиш билан топилади:

$$U_C = U_{C1} + U_{C2} \quad (2.23)$$

Бунда U_{C1} — мос бир жинсли тенгламанинг умумий ечими; U_{C2} — бир жинсли бўлмаган тенгламанинг хусусий ечими; — U_{C1} ташқи таъсир бўлмаган ҳолда занжирнинг бошланғич энергетик ҳолати ўзгариши туфайли содир бўладиган жараёнларни ифодалайди. Шунинг учун уни *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:

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

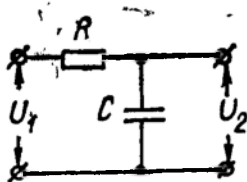
Ўзгарувчиларни ажратиб интегралласак, умумий ечим ҳосил бўлади:

$$U_{C1} = A \cdot e^{-\frac{t}{RC}}, \quad (2.25)$$

A — интеграллаш доимийси.

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

$$U_{C2} = E \quad (2.25a)$$



2.14- расм. Интегралловчи RC—занжир.

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

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

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

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

билан характерланади. У оний вақт ичида сакраш билан ўзгариши мумкин эмас. Шунинг учун занжир киришига «кучланиш сакраши» таъсир 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 сакраш» таъсир этган онда унда амплитудаси «кучланиш сакраши» никига тенг, лекин тескари ишорали ЭЮК 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 ўтиш 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 топилади:

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

(2.27) ва (2.28) ифодалар кучланиш ва ток кучининг экспоненциал қонун бўйича ўзгаришини кўрсатади. Уларнинг ўзгариш тезлиги занжирнинг вақт доимий $\tau=RC$ га боғлиқ. Вақт доимийсининг ортиши билан ток кучи ва кучланишнинг ўзгариш тезлиги камаяди,

яъни ўтиш жараёнлари узоқроқ вақт давом этади ва аксинча (2.15-расм).

Агар RC — занжирнинг чиқиш кучланиши резистор орқали олинса (2.10-расм), юқорида қўрилган занжирдаги жараёнлар сақланиб қолади ва чиқиш кучланиши қуйидагича бўлади:

$$U_R = IR = E \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.29)$$

У ҳолда занжирнинг ўтиш характеристикаси

$$h(t) = \frac{U_R}{E} = e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.30)$$

бўлади.

Демак, резистордаги кучланиш ҳам экспоненциал қонун бўйича ўзгариб, ташқи кучни улаш вақтида сакраш билан ўзининг максимал қийматига эришар экан. U_c , I ва U_R катталикларнинг вақтга боғлиқ ҳолда ўзгариши 2.15-расмда тасвирланган.

Энди RL — занжирдаги ўтиш жараёнларини кўрайлик.

Чиқиши R резистор орқали бўлган RL — занжир (2.11-расм)нинг киришига «кучланиш сакраши» (2.13-расм) таъсир этсин. $t > 0$ учун Кирхгоф тенгласини тузайлик;

$$L \frac{dI}{dt} + IR = E \quad (2.31)$$

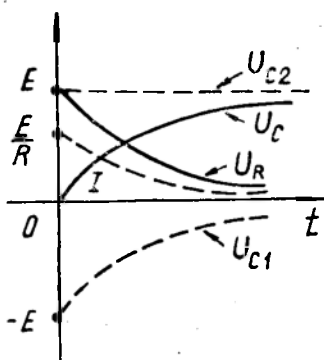
Бу I га нисбатан бир жинсли бўлмаган ўзгармас коэффициентли чизиqli дифференциал тенглама. Шунинг учун унинг ечими эркин ва мажбурловчи токларнинг йиғиндисига тенг бўлади:

$$I = I_1 + I_2 = I_m \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (2.32)$$

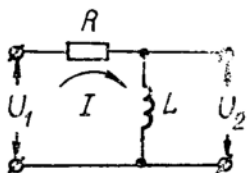
Бунда $I_m = \frac{E}{R}$ токнинг амплитуда қиймати.

Шунга кўра чиқиш кучланиши қуйидагича ифодаланади:

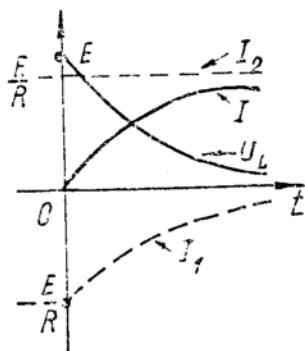
$$U_R = IR = \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) E \quad (2.33)$$



2.15-расм. RC — занжирдаги ўтиш жараёнлари тасвири.



2.16- расм. Дифференциалловчи RL—занжир.



2.17- расм. RL — занжирдаги ўтиш жараёнлари тасвири.

(2.32) ва (2.33) лар асосида занжирнинг ўтиш хараактеристикасини аниқлаймиз:

$$h(t) = \frac{U_R}{E} = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.34)$$

Агар чиқиш кучланиши L индуктивлик ғалтаги орқали олинса (2.16- расм), токнинг хараактери ўзгармайди, яъни у (2.32) орқали ифодалана беради. Шунга кўра чиқиш кучланиши қуйидагича бўлади:

$$U_2 = U_L = L \frac{dI}{dt} = E \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.35)$$

(2.32) — (2.35) ифодалар шуни кўрсатадики, RC — занжирдаги каби RL — занжирда ҳам ток кучи билан кучланиш экспоненциал қонун бўйича ўзгаради. Уларнинг ўзгариш тезлиги ҳам занжирнинг вақт доимийсига боғлиқ бўлиб, унинг ортиши билан занжирдаги ўтиш жараёнлари сусайиб боради (2.17- расм).

Шундай қилиб, занжирнинг ўтиш хараактеристикаси ундан ўтаётган сигналнинг вақт бўйича қандай ўзгариб чиқишини баҳолаш имконини беради.

2.7. Электр занжирининг стационар хараактеристикалари

Маълумки, барча электр занжирларини тузилишидан қатъий назар *тўрт қутбли система* деб қараш мумкин (2.1- расм). Агар занжирда электр манбаи бўлса,

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

Электр занжирини асосий характерловчи катталиги унинг *комплекс узатиш коэффицентидир*. У чиқиш сигнали амплитудасининг кириш сигнали амплитудасига нисбати кўринишида ифодаланади:

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

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

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

Демак, занжирнинг узатиш коэффиценти чиқиш кучланиши кириш кучланишининг қанча қисмини ташкил этишини кўрсатади. Унинг комплекс катталик бўлиши занжирда энергия тўпловчи элементлар қатнашиши билан характерланади. Шунинг учун у частотага боғлиқ миқдордир: $\dot{K} = \dot{K}(\omega)$.

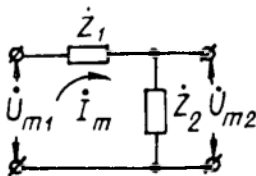
Комплекс узатиш коэффицентининг модули $K = K(\omega)$ — *занжирнинг амплитуда — частотавий ёки частотавий характеристикаси* деб, аргументи — $\varphi = \varphi(\omega)$ эса, *занжирнинг фазавий характеристикаси* деб аталади.

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

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 чиқиш сигнали шаклининг ўзгаришига сабабчи бўлади.

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



2.15- расм. Кучланиш бўлғичи.

$$U_{m2} = i(U_{m1}) / \omega = \text{const}$$

У занжирдаги амплитудавий бузилишларни ифода-
лайди.

Частотавий, фазавий ва амплитудавий характе-
ристикалар занжирнинг *стационар характеристикаларини*
ташкил қиладилар.

$\dot{Z}_1$ ва $\dot{Z}_2$ қаршиликларнинг кетма-кет уланишидан
тузилган занжирни олайлик (2.18-расм). Унда

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= Z_1 \cdot e^{j\psi_1} & \dot{U}_{m1} &= U_{m1} \cdot e^{j\varphi_1} \\ \dot{Z}_2 &= Z_2 \cdot e^{j\psi_2} & \dot{U}_{m2} &= U_{m2} \cdot e^{j\varphi_2} \\ \psi_1 &\neq \psi_2 & \varphi_2 &\neq \varphi_1 \end{aligned}$$

деб ҳисоблаймиз. Таърифга кўра занжирнинг узатиш
коэффициенти (2.36) орқали ифодаланиши керак. Ле-
кин у узатиш коэффициентининг занжир элементлари
орқали қандай аниқланишини кўрсатмайди. Агар

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{m1} &= \dot{I}_m \cdot \dot{Z}_1 + \dot{I}_m \cdot \dot{Z}_2 \\ \dot{U}_{m2} &= \dot{I}_m \cdot \dot{Z}_2 \end{aligned} \right\}$$

эканини ҳисобга олсак, бизнинг занжир учун бу боғла-
ниш вужудга келади:

$$\dot{K} = \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2} \quad (2.37)$$

Бунда $\dot{K}$ нинг қиймати бирдан кичик. Шунинг учун кў-
раётган занжиримиздан сигнал ўтганда, унинг ампли-
тудаси кичрайиб чиқади. Шунга кўра бундай занжир-
нинг узатиш коэффициентини *сусайтириш коэффициен-
ти* деб ҳам аталади. Занжирнинг ўзи эса, *кучланиш
бўлгичи* дейилади. Унга мисол қилиб электр потенцио-
метрларини кўрсатиш мумкин.

Агар занжирнинг узатиш коэффициенти бирдан кат-
та бўлса, у *кучайтириш коэффициенти* дейилади. У ак-
тив занжирлар учун ўринлидир.

Энди энг содда RC ва RL — занжирларнинг частотавий ва фазавий характеристикаларини аниқлайлик.

Чиқиш кучланиши RC — занжирнинг R резистори орқали
олинаётган бўлсин (2.10-расм), яъни $\dot{Z}_1 = \frac{1}{j\omega C}$ ва $\dot{Z}_2 = R$.

Уларни (2.37) ифодага қўйиб, узатиш коэффициенти учун қуйидаги ифодани ҳосил қиламиз;

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

(2.38) ни унинг комплекс қўшмаси

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

га кўпайтириб, квадрат илдиздан чиқарсак, кўраётган занжиримизнинг частотавий характеристикасининг тенг-ламаси ҳосил бўлади:

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

Унинг фазавий характеристикаси тенгламаси эса, қуйидагича бўлади:

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

Унда частотага 0 дан ∞ гача бўлган қийматлар бериб, занжирнинг частотавий ва фазавий характеристикаларининг графикларини ҳосил қиламиз. У 2.19- расмда кўрсатилган.

Демак, юқори частотали тебранишлар кўраётган занжиримиздан кам бузилган ҳолда ўтар экан. Чунки улар учун узатиш коэффициенти катта, фаза бузилишлари кичик.

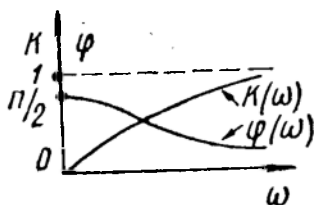
RL — занжир учун ҳам чиқиш кучланиши R резистор орқали олинаётган бўлсин (2.11-расм): $\dot{Z}_1 = j\omega L$ ва $\dot{Z}_2 = R$. Юқорида кўрилган ҳолдаги мулоҳазаларни қайтариб, занжирнинг комплекс узатиш коэффициенти

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

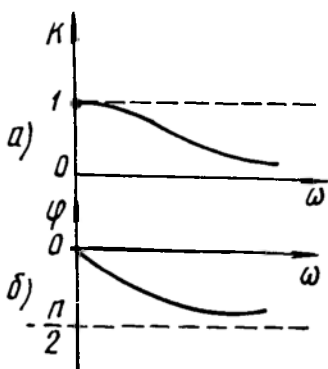
частотавий характеристикаси —

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

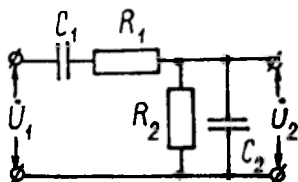
фазавий характеристикаси эса,



2.19- расм. Чиқиши резистор орқали бўлган RC — занжирнинг частотавий ва фазавий характеристикалари.



2.20-расм. Чиқиши резистор орқали бўлган RL — занжирнинг частотавий ва фазавий характеристикаси.



2.21-расм. Вин кўприги.

$$\dot{Z}_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \text{ ва } \dot{Z}_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$$

эканини ҳисобга олсак, филтърнинг комплекс узатиш коэффициенти учун қуйидаги ифода ҳосил бўлади:

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

(2.44) нинг модули

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

филтърнинг частотавий характеристикасини, аргументи

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

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

эканини аниқлаймиз. Уларнинг графиклари 2.20-расмда кўрсатилган.

Шундай қилиб, занжирларнинг частотавий ва фазавий характеристикалари уларга мураккаб сигнал таъсир этганда, чиқиш кучланишида ташкил этувчиларнинг салмоғи қандай бўлишини баҳолаш имконини беради. Шунинг учун юқорида кўрилган занжирлар *электр филтърлар* деб аталади.

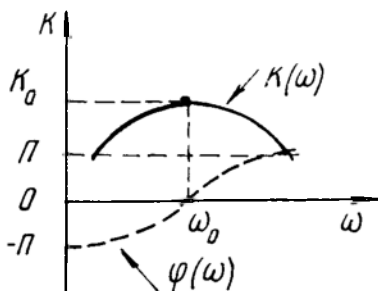
Частота танлаш мақсадида ишлатиладиган RC — филтърлардан бири Вин кўпригидир (2.21-расм). Унинг частотавий ва фазавий характеристикаларини аниқлайлик. (2.37) биноан

эса, унинг фазавий хара-
ктеристикасини ифо-
далайди. Уларнинг гра-
фиклари 2.22- расмда
кўрсатилган. Унда Вин
кўпригининг частота тан-
лаш хусусияти яққол кў-
ринади. Фақат

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

частотада фаза силжишлари
 $\varphi(\omega_0) = 0$ бўлиб, узатиш
коэффициенти энг катта
қийматга эришади:

$$K_0 = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} \quad (2.48)$$

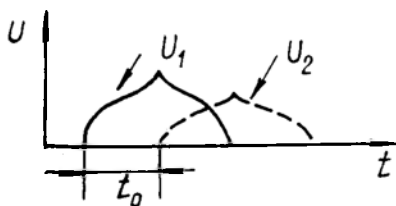


2.22- расм. Вин кўпригининг
частотавий ва фазавий
характеристикаси.

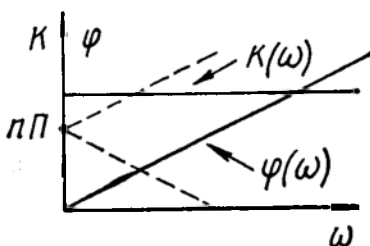
2.6. Электр занжирларининг ўтказиш соҳаси

Электр занжирдан сигналнинг шакли бузилмай
ўтиши учун занжирнинг узатиш коэффициенти барча
ташкил этувчилар учун бирдай бўлиши керак. Бошқа-
ча қилиб айтганда, агар занжир чиқишидаги кучла-
нишни кириш кучланишидан сигнални вақт бўйича су-
риш йўли билан ҳосил қилинса, уни бузилмаган деб қа-
раш мумкин (2.23- расм). Бу ҳол занжирнинг узатиш
коэффициенти частотага боғлиқ бўлмаган миқдор бўл-
гандагина, яъни идеал занжир учун бажарилади:

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



2.23- расм. Сигналнинг вақт
бўйича сурилиши.



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

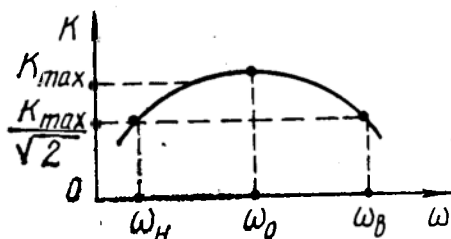
Идеал занжирнинг фазавий характеристикаси қуйидагича ифодаланади:

$$\varphi = n\pi - t \cdot \omega \quad (2.49)$$

бунда $n=0,1,2, \dots$ — натурал сонлар.

Унинг частотавий ва фазавий характеристикаси 2.24-расмда кўрсатилган.

Агар n жуфт сон бўлса, чиқиш кучланиши билан кириш кучланиши мос фазада ўзгаради, яъни уларнинг қутбланиши бир хил бўлади. Аксинча, n тоқ сон бўлса, занжирдан сигнал ўтганда, унинг қутби теска-рисига ўзгаради.



2.25-расм. Реал занжирнинг частотавий харктеристикаси.

Реал занжирларнинг узатиш коэф-фициенти ҳамма вақт частотага боғлиқ катталиқдир. Фақат частоталарнинг маълум соҳаси учунгина бу боғланиш суст бўлади ва уни ҳисобга олмаслик мумкин. Реал занжир частотавий

характеристикасининг умумий кўриниши 2.25-расмда тасвирланган. Унда узатиш коэффиценти K фақат ω_0 частота атрофидаги кичик соҳада кам ўзгаради. Бу соҳадан четда эса, у тез кичраяди. Уни **характеристиканинг нотекислик коэффиценти** деган катталиқ орқали характерланади:

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

Бунда $K_{\max}$ — ω_0 частотага тўғри келадиган узатиш коэф-фициентининг энг катта қиймати.

Амалда нотекислик коэффиценти M га тескари бўлган миқдор ҳам кенг ишлатилади. У *частотавий бузилишлар коэффиценти* деб аталади ва қуйидагича аниқланади:

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

Характеристиканинг нотекислик коэффиценти (ёки частотавий бузилишлар коэффиценти) занжир узатиш коэффицентининг частотага боғлиқ бўлмаган (суст

боғланишли) соҳасини аниқлаш имконини беради. Частотавий характеристиканинг бу соҳаси занжирнинг ўтказиш соҳаси (полосаси) деб аталади: $\Delta\omega = \omega_{\text{в}} - \omega_{\text{н}}$. Унинг кенглиги занжирнинг турига ва нотекислик коэффициентининг танланган қийматига боғлиқ бўлади. Шунинг учун занжирнинг ўтказиш соҳаси ҳақида гапирганда уни нотекислик коэффициентининг қандай қийматларига тўғри келиши ҳақида ҳам гапириш керак. Шунга кўра назарий жиҳатдан занжирнинг ўтказиш соҳасини белгилаш ихтиёрийдир. Лекин амалий жиҳатдан бу ихтиёрийлик ноқулайлик туғдиради. Шунинг учун занжирнинг ўтказиш соҳаси деганда занжирдан ўтадиган сигналнинг қиймати максимал қийматига нисбатан $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ марта ўзгарадиган частота оралиғи қабул қилинган.

Занжирнинг ўтказиш соҳасидан ташқаридаги соҳа тебранишларни сўндириш соҳаси деб аталади.

Агар сигналнинг қисқартирилган спектри занжирнинг шартли танлаб олинган ўтказиш соҳасига сигса, у оз бузилган ҳолда узатилади, яъни частотавий бузилишлар оз бўлади. Агар у ўтказиш соҳасига сигмаса (кенгроқ бўлса), частотавий бузилишлар катталиги узатиш коэффициентининг ўтказиш соҳасидан ташқаридаги кичрайиш тезлигига боғлиқ бўлади: узатиш коэффициенти частотага боғлиқ равишда суст кичрайса, частотавий бузилишлар ҳам кичик бўлади ва, аксинча. Шунинг учун занжир ўтказиш соҳасининг чегаравий қийматларини кўрсатиш қандай частотали сигналлар кам бузилиб ўтишини кўрсатиш учун етарли бўлса ҳам, сигнал шаклининг бузилишини баҳолаш учун етарли бўлмайди. Бунинг учун занжирнинг частотавий ва фазавий характеристикаларини тўлиқ билиш керак.

Демак, занжирларнинг ўтказиш соҳасини амалий жиҳатдан аниқлаш у ёки бу сигналнинг занжирдан қандай ўтишини сифат жиҳатдангина баҳолаш имконини беради. Уни миқдор жиҳатдан аниқлаш учун занжирнинг тўлиқ частотавий ва фазавий характеристикаларини билиш лозим.

2.9. Кучланиш бўлгичлари

Радиоэлектрон қурилмаларда ишлатиладиган кучланиш бўлгичларининг элементлари соф актив қаршиликли резис-

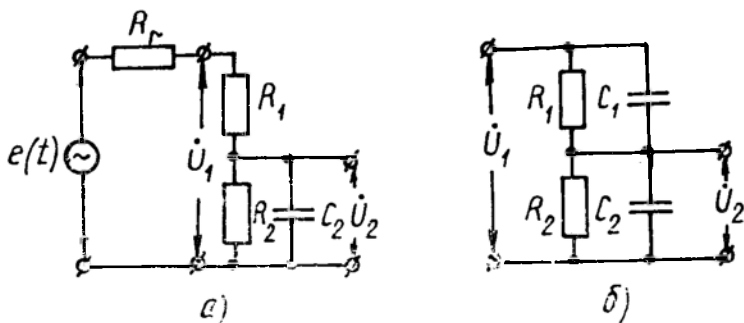
торлардан иборат, яъни $\dot{Z}_1 = R_1$ ва $\dot{Z}_2 = R_2$ (2.18-расм). Шунинг учун уларнинг узатиш коэффициенти

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

бўлади. Аммо бу ноаниқ қийматдир, чунки R_2 бир неча Ом, R_1 эса, бир неча мегаом катталикка эга бўлиши мумкин. Уни аниқлаштириш учун занжирга уланадиган манбанинг ички қаршилигини билиш керак. Агар манбанинг қаршилиги бўлгичнинг умумий қаршилиги $R_1 + R_2$ дан жуда катта бўлса, бўлгичга қўйилган кучланиш (U_1) жуда кичик (нолга яқин) бўлади. Шунинг учун кучланиш бўлиниши маънога эга бўлмайди. Аксинча, $R_i \ll R_1 + R_2$ тенгсизлик ўринли бўлса, U_1 кучланиш манба кучланишига яқин бўлади ва R_1 ва R_2 резисторларда кучланиш тақсимооти вужудга келади.

Келтирилган мулоҳазалар ўзгармас кучланиш бўлинганда тўлиқ бажарилади. Лекин занжирга ўзгарувчан кучланиш таъсир этса ва унинг частотаси ўзгарувчан бўлса, R_1 ва R_2 резисторларда кучланишнинг тақсимланиши ўзгаради. Бунга схемадаги зарарли сифмлар сабаб бўлади. Натижада занжирнинг узатиш коэффициенти частотага боғлиқ миқдорга айланади. Бунда кучланиш бўлгичига уланадиган занжирнинг кириш сифими энг катта таъсирга эга (2.26 а-расм). Уни ҳисобга олсак, бўлгичнинг узатиш коэффициенти

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



2.26- расм. Ўзгарувчан кучланиш бўлгичи.

формула билан аниқланади ва частотага боғлиқ миқдор бўлиб қолади.

Кучланиш бўлгичининг характерли белгиси шуки, унинг чиқиш кучланиши частотага боғлиқ бўлмаслиги керак. 2.26 а-расмда кўрсатилган бўлгичнинг узатиш коэффиценти частотага боғлиқ бўлмаслиги учун R_1 қаршилик қўшимча C_1 сифим билан шунтланади (2.26 б-расм). Унда занжирнинг узатиш коэффиценти.

$$\dot{K} = \frac{R_2}{\frac{1+j\omega\tau_2}{1+j\omega\tau_1} R_1 + R_2} \quad (2.53)$$

бўлади. Агар $\tau_1 = R_1 C_1$ ва $\tau_2 = R_2 C_2$ вақт доимийлари бир-бирига тенг қилиб танланса, узатиш коэффиценти (2.51) орқали аниқланади. Бу ҳол чиқиш кучланишининг частотага боғлиқ бўлмаслигини кўрсатади. Бундай кучланиш бўлгичлари *частотаси компенсацияланган бўлгич* деб аталади.

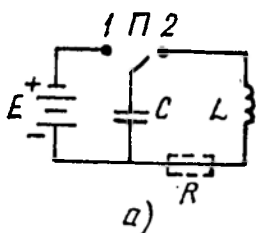
2.10. Тебраниш контурлари

Радиоэлектрон қурилмаларнинг асосий занжирларидан бири тебраниш контурларидир. Улар ёрдамида юқори частотали электр токи ҳосил қилинади ёки мураккаб тебранишларнинг керакли частота спектри ажратиб олинади.

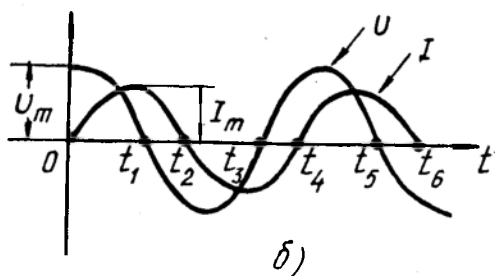
Тебраниш контури деганда L индуктивлик ғалтаги ва C конденсаторнинг уланишидан ҳосил бўладиган *берк электр занжири* тушунилади. Тебраниш контури таркибида, албатта, актив R қаршилик ҳам қатнашади. У тебраниш контурини ҳосил қилган симлардаги ва конденсаторнинг диэлектригидаги энергия ютилишини ифодалайди. Улардан индуктивлик ғалтагининг ўрамларидаги энергия йўқолиши катта аҳамиятга эга.

Тебраниш контурлари *содда* ва *мураккаб* бўлади. Содда контурга мисол қилиб *якка контурни* кўрсатиш мумкин. У якка C сифим ва L индуктивлик ғалтагидан ташкил топади.

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



2.27- расм. Идеал контурдаги ток кучи (а) ва кучланишнинг (б) вақт диаграммаси.



кин эмас, чунки унинг хусусиятлари якка контурнинг хусусиятидан тубдан фарқ қилади.

Тебраниш контурининг ишлаш принципини аниқлаш учун 2.27 а-расмда келтирилган схемани олайлик. Агар калит П ни «I» ҳолатга уласак, конденсатор бирор U_m миқдоргача зарядланади ва унда

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

электр майдон энергияси тўпланади. Шундан сўнг калитни 2» ҳолатга ўтказсак, L индуктивлик ғалтаги орқали занжир ёпилади ва конденсатор у орқали зарядсизлана бошлайди.

Конденсаторнинг зарядсизланиш токи индуктивлик ғалтаги атрофида магнит майдонини ҳосил қилади, яъни конденсаторда тўпланган электр майдон энергияси индуктивлик ғалтагининг магнит майдон энергиясига айлана бошлайди:

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

Агар тебраниш контурида энергия ютилиши бўлмаса, яъни контур идеал бўлса ($R=0$), конденсатор қопламалари орасида тўпланган энергиянинг максимал қийма-

ти индуктивлик ғалтагининг максимал магнит майдон энергиясига тенг бўлади: $W_C = W_L$

Бу жараённинг характерли белгиси шуки, конденсаторнинг зарядсизланиши оний вақтда бўлмай, аста-секин боради. Чунки бунда зарядсизланиш токининг бирдан катта бўлишига индуктивлик ғалтагида ҳосил бўладиган ўзиндукция ЭЮК йўл қўймайди.

Ўзиндукция электр юритувчи кучининг ўзгариш йўналиши ҳар доим ток кучи ёки кучланишнинг тез ўзгаришида унга тескари йўналган бўлади (Ленц қоида-си). Контурдаги ток ва конденсатор кучланишининг ўзгариши 2.27 б- расмда кўрсатилган.

Шундай қилиб, тебраниш контурининг ишлаш принципи конденсатор қопламалари орасида тўпланадиган электр майдон энергиясининг индуктивлик ғалтагининг магнит майдон энергиясига ва аксинча, магнит майдон энергиясининг электр майдон энергиясига узлуксиз айланиб туришига асослангандир. Бунда энергия алмашувини тутиб турувчи куч бўлиб индуктивлик ғалтагида ҳосил бўладиган ўзиндукция ЭЮК ҳисобланади. Контурдаги бундай тебранишлар *хусусий ёки эркин тебранишлар* деб аталади.

2.11. Тебраниш контуридаги эркин тебранишлар

Бизга R актив қаршиликка эга бўлан реал контур берилган бўлсин. Ундаги конденсаторни зарядлаб, индуктивлик ғалтагига улайлик ($t=0$). Контурдаги токнинг оний қийматини аниқлаш учун Кирхгоф тенгламасини ёзамиз:

$$L \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} \int I dt + IR = 0 \quad (2.54)$$

Бундан вақт бўйича ҳосила олиб соддалаштирсак, қуйидаги тенглама ҳосил бўлади:

$$\frac{d^2 I}{dt^2} + 2\delta \frac{dI}{dt} + \omega_0^2 I = 0 \quad (2.55)$$

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

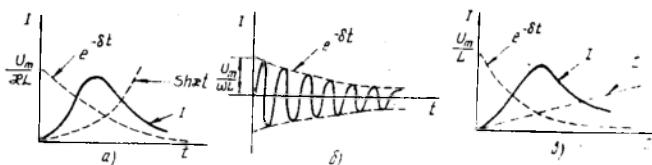
$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ — контурнинг хусусий частотаси.

(2.55) биржинсли, иккинчи тартибли, биринчи даражали дифференциал тенгламадир. Унинг умумий ечими

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

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

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



2.28- расм. Реал контур токининг κ коэффициентиға боғлиқ ўзгариш графиклари.

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

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

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

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

Бу ҳолда κ коэффициенти мавҳум миқдор бўлади. Шунинг учун унинг ифодасини қуйидагича ўзгартиб ёзиш мумкин:

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

Бунда, ω — контурда *ҳосил бўладиган тебранишлар частотаси* дейилади. Унинг моҳияти 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:

$$I = \frac{U_m}{\omega L} \cdot e^{-\delta t} \cdot \sin \omega t \quad (2.566)$$

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

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

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 ҳоллардагига ўхшаб экспоненциал қонун бўйича сўнишини, тебраниш қонуни эса, гиперболик синус қонунидан чизиқли қонунга ўтишини кўрсатади (2.28, в-расм). У даврий бўлмайди ва *критик тебраниш* деб аталади. У контур токининг 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 ($\omega \simeq \omega_0$)

2.12. Тебраниш контурининг параметрлари

Маълумки, идеал контур учун қуйидаги муносабат ўринли:

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

Агар бу тенгликка токнинг амплитуда қиймати ифодаси

$$I_m = U_m \cdot \omega_0 C$$

ни қўйсак, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ҳосил бўлади. Агар бурчак частота билан чизиқли частота орасидаги бўғланиш 2π га фарқ қилишини ҳисобга олсак, чизиқли частота учун қуйидаги ифода ҳосил бўлади:

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.57)$$

f_0 — контурнинг хусусий частотаси дейилади.

Реал контурда энергия йўқолиши мавжуд бўлгани учун унинг частотаси f_0 хусусий частотадан фарқ қилади. Бу фарқнинг катталиги контурнинг сўниш коэффициенти (ёки сўниш даражаси) δ га боғлиқ. У тебраниш амплитудасининг сўниш тезлигини ифодаловчи коэффициентдир.

Частотанинг ифодасини қуйидагича ўзгартиб ёзамиз:

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

Бунда $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ — контурнинг тўлқин ёки характеристик қаршилиги дейилади. У конденсаторга берилган бошланғич заряд миқдоридан қандай энг катта амплитудали ток ҳосил бўлиши мумкинлигини характерлайди.

Демак, ρ ва R катталиклар орасидаги муносабат реал контур частотасининг идеал контур частотасидан қандай фарқ қилишини характерлайди. Агар $R \ll \rho$ бўлса, бу фарқни ҳисобга олмаслик мумкин: $\omega \approx \omega_0$. Лекин кўпинча актив қаршилиқнинг таъсирини ҳисобга олмаслик мумкин эмас. Унда частота қуйидаги тақрибийлаштирилган формуладан аниқланади:

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

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

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

Битта давр давомида тебраниш амплитудасининг нисбий ўзгаришини характерловчи катталик контурнинг логарифмик сўниш коэффициенти деб аталади:

$$\theta = \ln \frac{I_{m1}}{I_{m2}} \quad \text{Агар 2.29- расмдан}$$

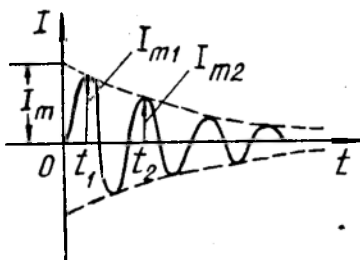
$$I_{m1} = I_m \cdot e^{-\delta t_1} \quad \text{ва} \quad I_{m2} = I_m \cdot e^{-\delta t_2}$$

ни аниқлаб, $t_2 = t_1 + T$ эканлини ҳисобга олсак, логарифмик сўниш коэффициентини:

$$\theta = \delta T = \pi \frac{R}{\rho} \quad (2.58)$$

бўлади.

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



2.29- расм. Реал контурдаги даврий тебранишлар.

$$d = \frac{\theta}{\pi} = \frac{R}{\rho} \quad (2.59)$$

У контурда тўпланган тўлиқ энергиянинг битта тебраниш даврида йўқоладиган ўртача миқдорини характерлайди:

$$d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{w_R}{w_L} \quad (2.59a)$$

Сўниш декременти d га тескари миқдор контурнинг сифати ёки асслиги деб аталади:

$$Q = \frac{1}{d} = \frac{\rho}{R} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} \quad (2.60)$$

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

2.13. Якка тебраниш контуридаги мажбурий тебранишлар. Резонанс ҳодисаси

Маълумки, ҳар бир системага берилган ташқи таъсирнинг энергетик ҳолатини ўзгартиради ва унда бошланғич ҳолатга боғлиқ бўлмаган эркин тебранишларни вужудга келтиради. Системанинг умумий ҳолати эса, ташқи кучнинг табиати билан аниқланади.

Агар ташқи таъсир қисқа муддатли туртки, яъни давом этиш вақти эркин тебранишлар давридан кичик импульсдан иборат бўлса, системанинг ҳолати ўтиш жараёнилари табиатига эга бўлади ва тебраниш амплитудаси нолга интилиб боради. Аксинча, агар ташқи куч

даврий катталик бўлса, системанинг ҳолати турғун ҳолатга интилувчи ўтиш жараёнлари билан характерланади. Бу ҳолда системадаги эркин тебранишлар сўнмас тебранишга айлана бошлайди ва тўлиқ ташқи кучнинг табиати билан характерланади. Улар *мажбурий тебранишлар* деб аталади.

Эркин тебранишлардан фарқли равишда мажбурий тебранишлар қуйидаги хусусиятларга эга:

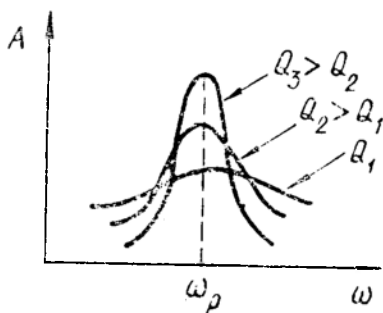
1. Тебранишлар сўнмас бўлиб, фақат ташқи куч таъсири вақтидагина мавжуд бўлади.

2. Тебраниш шакли ташқи куч шаклига боғлиқ бўлади.

3. Тебраниш частотаси контур элементлари L ва C ларга боғлиқ бўлмай, 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 тебранишни тутиб туриш учун катта энергия талаб қилинади. Аксинча, бу фарқ кичик бўлса, унинг миқдори ҳам кичик бўлади. Шунга кўра, тебраниш контурига берилаётган энергия ўзгармас бўлганда, мажбурловчи тебранишлар частотаси контурнинг хусусий частотасига яқинлашиб борса, контурда ҳосил бўладиган тебранишларнинг амплитудаси ўсиб боради ва бу частоталар тенг бўлганда у максимал қийматга эришади. Бу ҳодиса *резонанс ҳодисаси* ёки *резонанс* деб аталади.



2.30- расм. Контурнинг резонанс чизиғи.

Резонанс *резонанс чизиғи* орқалти ифодаланади. У контурдаги ток ёки кучланиш амплитудасининг частотага боғлиқлик графигидир. резонанс чизиғи контурларнинг сезгирлигини, яъни ташқи таъсирга ҳозиржавоблигини аниқлаш имкониятини беради. Резонанс чизиғининг шакли контурнинг ассли-

гига боғлиқ. Асллиқнинг ортиши билан у ўткирлаша бошлайди ва контурнинг сезгирлиги — частота танлаш қобилияти ўсиб боради (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 кузатилади. Шунинг учун уни *кетма-кет резонанс* деб ҳам аталади.

Кетма-кет тебраниш контури деганда элементлари ташқи генератор билан кетма-кет уланган контур тушунилади. Бошқача қилиб айтганда кетма-кет контурда ташқи генератор контурнинг ичига киради (2.31- расм).

Контурнинг $a-a$ кириш клеммаларига $U = U_m \cdot \cos(\omega t + \varphi)$ кучланиш берадиган генератор уланган бўлсин. Осон бўлиши учун генераторнинг ички қаршилигини нолга тенг деб ҳисоблаймиз (Y контурнинг актив қаршилиги таркибига киради: $R = R_k + R_r$).

Маълумки, занжирнинг стационар режимда ток кучининг оний қийматини аниқлаш учун унинг комплекс амплитудаси I_m ва контурнинг тўлиқ комплекс қаршилиги Z ни билиш етарли бўлади. Қўрилаётган ҳолда комплекс қаршилик

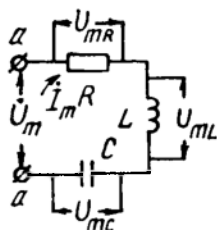
$$\dot{Z} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (2.61)$$

бўлади. Бунда

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

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

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



2.31- расм. Кетма-кет тебраниш контури.

$$I_m = \frac{U_m}{Z} = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} \quad (2.62)$$

Генераторнинг кучланиши билан контурдаги ток ора-сидаги фаза фарқи $\varphi - \psi$ га тенг. Фақат $\varphi = 0$ бўлган ҳолда, у (2.61 а) ифода билан аниқланади.

(2.61 а) ва (2.62) ифодалар контурдаги ток кучи-нинг амплитудаси ва фазаси ташқи генераторнинг частотасига боғлиқ миқдорлар эканини кўрсатади. Агар

$\omega L - \frac{1}{\omega C} = x_L - x_C = 0$ бўлса, контурдаги токнинг амплиту-даси энг катта, тўлиқ қаршилиги энг кичик (актив) ва фаза силжишлари нолга тенг бўлади:

$$Z_p = R; \quad I_{mp} = \frac{U_m}{R}; \quad \psi_p = 0$$

Бу генератор частотасининг битта қийматида кузатилиши мумкин:

$$\omega_p L - \frac{1}{\omega_p C} = 0$$

Ундан $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ экани кўринади. Лекин шу ифода орқали

контурнинг хусусий частотаси ҳам аниқланади. Шунинг учун $\omega_p = \omega_0$. Бу *резонанс шартидар*.

Демак, резонанс вақтида контурнинг реактив қарши-лиги нолга тенг:

$$x_L - x_C = x = 0 \quad (2.63)$$

Бу резонанс шартининг асосий ифодасидир. У барча тебраниш хусусиятига эга бўлган системалар учун ўринлидир.

Таърифга кўра, резонанс вақтида тебраниш ампли-тудаси ўзининг максимал қийматига эришиши керак. Бизнинг ҳолда ток амплитудаси максимал бўлмоқда. Лекин биз уни ток резонанси эмас, балки кучланиш ре-зонанси деб атадик. Бунни аниқлаштириш учун контур элементларидаги кучланиш тушувини аниқлаш керак:

$$U_{Lp} = I_{mp} \cdot \omega_0 L = U_m \cdot Q$$

$$U_{cp} = I_{mp} \cdot \frac{1}{\omega_0 C} = U_m \cdot Q$$

$$U_{Rp} = I_{mp} R = U_m$$

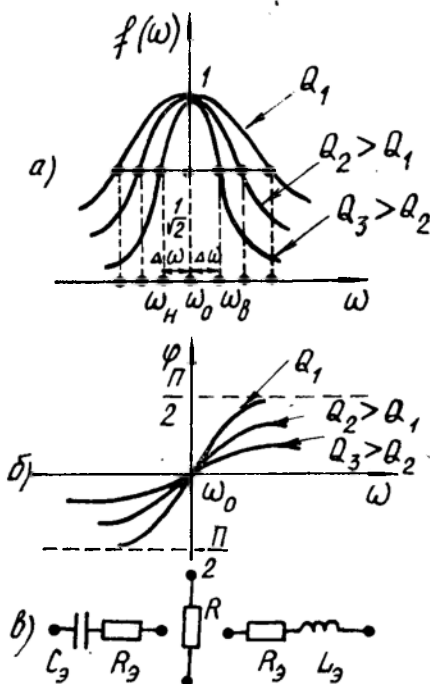
Демак, резонанс вақтида контурнинг реактив элементлари-ридаги кучланиш қўйилган кучланишдан контурнинг асслиги (Q) марта ортиб кетар экан. Улар сон жиҳатдан бир-бирига тенг бўлса ҳам, йўналишлари жиҳатдан қарама-қаршидир. Шунинг учун бу кучланишларнинг натижавий таъсири U_x нолга тенг бўлади. Бундан резонансга созланган кетма-кет контурда генератор кучланишини Q марта юксалтириб олиш мумкин деган хулоса чиқади. Шу сабабли кетма-кет контурдаги резонанс кучланиш резонанси дейилади.

Кетма-кет контурнинг резонанс чизиғини

аниқлайлик. Уни ток амплитудасига, тўлиқ қаршиликка ва фаза силжишига нисбатан тузиш мумкин. Чунки улар частотага боғлиқ миқдорлардир. Қўпинча резонанс чизиғи нисбий катталиқ сифатида тузилади. У кўрилатган катталиқнинг резонанс вақтдаги қийматидан қандай четлашишини кўрсатади. Масалан, ток кучи бўйича резонанс чизиғи тенгламаси қуйидагича ёзилади:

$$f(\omega) = \frac{I_m}{I_{mp}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (2.64)$$

(2.64) ни қулайроқ шаклга келтирамыз. Бунинг учун маҳраждаги илдиждан R^2 ни, қавс ичидан ωL ни ташқарига чиқариб, (2.60) ни ҳисобга олсак, у қуйидаги кўринишга келади:



2.32- расм. Кетма-кет контурнинг частотавий (а) ва фазавий (б) резонанс чизиғи ҳамда эквивалент схемаси (в)

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

Бунда, $Q \left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right]$ — катталик умумлашган бузилиш дейилади.

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

$$Q \left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right] = Q \frac{(\omega + \omega_0)(\omega - \omega_0)}{\omega\omega_0} \simeq Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$$

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

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

Шунга кўра (2.64 а) резонанс чизиги тенгламаси кичик бузилишлар соҳаси учун қуйидаги кўринишда ёзилади:

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

(2.64 б) резонанс чизигининг контур асллигига боғлиқлигини кўрсатади. Асклик Q нинг ортиши билан частота ўзгаришининг $f(\omega)$ га таъсири зўраяди (2.32 а-расм).

Резонанс чизиги ёрдамида контурнинг ўтказиш соҳасини аниқлаш мумкин. У

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

бўлади.

Демак, тебраниш контурининг ўтказиш соҳаси унинг асллигига боғлиқ экан. Аскликнинг ортиши билан ўтказиш соҳаси торайиб боради ва контурнинг танлаш хусусияти — сезгирлиги ортади (2.32 а-расмдаги пункт чизиққа қаранг).

Шуни айтиш керакки, агар контурга бирор резистор уланса, унинг ўтказиш соҳаси кенгаяди. Чунки у контурнинг асллигини ёмонлаштиради. Буни исбот қилиш учун уланган резистор қаршилигининг таъсирини контур ичига киритиб ҳисобланади. У контурнинг эквивалент актив қаршилигини орттиради ва энергия ютилиши кўпаяди, Демак, контурнинг асллиги кичраяди.

Шу мазмунда ташқи генератор ички қаршилигининг контур асслигига таъсирини аниқлаш катта амалий аҳамиятга эга. Умумий ҳолда генераторнинг ички қаршилиги комплекс катталиқдир:

$$\dot{Z}_r = R_r + jX_r$$

Шунинг учун у контурдаги энергия йўқолишинигина орттириб қолмай, балки унинг резонанс частотасини ҳам ўзгартиради. Агар генератор қаршилигини соф актив қаршилиқдан иборат десак ($X_r = 0$, $\dot{Z}_r = R_r$), контурнинг эквивалент асслиги қуйидагича ифодаланади:

$$Q_0 = \frac{p}{R + R_r} = \frac{Q}{1 + \frac{R_r}{R}} \quad (2.66)$$

Бу контур асслигининг ўзгариши генераторнинг ички қаршилиги билан контурнинг актив қаршилиги орасидаги нисбатга боғлиқ эканини кўрсатади. Генераторнинг ички қаршилиги ортиши билан унинг эквивалент асслиги камайиб боради. Шунинг учун унинг ўтказиш соҳаси кенгайиб, частоталарни танлаш қобилияти (сезгирлиги) сусаяди.

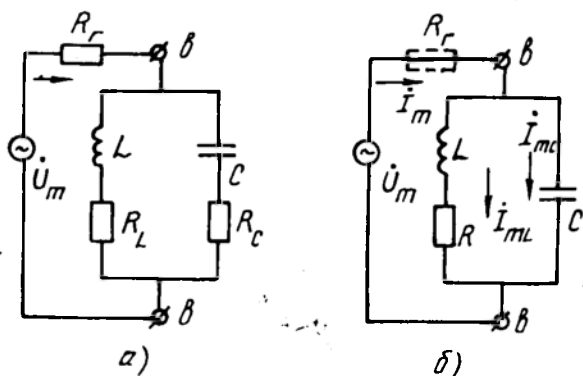
Демак, кетма-кет контурга ички қаршилиги кичик бўлган генератор уланиши керак.

2.15. Ток резонанси

Ток резонанси параллель тебраниш контурида кузатилади. Шунинг учун у *параллель резонанс* деб ҳам аталади.

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

2.33 а-расмда параллель тебраниш контурининг схемаси кўрсатилган. Унда R_L — индуктивлик тармоғининг актив қаршилиги; R_c — сифим тармоғининг актив қаршилиги. У конденсатор диэлектригидаги энергия йўқолишини ҳам ҳисобга олади.



2.33- расм. Параллел тебраниш контури.

Контурнинг б — б клеммаларига гармоник кучланиш генератори уланган бўлсин. Текшириш осон бўлиши учун генераторнинг ички қаршилигини нолга тенг ($R_r = 0$) ва энергия йўқолиши фақат индуктив тармоқда мавжуд деб ҳисоблаймиз (2.33 б- расм). Бу ҳолда контур генераторга ташқи нагрузка вазифасини бажаради ва тўлиқ қаршилиги қуйидагича ифодаланади ($R \ll \omega_0 L$):

$$\dot{Z} = \frac{\frac{L}{C}}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} = \frac{\rho^2 \cdot e^{j\psi}}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} \quad (2.67)$$

Ток амплитудаси эса (2.12 а) ифодага биноан қуйидагича бўлади:

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

(2.67) ва (2.68) ифодалар (2.63) резонанс шarti бажарилганда контурнинг тўлиқ қаршилиги деярли актив қаршилиқ табиатига эга бўлиб, миқдори энг катта

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

генератордан контурга келаётган ток амплитудаси энг кичик

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

бўлишини кўрсатади. Унда

$$\frac{I_{mc}}{I_{mp}} = \frac{I_{mL}}{I_{mp}} = Q$$

бўлади, яъни генератордан контурга келаётган токдан унинг тармоқларидаги ток Q марта катта бўлади.

Демак, резонанс вақтида тармоқлардан ўтайдиган ток Q марта ортади. Шунинг учун параллель контурдаги резонанс ток резонанси ёки параллель резонанс дейилади. Резонанс вақтида контурнинг қаршилиги ортаганлиги сабабли уни қаршиликлар резонанси деб ҳам аталади.

Умуман олганда, ток резонансининг ифодаси кучланиш резонансининг (2.64) резонанс чизиғи ифодасидан фарқ қилади. Лекин биз кўраётган соддалаштирилган ҳолда уларни бир хил деб қараш мумкин. Чунки уларнинг тенгламалари бир-бирига ўхшаш бўлади:

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

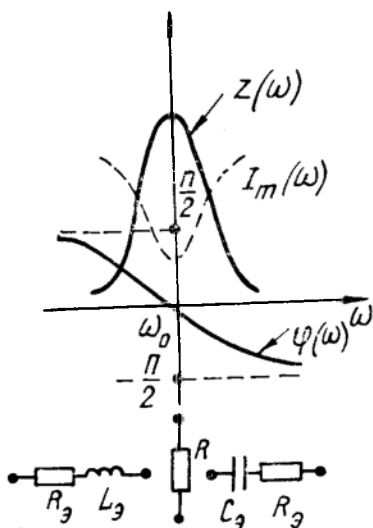
Фарқ фақат фазавий характеристикада кузатилади. 2.34-расмда Z , I_m ва ψ катталикларнинг абсолют қийматлари бўйича ҳосил қилинган резонанс чизиқлари тасвирланган.

Умуман олганда параллель контурнинг резонанс чизиқлари тўлиқ қаршилик Z билан генераторнинг R_r ички қаршилиги орасидаги муносабатга боғлиқ. Бунда уч хил ҳол бўлиши мумкин.

I ҳол:

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

Бу ҳолда контур кучланиши генератор кучланишига тенг

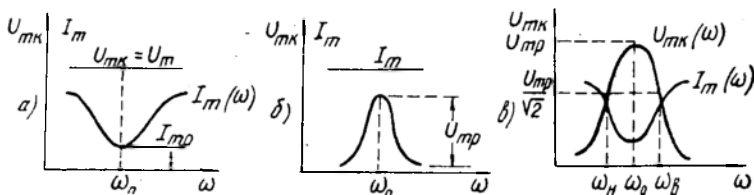


2.34-расм. Параллел контурнинг резонанс чизиқлари ва эквивалент схемаси.

$U_{\text{тк}} = U_{\text{м}}$. Генератордан контурга келадиган ток контурнинг қандай созланганлигига боғлиқ. Резонанс вақтида Z_p максимал қийматга эришгани учун $I_{\text{тп}}$ ток минимал бўлади. Контурдаги кучланиш $U_{\text{тк}}$ генераторнинг частотасига боғлиқ эмас. Шунинг учун контур кучланиш бўйича танлаш хусусиятига эга бўлмайди Уни 2.35-а расмдан кўриш мумкин.

II ҳол:

$$Z \ll R_r \text{ (ёки } R_r \rightarrow \infty)$$



2.35- расм. Параллел контурнинг $Z \gg R_r$ (а), $Z \ll R_r$ (б) ва $Z \approx R_r$ (в) ҳоллардаги резонанс чизиқлари.

Бу ҳолда контурга келадиган ток амплитудаси $I_m = \frac{U_m}{R_r}$ кўринишда ифодаланади ва генератор частотасига боғлиқ бўлади. Контурдаги кучланиш $U_{\text{тк}}$ унинг қаршилигига мутаносиб ўзгариб, резонанс вақтида максимал қийматга эришади (2.36-б расм).

III ҳол: $Z \approx R_r$.

Бу ҳолда I_m ток ва $U_{\text{тк}}$ кучланиш частотага боғлиқ бўлиб, уларнинг ўзгариш хусусияти II ҳолдаги каби бўлади. (2.35 в-расм).

Резонанс чизиғининг тенгламасидан параллель контурнинг ўтказиш соҳасини аниқлаш мумкин. У кетма-кет контурнинг ўтказиш соҳаси билан бир хил бўлади ((2.65) ифодага қараи).

Контурга нагрузка уланган бўлса, унинг эквивалент аслиги

$$Q_s = \frac{Q}{1 + \frac{Z_p}{R_r}} \quad (2.72)$$

орқали аниқланади. Бунда (2.71) ни ҳисобга олсак, контурнинг нисбий ўтказиш соҳаси қуйидагича кўринишда ифодаланади:

$$\frac{\omega_{\text{в}} - \omega_{\text{н}}}{\omega_0} = d \left(1 + \frac{Z_p}{R_r} \right) \quad (2.73)$$

Демак, параллел контурнинг ўтказиш соҳаси генераторнинг ички қаршилиги билан контурнинг тўлиқ қаршилиги орасидаги нисбатга боғлиқ экан. Агар $Z_p \gg R_r$ бўлса, контурнинг ўтказиш соҳаси токка нисбатан чекли қийматга эга бўлиб, кучланиш бўйича чегараланмаган бўлади. Аксинча, $Z_p \ll R_r$ бўлса, у кучланиш бўйича чекли қийматга эга бўлиб, ток бўйича чегараланган бўлмайди. Фақат контурнинг тўлиқ қаршилиги генератор ички қаршилиги тартибида бўлгандагина у ҳам ток бўйича, ҳам кучланиш бўйича чекли қийматга эришади.

Шундай қилиб, параллель тебраниш контуридан ташқи генераторнинг ички қаршилиги контурнинг тўлиқ қаршилиги тартибида ёки ундан катта бўлган ҳоллардагина фойдаланиш мумкин.

2.16. Боғланган тебраниш контурлари

Ўзаро энергия алмашилиши мумкин бўлган контурлар системаси *боғланган тебраниш контури* деб аталади.

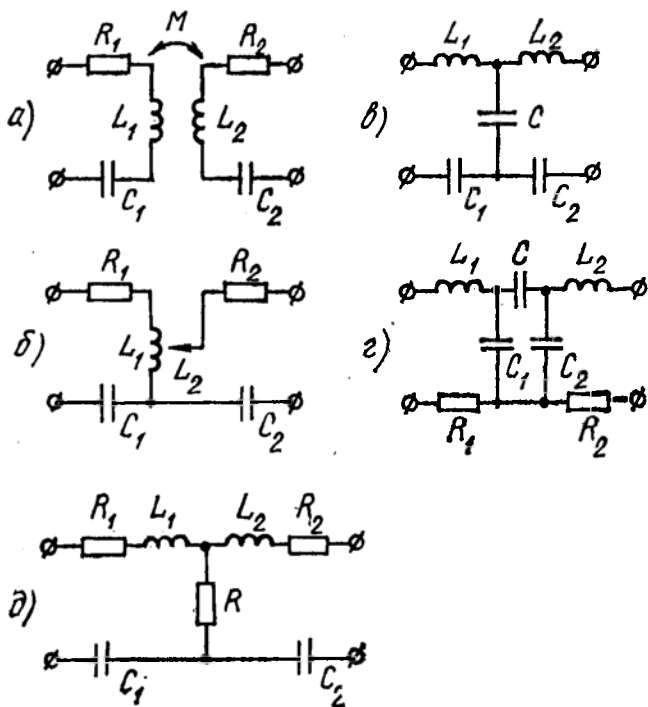
Парциал контурлар орасидаги боғланиш *боғланиш қаршилиги* деб аталадиган катталиқ орқали характерланади. Алмашинадиган энергия турига қараб боғланиш қаршилигининг тури аниқланади.

Агар контурлар орасида магнит майдон энергияси алмашинса, индуктивлик ғалтаги боғловчи қаршилиқ бўлиб хизмат қилади. Агар электр майдон энергиясини алмашинса, боғловчи элемент конденсатор бўлади.

Агар энергия алмашиш оддий электр токи ҳисобида бажарилса, боғланиш резистор орқали амалга оширилади. Шунга кўра контурлар орасидаги боғланиш индуктив, сиғим ва гальваник боғланиш деб уч турга ажратилади. Буларга 2.36-расмда тасвирланган иккита содда контурнинг ўзаро боғланиши мисол бўлади.

Ҳар бир боғланиш тури хилма-хил бўлиши мумкин. Масалан, индуктив боғланиш — трансформатор (2.36 а-расм) ёки автотрансформатор (кониндуктив) (2.36 б-расм) боғланишга, сиғим боғланиш ички (2.36 в-расм) ёки ташқи (2.36 г-расм) сиғим боғланишларга ажратилиши мумкин.

Шуни айтиш керакки, боғланиш турларининг қўпчилиги, схемаларнинг мураккаблиги ва бошқа сабаблар боғланишга кирувчи парциал контурни яқка контур сифатида ажратиб олиб ўрганиш имконини бермайди.



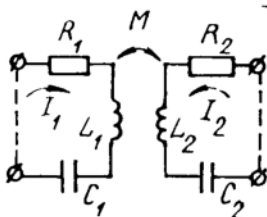
2.36- расм. Боғланган тебраниш контурининг турлари.

Шунинг учун парциал контурнинг хусусиятлари якка контурнинг хусусиятларидан тубдан фарқ қилади. Боғланган тебраниш контурлари мураккаб система бўлиб, якка контурга нисбатан жуда кўп афзалликларга эга. Масалан, боғланган тебраниш контурининг ўтказиш соҳаси тўғри тўртбурчак шаклига яқинлиги ва бошқалар.

Амалда индуктив боғланишли икки парциал контурдан ташкил топган системалар энг кўп ишлатилади. Парциал контурларнинг частоталари бир-бирига тенг ёки яқин қийматли бўлганда, улар орасидаги ўзаро боғланиш миқдор жиҳатдан *боғланиш коэффиценти* деб аталган катталиқ орқали характерланади. Унинг катталигини соф индуктив ёки сиғим боғланиш ҳоли учун аниқлаш қулай.

Бизга индуктив боғланишли иккита контурдан таш-

кил топган система берилган бўлсин (2.37-расм). Унда M — ўзаро индукция коэффициенти. Фараз қилайлик, системадаги C_1 конденсатор ташқи манбага уланиб бирор қийматли потенциаллар айирмаси ҳосил бўлгунча зарядланган бўлсин. Агар ташқи манбани узиб, биринчи контур занжири уланса (иккинчи контур узук), C_1 конденсатор L_1 индуктивлик ғалтаги орқали зарядсизлана бошлайди ва контурда I_1 қийматли оний ток ҳосил бўлади. Натижада L_1 индуктивлик ғалтагида



2.37-расм. Ўзаро индуктив (трансформатор) боғланишли контурлар системаси.

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

кучланиш вужудга келади ва унинг магнит майдони L_2 индуктивлик ғалтагида

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

ўзаро индукция ЭЮК ни ҳосил қилади. (Иккинчи контур узук бўлгани учун занжирда ток ҳосил бўлмайди). Бунда

$$n_1 = \frac{U_{12}}{U_{L1}} = \frac{M}{L_1}$$

катталиқ иккинчи контурнинг биринчи контур билан *боғланиш даражаси* ёки *биринчи контурнинг узатиш коэффициенти* дейилади. У биринчи контурдан иккинчи контурга энергия узатилиш жараёнини ифодалайди.

Агар бошланғич ҳолатга қайтиб, C_2 конденсатор зарядланса ва юқорида айтилган мулоҳазалар такрорланса, биринчи контурнинг иккинчи контур билан *боғланиш даражаси*, яъни иккинчи контурнинг узатиш коэффициенти

$$n_2 = \frac{U_{21}}{U_{L2}} = \frac{M}{L_2}$$

бўлишини аниқлаш мумкин. У иккинчи контурдан биринчи контурга энергия узатилишини ифодалайди.

Боғланиш даражалари n_1 ва n_2 нинг геометрик ўртачасига тенг катталиқ

$$n = \sqrt{n_1 \cdot n_2} = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (2.74)$$

контурларнинг ўзаро боғланиш коэффициентини деб аталади ва контурлар орасидаги ўзаро энергия алмашишини ифодалайди. Агар (2.74) ни ω частотага кўпайтириб бўлинса, ўзаро боғланиш коэффициентининг умумлашган ифодаси ҳосил бўлади:

$$n = \frac{\omega M}{\sqrt{\omega L_1 \cdot \omega L_2}} = \frac{X_6}{\sqrt{X_1 \cdot X_2}} \quad (2.74 \text{ а})$$

Бунда, $X_6 = \omega M$ — боғланиш қаршилиги,

$X_1 = \omega L_1$ — ғалтакнинг индуктив қаршилиги,

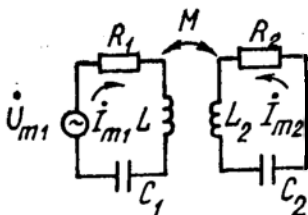
$X_2 = \omega L_2$ — ғалтакнинг индуктив қаршилиги,

Демак, ўзаро боғланиш коэффициентининг ифодасига кирадиган қаршиликларнинг реактивлик табиати бир хил бўлар экан. Бошқача айтганда, (2.74 а) ифодада индуктив боғланишда индуктив қаршиликлар, сиғим боғланишида эса, сиғим қаршиликлар қатнашади.

2.17. Боғланган тебраниш контуридаги мажбурий тебранишлар

Маълумки, системадаги мажбурий тебраниш ташқи мажбурловчи куч — генератор таъсирида ҳосил бўлади. Боғланган тебраниш контурларида мажбурловчи генераторнинг уланиши боғланишга кирган контурлар орасидаги тенгҳукуқлилиқ хусусиятини йўқотади. Шунинг учун бирламчи ва иккиламчи контурлар тушунчаси киритилади.

Системадаги ташқи генератор уланадиган контур бирламчи контур деб, қолганлари эса, иккиламчи контур деб аталади. Иккиламчи контур бирламчи контурнинг нагрузкаси (истеъмолчиси) вазифасини бажаради.



2.38- расм. Боғланган тебраниш контуридаги мажбурий тебранишлар.

Ҳар қандай системада бўлгани каби, боғланган контурлар системасида ҳам, бирламчи контурга генератор уланиши билан унда аввал ўтиш жараёнлари юз беради. Маълум вақт ўтгандан кейин эса, турғун жараёнлар вужудга келади, яъни эркин жараён-

лар сўниб мажбурловчи жараёнлар қолади. Натижада бирламчи контурдан иккиламчи контурга даврий равишда энергия узатила бошлайди (ташқи генераторга бўладиган акс таъсир ҳисобга олинмайди).

Ўзаро трансформатор боғланишли иккита контурдан ташкил топган системани олайлик (2.38-расм). Унда биринчи контурни бирламчи контур деб, иккинчисини эса, иккиламчи контур деб ҳисоблаймиз. Мажбурий тебранишлар тенгламаси қуйидагича ифодаланади:

$$\begin{cases} \dot{U}_{m1} = \dot{I}_{m1} \cdot \dot{Z}_1 + j\omega M \dot{I}_{m2} \\ 0 = \dot{I}_{m2} \cdot \dot{Z}_2 + j\omega M \dot{I}_{m1} \end{cases} \quad (2.75)$$

Бунда

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) = R_1 + jX_1 \\ \dot{Z}_2 = R_2 + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) = R_2 + jX_2 \end{cases} \quad (2.76)$$

(2.75) тенгламалар системасига кировчи ҳар бир тенглама иккинчи даражали бўлгани учун у умуман тўртинчи даражалидир. Шунинг учун текширишда ўрғанаётган занжиримизни $L_{\text{экв}}$, $C_{\text{экв}}$ ва $R_{\text{экв}}$ эквивалент элементларнинг кетма-кет уланишидан ҳосил бўладиган занжир кўринишига келтириб текшириш мумкин эмас. Фақат хусусий ҳолда занжирга гармоник тебраниш генератори уланган бўлса, стационар жараёнлар учунгина бундан чекиниш мумкин. Лекин бунда эквивалент параметрлар частотага боғлиқ бўлиб қолади. Шуларни ҳисобга олган ҳолда 2.38-расмда кўрсатилган системанинг эквивалент схемасини тузамиз. Унинг тўлиқ қаршилиги системамизнинг эквивалент қаршилигини ташкил этади.

(2.75) тенгламалар системасининг иккинчи ифодасидан $\dot{I}_{m2}$ токни аниқлаб, уни биринчи ифодасига қўямиз ва (2.76) ифодани ҳисобга олган ҳолда соддалаштирамиз:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{m1} &= \dot{I}_{m1} \left[\left(R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} R_2 \right) + j \left(X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} X_2 \right) \right] = \\ &= \dot{I}_{m1} \cdot \dot{Z}_{\text{экв}} \end{aligned} \quad (2.77)$$

Бунга белгилаш киритайлик:

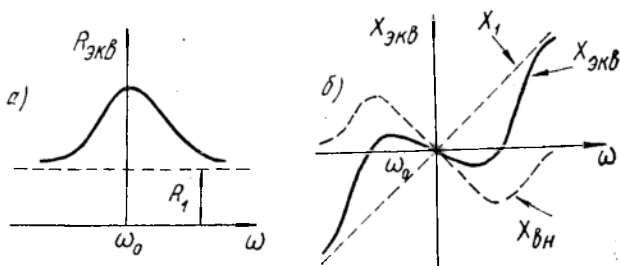
$$\left. \begin{aligned} R_{\text{эКВ}} &= R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} R_2 = R_1 + R_{\text{вн}} \\ X_{\text{эКВ}} &= X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} X_2 = X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2 = X_1 + X_{\text{вн}} \end{aligned} \right\} (2.78)$$

Бунда, $R_{\text{вн}} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} R_2$ — киритилаётган актив қаршилик;

$X_{\text{вн}} = -\frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2$ — киритилаётган реактив қаршилик;

$Z_{\text{эКВ}} = R_{\text{эКВ}} + jX_{\text{эКВ}}$ — эквивалент (тўлиқ) қаршилик дейилади.

Эквивалент параметрларнинг (2.78) ифодасини якка контурнинг қаршилиги ифодаси (2.61) билан солиштирсак, бирламчи контурнинг қаршилиги боғланиш туфайли $R_{\text{вн}}$ ва $X_{\text{вн}}$ миқдорларга ўзгарганлигини кўриш мумкин. Бунда $R_{\text{вн}}$ *актив* ва $X_{\text{вн}}$ *реактив киритилган қаршиликлар* дейилади. Уларнинг катталиги ўзаро индукция коэффиценти M га ва ташқи генератор частотасига, яъни боғланиш қаршилигининг катталигига боғлиқдир. 2.39-расмда эквивалент кириш қаршиликларининг частотага боғлиқ равишда ўзгариш графиги тасвирланган.



2.39- расм. $R_{\text{эКВ}}$ (а) ва $X_{\text{эКВ}}$ (б) нинг ташқи генератор частотасига боғлиқлиги.

Боғланган тебраниш контуридаги резонанс турли хил бўлиб, ҳар хил ном билан юритилади. Улар махсус курсларда ўрганилади. Биз шуларнинг бири билан та-нишамиз.

(2.75) тенгламалар системасининг биринчи ифода-

сидан $\dot{I}_{m1}$ ни аниқлаб, иккинчисига қўямиз ва $\dot{I}_{m2}$ ток-ни топамиз:

$$\dot{I}_{m2} = \frac{\omega M \cdot \dot{U}_{m1}}{-(R_1 X_2 + R_2 X_1) + j(R_1 R_2 - X_1 X_2 + \omega^2 M^2)} \quad (2.79)$$

Резонанс шартига биноан I_{m2} ток максимал қийматга эришиши учун (2.79) ифоданинг мавҳум қисми нолга тенг бўлиши керак:

$$R_1 R_2 - X_1 X_2 + \omega^2 M^2 = 0 \quad (2.80)$$

Демак, (2.80) ифода кўрилатган ҳол учун боғланган тебраниш контурининг резонанс шартидир. Уни ечиб резонанс кузатиладиган частоталарни аниқлаш мумкин. Идеал ва бир хил ($L_1 = L_2 = L$, $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = 0$) контурлар системаси учун улар қуйидагича ифодаланади:

$$\omega_1 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+n}} \text{ ва } \omega_2 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-n}} \quad (2.81)$$

ω_1 , ω_2 — боғланиш частоталари деб аталади. Улардан ω_1 — сусткаш, ω_2 — тезкор частота ҳисобланади. Демак, кўраётган боғланган контуримиздаги $\dot{I}_{m2}$ ток иккита частота — боғланиш частоталарида максимал қийматга эга. Шунинг учун системанинг резонанс чизиғи иккита максимумга эга бўлади. Улар орасидаги минимум ω_0 частотага тўғри келади, чунки боғланиш коэффициенти кичрайиши билан ω_1 ва ω_2 частоталар ω_0 частотага интилади ва $n=0$ бўлганда $\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$ бўлиб қолади. Бунда икки максимумли резонанс чизиғи битта максимумли чизиққа айланади.

Боғланиш коэффициентини кичрайтириш учун боғланишга кирувчи контурларни бир-биридан узоқлаштириш керак. Шунинг учун идеал контурлар орасидаги боғланиш йўқолиши учун ($n=0$) уларни бир-биридан чексиз масофага узоқлаштириш зарур. Бунда ташқи генератор яккаланган контурга улангандай бўлиб қолади ва резонанс битта ω_0 частотада кузатилади.

Реал контурлар учун ҳамма вақт энергия ютилиши мавжуд ($R \neq 0$). Шунинг учун икки максимумли резонанс чизиғи битта максимумли чизиққа айланиши учун контурларни бир-биридан чексиз масофага узоқлаштириш шарт эмас, яъни боғланиш коэффициентининг чекли қийматида ҳам резонанс битта ω_0 частотада кузатилиши мумкин. Шунга кўра ўзаро боғланиш коэф-

фициентининг қийматлари турларга ажратилади ва уларга тўғри келадиган боғланиш ҳар хил ном билан юритилади:

1. Кучсиз — (заиф) боғланиш — $n < n_{кр}$.

2. Кучли боғланиш — $n > n_{кр}$,

3. Критик боғланиш — $n = n_{кр}$.

Кучсиз боғланишда резонанс чизиғи битта максимумли (ω_0 частотада), кучли боғланишда эса, у икки максимумли (ω_1 ва ω_2 частоталарда) бўлади. Боғланиш коэффицентининг критик қиймати чегаравий қиймат бўлиб, резонанс чизиғининг икки максимумли чизикдан бир максимумли чизикқа (ва, аксинча) ўтиш ҳолидир. Бу ҳолда резонанс чизиғи битта максимумли бўлиб, унинг чўққиси нисбатан яссироқ бўлади. Турли боғланишларни ифодаловчи резонанс чизикларининг графиги 2.40 а- расмда кўрсатилган.

Кучли боғланиш ҳолида боғланиш коэффицентининг шундай қийматини аниқлаш мумкинки, ток кучининг минимал қиймати максимал қийматидан $\sqrt{2}$ марта фарқ қилади. Боғланиш коэффицентининг бу қийматига тўғри келадиган боғланиш *оптимал (қулай) боғланиш* деб аталади. Бунда системанинг ўтказиш соҳаси энг кенг бўлиб, шакли тўғри тўртбурчакка яқин бўлади (2.40 б- расм).

Кучли боғланиш ҳолида резонанс чизиғини икки максимумга эга бўлиш сабабини аниқлаш учун $R_{эқв}$ ва $X_{эқв}$ қаршиликларнинг частотага боғлиқ ўзгаришини баҳолаш керак. $\omega = \omega_0$ частотада ҳар икки контурнинг реактив қаршиликлари (X_1 ва X_2) нолга тенг. Шунинг учун $X_{эқв} = 0$ бўлиб, резонанс шарти бажарилиши керак. Аммо бу вақтда актив қаршилик $R_{эқв}$ ўзининг максимал қийматига эришади (2.39 а- расм) ва системанинг асллиги ёмонлашади. Шунинг учун контурларнинг токи кичик амплитудали бўлади.

Агар генераторнинг частотаси ω_0 қийматдан кичрая бошласа ($\omega < \omega_0$), $R_{эқв}$ нинг қиймати кичрая бошлайди ва ҳар бир контурнинг тўлиқ қаршилиги айрим-айрим олганда сизим табиатидаги реактивликка эга бўлади. Лекин контурларга киритиладиган реактив қаршилик тескари ишорали бўлгани учун бу ҳолда у индуктивлик табиатига эга бўлади. Шунинг учун қандайдир ω_1 частотада резонанс шарти ($X_2 - X_{вн}(\omega_1) = 0$) бажарилиб,

Практически все полупроводниковые приборы работают в интервале температур от 300 до 400 К, в котором концентрацию основных носителей заряда можно считать не зависящей от температуры и учитывать сильную температурную зависимость концентрации неосновных носителей заряда.

Неравновесное состояние полупроводника

Неравновесное состояние полупроводника возникает под влиянием каких-либо внешних воздействий, в результате которых концентрация носителей заряда в полупроводнике может измениться. Такими внешними воздействиями могут быть облучение светом, ионизирующее облучение, воздействие сильного электрического поля, приводящее к разрыву ковалентных связей, и ряд других. В результате подобных воздействий в полупроводнике помимо равновесных носителей заряда, образующихся вследствие ионизации примесных атомов и тепловой генерации, появляются дополнительные носители заряда, которые называют неравновесными, или избыточными. В полупроводниковых приборах неравновесное состояние в большинстве случаев возникает при введении в полупроводник (или выведении из него) дополнительных носителей заряда через электронно-дырочный переход. Введение через электронно-дырочный переход дополнительных носителей заряда называют *инжекцией*, а выведение — *экстракцией*.

Рассмотрим процессы, происходящие при инжекции электронов в поверхностный слой дырочного полупроводника. При введении в рассматриваемый поверхностный слой электронов нарушается его электронейтральность и возникает внутреннее электрическое поле, притягивающее дырки из глубины полупроводника к поверхности, в результате чего должна восстановиться его электронейтральность. Время, в течение которого происходит этот процесс, называют *временем диэлектрической релаксации*. Оно составляет около 10^{-12} с. Однако полного восстановления электронейтральности не происходит, так как должно существовать внутреннее электрическое поле, удерживающее дырки у поверхности полупроводника. Следовательно, избыточная концентрация дырок на поверхности оказывается меньше избыточной концентрации электронов. В итоге полная концентрация электронов на поверхности становится равной $n = n_p + n_{изб}$, а концентрация дырок — равной $p = p_p + p_{изб}$, при этом $p_{изб} < n_{изб}$. Увеличение концентрации электронов на поверхности дырочного полупроводника неизбежно ведет к их диффузии вглубь полупроводника. Поэтому избыточная концентрация электронов появляется не только на поверхности, но и в областях, прилегающих к ней. При этом в каждом сечении полупроводника выполняется приблизительное условие электронейтральности.

Время жизни неравновесных носителей заряда

До введения в полупроводник электронов он находился в электрически нейтральном состоянии, при этом скорость тепловой генерации G_t была равна скорости рекомбинации R_r , то есть выполнялось условие

$$G_t = R_r = \gamma n_p p_p. \quad (1.54)$$

Здесь γ — коэффициент рекомбинации, определяемый структурой решетки и наличием дефектов и примесей. Выполнение условия (1.54) означало, что с течением времени равновесные концентрации n_p и p_p сохранялись неизменными. В результате инжекции увеличилась концентрация электронов и дырок, поэтому возросла скорость рекомбинации — она стала равной $R = \gamma n p$, однако условие $G = R$ сохранилось, так как появление носителей заряда теперь происходит как за счет тепловой генерации, так и за счет введения избыточных носителей заряда.

При прекращении инжекции электронов условие $R = G$ нарушается: скорость рекомбинации R остается прежней, а скорость G уменьшается до величины G_{τ} , следовательно, будет выполняться условие $R > G$, в результате чего концентрации электронов и дырок начнут уменьшаться. Учтем, что равновесные концентрации электронов и дырок с течением времени не меняются. Следовательно, можно рассматривать только скорость изменения концентрации неравновесных носителей заряда, которая пропорциональна разности скоростей рекомбинации и генерации. Избыточная концентрация электронов изменяется со скоростью

$$\begin{aligned}\frac{dn_{\text{изб}}(t)}{dt} &= -(R - G_{\tau}) = -\gamma [n_p + n_{\text{изб}}(t)] [p_p + p_{\text{изб}}(t)] + \gamma n_p p_p = \\ &= -\gamma [p_p n_{\text{изб}}(t) + n_p p_{\text{изб}}(t)].\end{aligned}$$

Считая $n_{\text{изб}}(t) \approx p_{\text{изб}}(t)$, получаем:

$$\frac{dn_{\text{изб}}(t)}{dt} = -n_{\text{изб}}(t)(\gamma p_p + \gamma n_p), \quad (1.55)$$

где γn_p — вероятность рекомбинации дырки;

γp_p — вероятность рекомбинации электрона.

Величина, обратная вероятности рекомбинации, есть не что иное, как время жизни. Следовательно,

$$\frac{dn_{\text{изб}}(t)}{dt} = -n_{\text{изб}}(t) \left(\frac{1}{\tau_p} + \frac{1}{\tau_n} \right).$$

Введем эквивалентное время жизни τ в виде соотношения

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_p} + \frac{1}{\tau_n}.$$

Тогда скорость рекомбинации можно записать следующим образом:

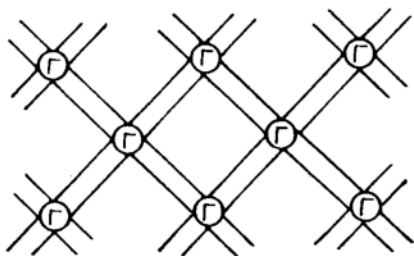
$$\frac{dn_{\text{изб}}(t)}{dt} = -\frac{n_{\text{изб}}(t)}{\tau}. \quad (1.56)$$

Решая полученное уравнение относительно $n_{\text{изб}}(t)$, получаем:

$$n_{\text{изб}}(t) = n_{\text{изб}}(t_0) \exp \left(-\frac{t - t_0}{\tau} \right), \quad (1.57)$$

где $n_{\text{изб}}(t_0)$ — величина избыточной концентрации в момент прекращения инжекции.

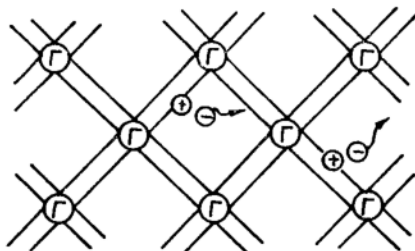
Қулайлик учун боғланишга кирувчи ҳар бир электронни битта тўғри чизиқ кесмаси билан ифодаласак, кристаллнинг ҳар бир атоми қўшни тўрт атом билан саккизта чизиқ билан туташган бўлади (3.1-расм). Бу кристаллда эркин электронлар йўқлигини аниқ



3.1-расм. Ковалент боғланишнинг шартли белгиси.

кўрсатади. Уларни ҳосил қилиш (чизиқни узиш) учун ташқи энергия бериш керак. Уни турлича амалга ошириш мумкин. Масалан, кристаллни қиздириш, ёруғлик нуруни таъсир эттириш ва бошқалар.

Фараз қилайлик, кимёвий соф германий кристалли етарли энергияга эга бўлган зарралар билан бомбардимон қилинаётган бўлсин. Бу ҳолда боғланиш энергиясидан катта энергия олган электронлар боғланишни узиб, эркин электронга айланади ва ўз ўрнидан узоқлашади (3.2-расм). Бунда атомнинг электр жиҳатдан нейтраллиги бузилади ва заряди электрон зарядига тенг бўлган мусбат заряд ортиқ 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 етишмаслигини — боғланиш етишмовчилиги (дефекти) ни кўрсатади. Уни *кавак* деб аталади.



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

Бунда атомнинг электр жиҳатдан нейтраллиги бузилади ва заряди электрон зарядига тенг бўлган мусбат заряд ортиқ 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 етишмаслигини — боғланиш етишмовчилиги (дефекти) ни кўрсатади. Уни *кавак* деб аталади.

Кавак — вакант (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 кавак қўшни

боғланишдаги электроннинг силжиши ҳисобига тўлса, кўчиш ўрнида янги кавак вужудга келади.

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

Агар ярим ўтказгич кристали электр майдонига жойлаштирилса, боғланишни узиб чиққан электронлар манбанинг мусбат қутби томон кўча бошлайди ва электрон токини ҳосил қилади. Бу ҳолда боғланиш дефектларининг кўчиши ҳам йўналганлик характерига эга бўлади, яъни каваклар манбанинг манфий қутби томон ҳаракатланади ва кавак токи вужудга келади. Шунинг билан тутиш керакки, кавак токи электронлар ҳисобига, яъни боғланган электронларнинг бир ўриндан иккинчи ўринга ўтиши ҳисобига вужудга келади. Шунинг учун кавакларнинг кўчиши узлукли бўлади. Лекин қулайлик учун каваклар электронлар каби эркин ток ташувчилар деб олиниб, ҳаракати узлуксиз деб қаралади.

Кавак токи ион токидан тубдан фарқ қилади. Чунки ион токи ҳосил бўлишида электролитда ионлашган атом ёки молекула бир жойдан иккинчи жойга кўчади ва маълум миқдордаги моддани олиб ўтади. Кавак токи ҳосил бўлишида эса, атомлар кўчмай, ўз ўрнида қолади. Уларда навбат билан ионланиш вужудга келади.

Шундай қилиб, кимёвий соф ярим ўтказгич кристалда электрон кавак жуфтининг ҳосил бўлиши асосида икки хил ўтказувчанлик — электрон ва кавак ўтказувчанлиги мавжуд бўлиб, уларнинг миқдори — бир-бирига тенгдир.

Ярим ўтказгичнинг электрон ўтказувчанлиги n — *тур ўтказувчанлик* (negative — манфий сўзидан олинган), кавак ўтказувчанлиги эса, p — *тур ўтказувчанлик* (positive — мусбат сўзидан олинган) деб аталади. Улар биргаликда ярим ўтказгичнинг *хусусий ўтказувчанлиги* дейилади.

Юқорида кўриб чиқилган ўтказувчанликни ҳосил қилиш усули рационал эмас. Чунки амалда ўтказувчанлик турларидан бири — ё электрон, ё кавак ўтказувчанлиги асосий қилиб олинади. Уни соф германий (ёки кремний) кристалига бегона модда қўшиб қотишма тайёрлаш йўли билан амалга оширилади. Киритиладиган бегона модданинг миқдори асосий кристалл

Знак «минус» в уравнениях (1.60) и (1.61) указывает на то, что перемещение носителей заряда происходит в сторону убывания их концентрации.

Зная количество электронов, диффундирующих через сечения x_1 и x_2 , и учитывая, что в объеме dx происходит рекомбинация со скоростью, определяемой уравнением (1.56), можно найти изменение количества электронов в объеме dx за время dt :

$$\begin{aligned} \frac{\partial n_{\text{изб}}(x, t)}{\partial t} dx dt &= -D_n \left. \frac{\partial n_{\text{изб}}(x, t)}{\partial x} \right|_{x=x_1} dt + D_n \left. \frac{\partial n_{\text{изб}}(x, t)}{\partial x} \right|_{x=x_1+dx} dt - \frac{n_{\text{изб}}(x, t)}{\tau_n} dx dt = \\ &= D_n \left[\left. \frac{\partial n_{\text{изб}}(x, t)}{\partial x} \right|_{x=x_1+dx} - \left. \frac{\partial n_{\text{изб}}(x, t)}{\partial x} \right|_{x=x_1} \right] dt - \frac{n_{\text{изб}}(x, t)}{\tau_n} dx dt = \\ &= D_n \frac{\partial^2 n_{\text{изб}}(x, t)}{\partial x^2} dx dt - \frac{n_{\text{изб}}(x, t)}{\tau_n} dx dt. \end{aligned}$$

Последнее уравнение можно записать в виде

$$\frac{\partial^2 n_{\text{изб}}(x, t)}{\partial x^2} = \frac{1}{D_n} \frac{\partial n_{\text{изб}}(x, t)}{\partial t} + \frac{n_{\text{изб}}(x, t)}{D_n \tau_n}.$$

Избыточные электроны диффундируют на расстояние $L_n = \sqrt{D_n \tau_n}$ за время жизни τ_n , поэтому

$$\frac{\partial^2 n_{\text{изб}}(x, t)}{\partial x^2} = \frac{1}{D_n} \frac{\partial n_{\text{изб}}(x, t)}{\partial t} + \frac{n_{\text{изб}}(x, t)}{L_n^2}. \quad (1.62)$$

Полученное уравнение называется уравнением непрерывности для электронов. Оно характеризует изменение избыточной концентрации электронов, обусловленное диффузией и рекомбинацией. Интегрируя это уравнение при известных начальных и граничных условиях, можно найти $n_{\text{изб}}(x, t)$. Аналогичное уравнение можно получить и для дырок, инжектированных в электронный полупроводник.

В случае, когда уменьшение концентрации электронов в элементарном объеме, вызванное рекомбинацией, компенсируется инжекцией в него новых электронов, избыточная концентрация электронов сохраняется неизменной во времени. Тогда уравнение (1.62) должно быть записано в виде

$$\frac{d^2 n_{\text{изб}}(x)}{dx^2} = \frac{n_{\text{изб}}(x)}{L_n^2}. \quad (1.63)$$

Решение этого уравнения имеет вид

$$n_{\text{изб}}(x) = C_1 \exp \frac{x}{L_n} + C_2 \exp \frac{-x}{L_n}.$$

Постоянные интегрирования C_1 и C_2 находят из следующих условий:

$$n_{\text{изб}}(x)|_{x=x_p} = n_{\text{изб}}(x_p),$$

$$n_{\text{изб}}(x)|_{x=\infty} = 0.$$

Здесь $n_{изб}(x_p)$ — концентрация электронов на поверхности полупроводника, величина которой обычно известна.

Следовательно, $C_1 = 0$ и $C_2 = n_{изб}(x_p) \exp \frac{x_p}{L_n}$. Тогда

$$n_{изб}(x) = n_{изб}(x_p) \exp \frac{-(x - x_p)}{L_n}. \quad (1.64)$$

Таким образом, избыточная концентрация электронов изменяется вдоль оси x по экспоненциальному закону, а величина L_n , называемая *диффузионной длиной*, представляет собой расстояние, на котором избыточная концентрация уменьшается в e раз (рис. 1.50).

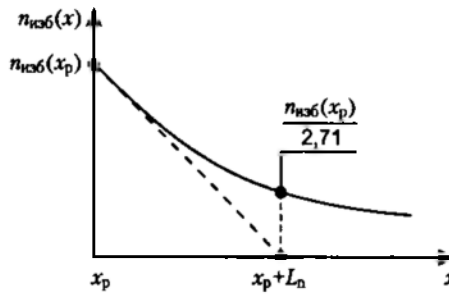


Рис. 1.50

При прекращении инжекции избыточная концентрация электронов с течением времени будет уменьшаться в соответствии с уравнением (1.57), что отражено на рис. 1.51, где показаны распределения концентрации в различные моменты времени.

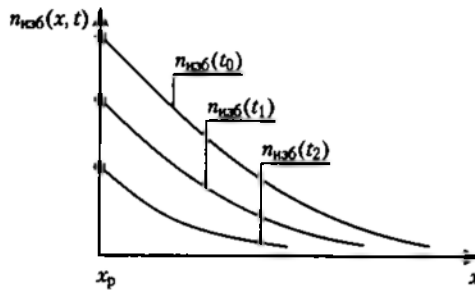


Рис. 1.51

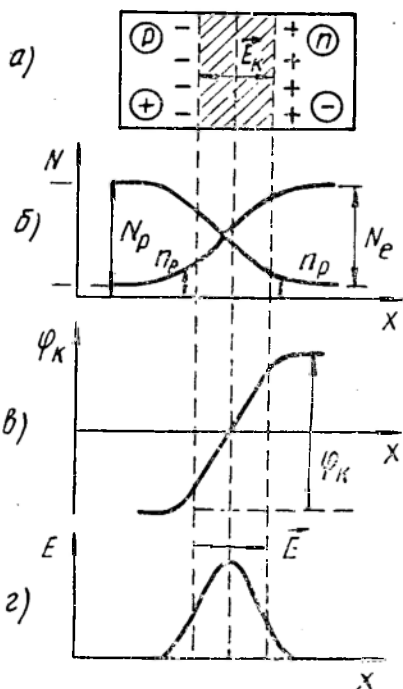
Распределение избыточной концентрации дырок при инжекции электронов в дырочный полупроводник имеет такой же характер, как и распределение избыточной концентрации электронов (рис. 1.52), однако физические причины, вызывающие увеличение концентрации электронов и дырок, различны. Возрастание концентрации электронов вызвано инжекцией электронов в полупроводник из внешней цепи, а возрастание концентрации дырок вызвано возникновением внутреннего поля, которое притягивает дырки из глубины полупроводника. В итоге

қайлик. Фараз қилайлик. Германий (ёки кремний) монокристалда турли ишорали ўтказувчанлик ҳосил қилинган бўлсин. Осон бўлиши учун донор ва акцептор моддаларнинг миқдорини бир хил деб ҳисоблаймиз. Унда турли ишорали ток ташувчиларнинг миқдори ҳам тенг бўлади (3.4-а расм).

Контактга келтиришнинг бошланғич вақтида p — соҳадаги каваклар миқдори n — соҳадагидан, n — соҳадаги электронлар миқдори p — соҳадагидан катта бўлади (3.4-б расм). Шунинг учун контакт соҳасида ток ташувчилар диффузияси вужудга келади.

Бунда n — соҳадаги электронлар p — соҳа томон, p — соҳадаги каваклар эса n — соҳа томон кўчадики, унга бир хил ишорали зарядларнинг ўзаро итарилиши ёки турли ишорали зарядларнинг ўзаро тортилиши сабаб бўлмайди. Диффузия ҳосил бўлишининг асосий сабаби контакт соҳасидаги ток ташувчилар концентрациясининг турлича бўлишидир.

n — соҳадан p — соҳага электронларнинг силжиши натижасида контакт чегарасида мусбат зарядли атомлар — ионлар қолади. Улар мусбат қўзғолмас зарядларнинг концентрацияси ортиқча бўлишига олиб келади. Натижада бу соҳа электронларга камбағал бўлиб қолади. Худди шундай жараён натижасида p — соҳада



3.4-расм. p — n ўтишнинг ҳосил бўлиши: а — турли ўтказувчанликли ярим ўтказгичлар контакти; б — ток ташувчилар тақсимооти (N_p , N_e — асосий ва n_p , n_e — асосий эмас); в — контакт потенциаллар фарқи; г — электр майдон кучланганлигининг тақсимооти.

манфий зарядлар концентрацияси ортиб, соҳа кавакларга камбағал бўлади. Контакт соҳасида бундай камбағаллашган соҳанинг вужудга келиши конденсатор қопламаларига ўхшаш турлича зарядга эга бўлган икки қатламни ҳосил қилади. Натижада u потенциаллар айирмаси φ_k ва майдон кучланганлиги $\vec{E}_k$ бўлган электр майдонини ҳосил қилади (3.4в, г-расм). Унинг йўналиши шундайки, асосий ток ташувчиларнинг диффузиясига тўсқинлик қилиб, асосий бўлмаган ток ташувчиларнинг кўчишига имкон беради. Зарядларнинг кўчиши электр майдон куч чизиқлари бўйича бўлгани учун уни *дрейф токи* дейилади.

Диффузия токи билан дрейф токи тенглашганда мувозанат ҳосил бўлади. У *динамик мувозанат* дейилади. Унда вақт бирлиги ичида қарама-қарши йўналишда ўтувчи ток ташувчиларнинг сони ўзаро тенг бўлади.

Контакт соҳасидаги зарядларга камбағал бўлган соҳа ярим ўтказгичнинг кавак ва электрон ўтказувчанликка эга қатламларини бир-биридан ажратиб туради. Бу қатлам *тўсиқ қатлам* деб, ҳосил бўлган потенциаллар айирмаси эса, *потенциал тўсиқ* деб аталади. Кўриб ўтилган жараён $p - n$ ўтиш ҳодисаси ёки $p - n$ ўтиш деб аталади. $p - n$ ўтиш ҳодисасини бундай тушунтириш жуда юзаки бўлиб, контакт соҳасида юз берадиган жараёнларнинг физик моҳиятини тўлиқ ифодалай олмайди. Уни зоналар назарияси асосида аниқ бажариш мумкин.

3.5-расмда p ва n ўтказувчанликли ярим ўтказгичнинг зоналар диаграммаси (а) ва $p - n$ ўтишнинг мувозанат ҳолат учун диаграммаси (б) тасвирланган. Унда:

φ_z — тўсиқ зонанинг потенциали (энергияси);

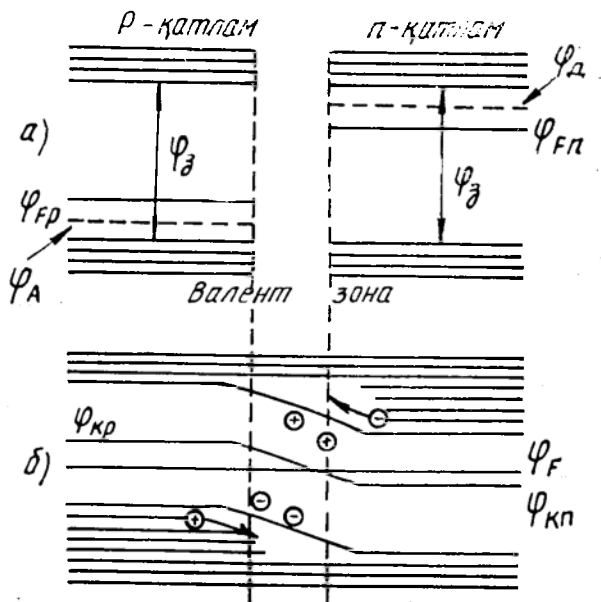
φ_d — донорлар аралашмаси учун энергия сатҳининг потенциали;

φ_A — акцептор аралашмаси учун энергия сатҳининг потенциали;

φ_F — Ферми сатҳи деб аталувчи энергетик сатҳининг потенциали.

Ферми сатҳи деганда тўлдирилиш эҳтимоллиги 0,5 га тенг бўлган энергетик сатҳ тушунилади.

Ғалаёнсиз ярим ўтказгичларда Ферми сатҳи тўсиқ зона ўртасида ётади. Ғалаёнланган ярим ўтказгичларда



3.5-расм. p ва n қатламларнинг мувозанат ҳолати (а) ва p — n ўтишнинг зона диаграммалари (б).

эса, у рухсат этилган, яъни ўтиш мумкин бўлган бироқ зонанинг ичига жойлашган бўлади.

Физикавий жиҳатдан олганда Ферми потенциали яримўтказгичнинг кимёвий ва электр потенциалларининг алгебраик йиғиндисини ташкил қилади. Шунинг учун уни *электрохимёвий потенциал* деб ҳам аталади.

Маълумки, кимёвий потенциал модда зарраларининг концентрациясига боғлиқ миқдордир. Шунинг учун кимёвий потенциаллар фарқининг мавжудлиги модда зарралари концентрациясининг фарқи мавжудлигини кўрсатади. Зарра концентрациясида фарқ бўлиши, ўз навбатида, уларнинг катта концентрацияли ўриндан кичик концентрацияли ўринга кўчишига олиб келади, яъни зарралар диффузиясини вужудга келтиради. Шунга кўра кимёвий потенциал эркин зарраларнинг (электр зарядга эга бўлиш ёки бўлмаслигидан қатъий назар) диффузиялана олиш имкониятини ифодалайди. Электр

потенциал эса, зарядланган зарраларнинг электр майдонида кўча олиш имкониятини — дрейфни ифодалайди. Демак, Ферми потенциалнинг градиенти бир вақтда икки хил ҳаракат — диффузия ва дрейфни характерлайди.

Системанинг мувозанат ҳолатида Ферми потенциалнинг градиенти нолга тенг бўлади, яъни $\varphi_F = \text{const}$ дир. Шунинг учун Ферми сатҳи доимий (горизонтал) жойлашган бўлади. Лекин бу электр ва кимёвий потенциалларнинг ҳам доимийлиги деган гап эмас. Бошқача айтганда, системанинг мувозанат ҳолатида унинг электр ва кимёвий потенциаллари ўзгариши мумкин, яъни зарраларнинг диффузия ва дрейф оқимлари мавжуд бўлади, лекин бу оқимлар бир-бирини мувозанатлаб туради.

Шуни айтиш керакки, «Ферми сатҳи» сўзи асосан мувозанат ҳолатдаги системалар учун ишлатилади, чунки бунда эркин электронлар ва кавакларнинг сони, мос равишда, тенг бўлади. Система мувозанатда бўлмаганда эса, бу тенглик сақланмайди ва «Ферми сатҳи» ўзгаришга учрайди. Бу ҳолда уни «Фермининг квази сатҳлари» (φ_{Fn} ва φ_{Fp}) деб аталади.

Умуман олганда потенциал тўсиқнинг катталиги кўчиб ўтган ток ташувчиларнинг концентрацияси ва температурага боғлиқ бўлади ва қуйидагича ифодаланади:

$$\varphi_k = U_k \ln \frac{N_p}{n_e} = U_k \ln \frac{N_e}{n_p} = U_T \ln \frac{N_e N_p}{n_i^2} \quad (3.1)$$

Бунда $N_p = p$ — соҳадаги асосий ток ташувчилар (каваклар);
 $N_e = n$ — соҳадаги асосий ток ташувчилар (электронлар);

$n_p = p$ — соҳадаги асосий бўлмаган ток ташувчилар;

$n_e = n$ — соҳадаги асосий бўлмаган ток ташувчилар;

n_i — ярим ўтказгич кристаллининг хусусий ток ташувчилар концентрацияси.

U_T катталик *температуравий потенциаллар айирмаси* ёки *температура потенциали* деб аталади ва қуйидагича ифодаланади:

$$U_T = \frac{kT}{q} \simeq \frac{T}{11600}, \quad (3.2)$$

q — электрон заряди;

k — $1,37 \cdot 10^{-16}$ ж/град — Больцман доимийси;

T — абсолют температура.

Температура потенциалнинг физик моҳияти шундан иборатки, у электр бирликларида ифодаланган статистик температура ёки электрон газдаги эркин электронларнинг ўртача кинетик энергиясидир. Уй температура-сида ($T=300^\circ\text{K}$) у 25 милливольтга тенг бўлади. Температура потенциалнинг максимал қиймати ярим ўтказгич материали тўсиқ зонасининг кенглиги Δw ни ифодаловчи потенциаллар айирмасига тенг бўлади.

Потенциал тўсиқнинг температурага боғлиқлиги, асосан, ярим ўтказгичнинг хусусий ток ташувчилари концентрациясининг температурага боғлиқлиги орқали белгиланади:

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

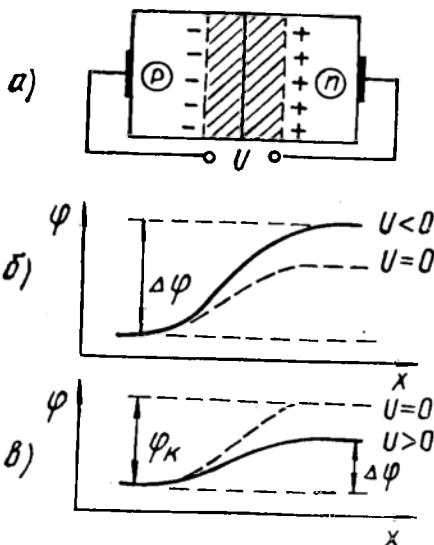
Бунда A — ярим ўтказгич материалга боғлиқ коэффи-циент.

Температуранинг ҳар бир даражага ортиши билан потенциал тўсиқнинг 2 милливольтга камайиши аниқланган.

Потенциал тўсиқнинг ташқи манба таъсирида ўзгаришини, яъни $p-n$ ўтишнинг вольт-ампер характеристикасини аниқлайлик. $P-n$ — ўтишга ташқи манба уланса, потенциал тўсиқнинг баландлиги ўзгаради ва ток ташувчиларнинг динамик мувозанати бузилади. Натижада диффузия ва дрейф тоқларининг мувозанати ҳам бузилиб, натижавий токнинг катталиги ташқи манбанинг кучланишига боғлиқ бўлиб қолади. Бу боғланишни аналитик ҳисоблаб, графикда тасвирлаш мумкин. Уни $p-n$ — ўтишнинг *вольт-ампер характеристикаси* деб аталади.

Вольт-ампер характеристикани аниқлашда осон бўлиши учун ташқи манбанинг кучланиши фақат контакт соҳасига қўйилган деб қаралади, яъни ярим ўтказгич ҳажмидаги потенциал тушуви ҳисобга олинмайди.

Биринчи ҳолда ташқи манбани шундай улайликки, унинг ҳосил қилган майдон кучланганлик вектори $p-n$ — ўтишнинг хусусий майдон кучланганлиги вектори билан мос тушсин. Бунинг учун манбанинг мусбат қутби n — соҳа контактига, манфий қутби эса, p — соҳа контактига уланиши керак (3.6а- расм). Бунда натижавий майдон кучланганлиги ортади, яъни потенциал тў-



3.6 - расм. Манбани тўғри (а) ва тескари (б) уланишда потенциал тўсиқнинг ўзгариши.

ток ташувчиларнинг миқдори билан белгиланади. Вақт бирлиги ичида ҳажмда ҳосил бўладиган асосий бўлмаган ток ташувчилар сони ўзгармас бўлгани учун потенциал тўсиқнинг ортиши фақат уларнинг тезлигини ошириб, сонини ўзгарта олмайди. Шунга кўра дрейф токининг ортиши учун бирор сабабга кўра янги асосий бўлмаган ток ташувчилар ҳосил бўлиши керак. Акс ҳолда у тўйинган бўлади. Бунда ҳосил бўладиган ток тескари ток, қўйилган кучланишни эса, тескари кучланиш деб аталади. Демак, тескари уланишда $p - n$ — ўтишнинг қаршилиги етарлича катта бўлади. Уни тескари ўтиш қаршилиги деб аталади.

Манбанинг қутбларини алмаштирайлик, яъни p — соҳага мусбат, n — соҳага манфий қутб улансин. Бунда контакт соҳасида ташқи манба ҳосил қилган майдон кучланганлиги вектори $p - n$ — ўтишнинг хусусий майдон кучланганлиги векторига қарама-қарши йўналган бўлади ва натижавий майдон кучланганлиги кичраяди. Бу потенциал тўсиқнинг кичрайишига олиб келади ва диффузия токи ортади (3.6 в-расм). Бундай уланиш тўғри уланиш деб аталади. Ҳосил бўладиган ток тўғри ток,

сиқ катталашиб, асосий ток ташувчиларнинг ҳаракати янада қийинлашади (3.6 б-расм). Шунинг учун манба кучланиши ортиши билан асосий ташувчиларнинг потенциал тўсиқни енгиб ўтиш эҳтимоллиги камаяди ва диффузион ток нолгача камаяди. Лекин асосий бўлмаган ток ташувчилар учун майдоннинг тезлантирувчи таъсири ортади ва улар контакт соҳасини кесиб ўтишда давом этади. Ҳосил бўладиган дрейф токининг катталиги потенциал тўсиқ катталигига боғлиқ бўлмай, асосий

$p-n$ ўтиш қаршилиги эса, тўғри уланиш қаршилиги дейилади.

$P-n$ ўтишда ҳосил бўладиган натижавий ток қуйидагича ифодаланади:

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

Бунда,

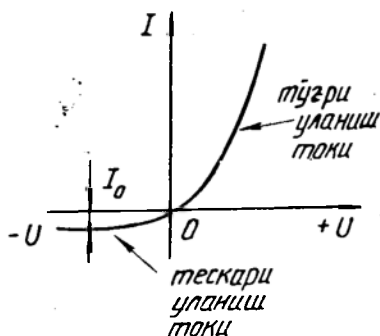
I_0 —тескари токнинг тўйиниш қиймати,

U —ташқи манба кучланиши,

e —электрон заряди.

3.7-расмда ташқи манба

кучланишига қараб диффузия токининг ўзгариш графиги тасвирланган. Уни $P-n$ ўтишнинг вольт—ампер характеристикаси деб аталади (Унда ток ўқининг даражаланиши бир хил эмас. Тескари ток ўқининг даражаланиш қиймати бир неча марта катталаштирилган. Чунки тўғри ток mA да, тескари ток эса, μA да ўлчанади). Демак, $P-n$ ўтиш токни бир томонга афзал ўтказиш — вентиль хусусиятга эга.



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

3.3. Ярим ўтказгичли диод ва унинг турлари

$P-n$ ўтиш ҳодисаси асосида ишлайдиган энг содда ярим ўтказгичли асбоб *ярим ўтказгичли диод* деб аталади. Шунга кўра 3.7-расмда тасвирланган $p-n$ ўтишнинг вольт-ампер характеристикаси ярим ўтказгичли диоднинг вольт-ампер характеристикасидир. Унинг шакли жуда кўп факторларга боғлиқ. Масалан, ташқи температурага, контакт соҳасининг геометрик ўлчамларига, ток ташувчилар миқдорига, тескари кучланиш катталигига ва ҳ.к.

Амалий жиҳатдан бу факторларнинг тескари токка бўлган таъсири катта аҳамиятга эга. Масалан, муҳит ҳароратининг кўтарилиши ёки тескари кучланишнинг бирор қийматгача оширилиши тескари токнинг бирдан кўпайиб кетишига, натижада $p-n$ ўтишнинг бузилишига (куйишига) сабаб бўлади.

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

лиш) турлари хилма-хил бўлади. Шулардан *иссиқлик ва электр бузилишини* кўрайлик.

Иссиқлик бузилиши солиштирма қаршилиги етарлича катта ва $p - n$ ўтиш соҳаси кенг бўлган ярим ўтказгичларда кузатилади. Сабаби ярим ўтказгичнинг қизиши билан кристалл панжаранинг иссиқлик ҳаракати ортади ва кўплаб электронлар валент боғланишларини узиб эркин электронга айланади. Натижада кристаллнинг хусусий ўтказувчанлиги ортади. Бунда ярим ўтказгичнинг қизиши фақат ташқи муҳит ҳароратининг ортиши билан белгиланмайди. $p - n$ ўтишдан ўтадиган ток ҳам унинг қизишига олиб келади. Агар $p - n$ ўтишда ажраладиган иссиқликни йўқотиш чораси кўрилмаса, иссиқлик бузилиши майдон кучланганлигининг кичик қийматларида ҳам содир бўлиши мумкин.

Электр бузилиши асосий бўлмаган ток ташувчилар сонининг ярим ўтказгич ҳажмидаги электр майдон кучланганлиги ортиши туфайли кўпайишига боғлиқ. Бунда майдон кучланганлиги ортиши билан ток ташувчиларнинг ҳаракат тезлиги ортади. Натижада урилиш туфайли ионланишнинг кўчкисимон кўпайиши вужудга келади. У $p - n$ ўтишнинг бузилишига олиб келади. Иккинчи томондан, майдон кучланганлигининг ортиши автоэлектрон эмиссия ҳодисасига ҳам сабаб бўлади. Бунинг натижасида ҳам бузилиш содир бўлади.

Кенг $p - n$ ўтишли диодларда урилиш ионланиши туфайли, тор $p - n$ ўтишли диодларда эса, автоэлектрон эмиссия туфайли бузилиш содир бўлади.

Электр бузилишининг иссиқлик бузилишидан фарқи шундаки, унда кучланиш ўзгаришининг бирор оралиғида тескари ток кучланишга боғлиқ бўлмай қолади ва жараён қайтар бўлади, яъни майдон кучланганлиги йўқолиши билан бошланғич ҳолат тикланади.

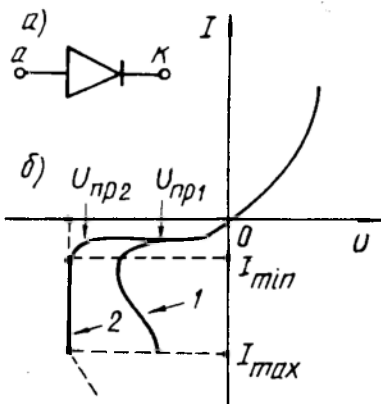
3.8-расмда ярим ўтказгичли диоднинг схемада белгиланиши ва тўлиқ вольт-ампер характеристикаси кўрсатилган. Унда 1— чизиқ иссиқлик бузилиши, 2— чизиқ эса, электр бузилишини кўрсатади.

Контакт соҳасининг кенглигига қараб ярим ўтказгичли диодлар *нуқтавий* ва *ясси диодларга* ажратилади. Биз танишган диодлар *ясси диодлар*дир. Уларда тўғри токнинг катталиги контакт юзаси кенглигига боғлиқ бўлиб, қиймати бир неча миллиампердан бир неча юз ампергача етади.

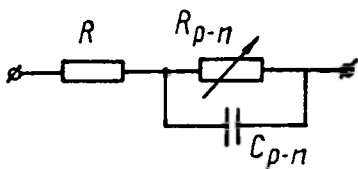
Нуқтавий диодларнинг контакт юзаси жуда кичик бўлади. Улар нуқтавий контактли пайвандлаш йўли билан ҳосил қилинади. Нуқтавий диодларнинг ясси диодлардан афзаллиги шундаки, уларнинг $p-n$ ўтиш сифими жуда кичик бўлади. Шунинг учун уларни юқори частотали қурилмаларда ишлатиш мумкин.

Ярим ўтказгичли диодлар бир қанча катталиклар билан характерланади. Масалан, тўғри уланиш кучланишининг қиймати IV ёки $0,5V$ бўлгандаги тўғри токнинг катталиги; бузилиш кучланишининг 80% ни ташкил қиладиган тескари кучланишнинг катталиги; $p-n$ ўтиш сифими; Тўғрилаш хусусияти сақланадиган частота ва температура диапазони; Тўғрилашда ҳосил қилинадиган токнинг мумкин бўлган энг катта қиймати ва бошқалар. Бу катталикларни баҳолашда диоднинг эквивалент схемасидан фойдаланилади (3.9- расм). Ундаги C_{p-n} сифимнинг катталиги ташқи кучланишга боғлиқ равишда ўзгаради. Диодга қўйилган кучланиш ўзгариши $p-n$ ўтишнинг кенглигини ўзгартиради. Бу ўзгариш конденсатор қопламалари орасидаги масофанинг ўзгаришига мос келади. $p-n$ ўтишнинг бу хусусияти диодни бошқарилувчи сифимли элемент қилиб ишлатиш имконини беради. Бундай диодлар *варикаплар* деб аталади.

Варикаплар учун ташқи кучланишнинг тўғри уланиши эмас, балки тескари уланиши катта аҳамиятга эга. Тескари кучланишнинг ортиши билан $p-n$ ўтиш кенглиги ортади ва C_{p-n} сифим кичраяди. Бу боғланиш варикапнинг *вольтфарада* характеристикаси дейи-



3.8- расм. Ярим ўтказгичли диоднинг схемада белгиланиши (а) ва вольт-ампер характеристикаси (б).

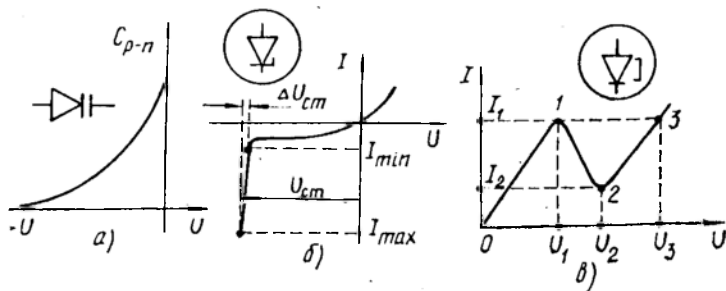


3.9- расм. Ярим ўтказгичли диоднинг эквивалент схемаси.

лади. 3.10а-расмда варикапнинг схемада белгиланиши ва вольтфарада характеристикаси кўрсатилган.

$p-n$ ўтиш сиғимининг номинал ($C_{ном}$), максимал ($C_{мах}$), минимал ($C_{мин}$) қийматлари, сиғимнинг асслигига боғлиқ ютилиш энергияси ва бошқалар варикапларнинг асосий параметрлари ҳисобланади.

Варикаплар радиоэлектрон қурилмалардаги тебраниш контурларини электрон созлашда, параметрик элемент сифатида (параметрик кучайтиргич ва генераторларда) ва бошқа мақсадларда кенг қўлланилади.



3.10- расм. Варикап (а), стабилитрон (б), туннель диоди (в) нинг схемада белгиланиши ва вольт-ампер характеристикаси.

Диодлардаги электр бузилишида жараённинг қайтар бўлиши катта амалий аҳамиятга эга. Чунки бунда тескари токнинг бирор кичик қийматидан бошлаб диоддаги потенциал тушуви токка боғлиқ бўлмай қолади. Ярим ўтказгичли диоднинг бу хусусияти уни кучланишни стабилловчи элемент қилиб ишлатиш имконини беради. Бундай ярим ўтказгичли диодлар *стабилитронлар* деб аталади. 3.10 б- расмда стабилитроннинг схемада белгиланиши ва вольт-ампер характеристикаси кўрсатилган.

Электр бузилиши юз беришига «туннель эффекти» ҳодисаси ҳам сабаб бўлиши мумкин. Туннель эффекти деганда $p-n$ ўтишга тескари кучланиш уланганда ток ташувчиларни потенциал тўсиқни ошиб эмас, балки «тешиб» ўтиш ҳодисаси тушунилади. Унинг асосий хусусияти жараённинг энергия ютилмаган ҳолда боришидир.

Туннель эффектнинг катталиги $p-n$ ўтиш қатла-

В месте контакта металлов возникает двойной электрический слой толщиной d , который можно рассматривать как плоский конденсатор, обладающий удельной емкостью $C = \epsilon_0/d$. Между обкладками конденсатора действует внутренняя контактная разность потенциалов $\phi_k = (E_F^B - E_F^A)/q$. Учтем, что разность потенциалов ϕ_k между обкладками и заряд Q на обкладках конденсатора связаны соотношением $C = Q/\phi_k$. Тогда $Q/\phi_k = \epsilon_0/d$, откуда получаем

$$d = \frac{\epsilon_0 \phi_k}{Q}.$$

Толщина двойного слоя d не может быть меньше периода решетки $a \approx 0,3$ нм при $\phi_k = 1$. Такой слой может возникнуть при переходе с каждого квадратного метра металла В в металл А электрического заряда, значение которого $Q \approx 0,885 \cdot 10^{-11} / 0,3 \cdot 10^{-9} \approx 3 \cdot 10^{-2}$ Кл, что соответствует переходу $n = Q/q \approx 3 \cdot 10^{-2} / 1,6 \cdot 10^{-19} \approx 2 \cdot 10^{17}$ электронов. Поверхностная плотность атомов составляет около 10^{19} м^{-2} . Полагая, что каждый поверхностный атом отдает по одному электрону, нетрудно установить, что для возникновения двойного слоя предельно малой толщины требуется перетекание с контактной поверхности одного металла на контактную поверхность другого всего лишь 2 % свободных электронов. Столь незначительное изменение концентрации свободных электронов в контактном слое и малая толщина этого слоя по сравнению с длиной свободного пробега электронов не оказывают существенного влияния на электропроводность этого слоя по сравнению с электропроводностью контактирующих металлов.

Электронно-дырочный переход

Электронно-дырочным переходом, или p - n -переходом, называют переходный слой, возникающий при контакте двух полупроводников с различным типом электропроводности. Получить p - n -переход непосредственным соприкосновением двух полупроводников практически невозможно, так как на их поверхности содержится огромное количество примесей, загрязнений и всевозможных дефектов, резко меняющих свойства полупроводника. Для создания p - n -переходов используют различные технологические приемы, изменяющие тип электропроводности той или иной области монокристалла. Например, путем диффузии в монокристалл p -типа донорных примесей можно получить в нем область n -типа (рис. 1.61, а), расположенную левее сечения x_0 .

Широко применяют также выращивание на поверхности кристалла монокристаллического слоя, повторяющего кристаллографическую ориентацию кристалла, но имеющего противоположный тип электропроводности (рис. 1.61, б), такие слои называют эпитаксиальными. Границу x_0 , разделяющую n - и p -области монокристалла, называют металлургической границей. Если на границе раздела концентрация примесей скачком изменяется от N_d к N_a , что имеет место при эпитаксиальном наращивании слоев, то такой переход называют резким. Если вблизи металлургической границы концентрация примеси изменяется плавно, что имеет место при диффузии примеси, то такой переход называют плавным.

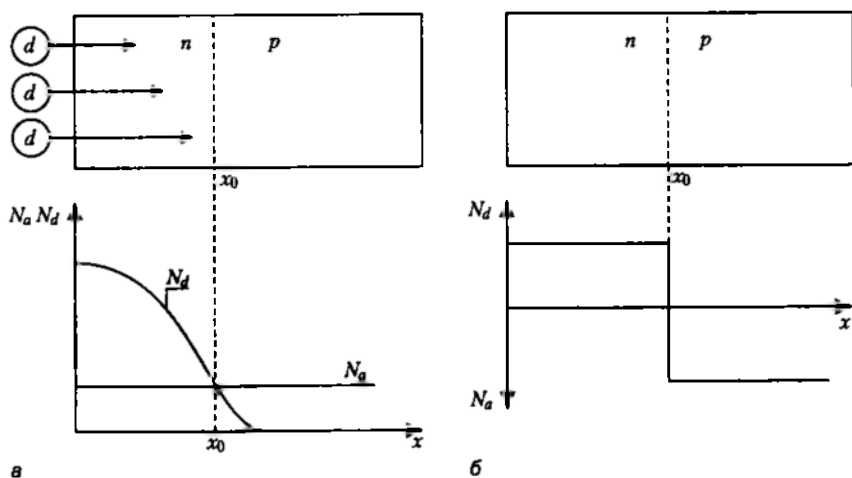


Рис. 1.61

Если n - и p -области каким-либо образом разделены, то их энергетические диаграммы имеют вид, показанный на рис. 1.62, *а*. В этом случае уровни Ферми разнесены на величину $E_{\text{но}} = E_{\text{Fn}} - E_{\text{Fp}}$. При осуществлении металлургического контакта между n - и p -областями (рис. 1.62, *б*) вследствие различия концентраций однотипных носителей заряда возникают диффузионные потоки электронов из n -области в p -область и дырок из p -области в n -область. При этом n -область заряжается положительно, а p -область отрицательно, что приводит к понижению всех энергетических уровней, в том числе и уровня Ферми в n -области, и повышению их в p -области. Диффузия электронов слева направо и дырок справа налево происходит до тех пор, пока постепенно поднимающийся уровень Ферми в p -области не установится на одной высоте с постепенно опускающимся уровнем Ферми в n -области. В результате энергетическая диаграмма примет вид, показанный на рис. 1.62, *в*, при этом на границе раздела образуется энергетический барьер, высота которого равна разности уровней Ферми в неконтактируемом состоянии полупроводников:

$$E_{\text{но}} = E_{\text{Fn}} - E_{\text{Fp}} = kT \ln \frac{N_d N_a}{n_i^2}. \quad (1.75)$$

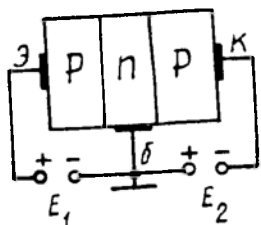
Следствием диффузионного перемещения электронов и дырок является уменьшение их концентрации вблизи границы раздела x_0 (рис. 1.62, *г*), в результате чего между сечениями x_n и x_p образуется обедненный подвижными носителями заряда слой, в котором расположены положительные заряды доноров и отрицательные заряды акцепторов (рис. 1.62, *д*). Эти заряды создают внутреннее электрическое поле, препятствующее диффузии электронов и дырок. Значения этих зарядов таковы, что обеспечивают равенство уровней Ферми в контактируемых областях. Электрическое поле, создаваемое зарядами доноров и акцепторов, характеризуют высотой потенциального барьера $\phi_{\text{к0}}$, напряженностью поля $\mathcal{E}(x)$ и распределением потенциала $\phi(x)$. Высота потенциального барьера связана с высотой энергетического барьера соотношением

$$\phi_{\text{к0}} = -\frac{F_{\text{но}}}{q} = -u_T \ln \frac{N_d N_a}{n_i^2}. \quad (1.76)$$

лади. Уни ўтказувчанлиги алмашиб келадиган 3 та соҳага ажратиш мумкин. Агар монокристаллнинг электрон ўтказувчанлик ҳажми икки ёнидан қавак ўтказувчанлик ҳажми билан чегараланган бўлса, ҳосил бўлган ясси транзистор $p-n-p$ турдаги транзистор дейилади. Аксинча, қавак ўтказувчанлик қисми иккита электрон ўтказувчанлик соҳа орасида бўлса, $n-p-p$ турдаги транзистор ҳосил бўлади. Бу транзисторларнинг схемада белгиланиши ва потенциал тўсиғининг ўриниши 3.11-расмда тасвирланган. Шунини айтиш керакки, контакт соҳаси кичик бўлса, *нуқтавий транзисторлар* ҳосил бўлади.

Фараз қилайлик, триоднинг ўрта контактига нисбатан чап ёндаги контактига кичик (вольтнинг бўлакларига тенг) мусбат, ўнг ёндаги контактига эса, катта (бир неча ўн вольтгача) манфий кучланиш берилсин (3.12-расм).

Осон бўлиши учун электр майдон фақат $P-n$ ўтишлар соҳасидагина мавжуд деб ҳисоблаймиз. Бундай улашда чап томондаги $p-n$ ўтишнинг потенциал тўсиғи кичрайиб, ўнг томондаги $p-n$ ўтишники ортади. Шунинг учун қаваклар фақат чап томондаги $p-n$ ўтишдан ўта бошлайди. Чап томондаги p — соҳадан ўртадаги n — соҳага ўтган қавакларнинг бир қисми бу соҳадаги электронлар билан рекомбинацияланади. Қолган қисми эса, ўнг томондаги $p-n$ ўтишга етиб келади. $p-n$ ўтиш майдони уларга тезлантирувчи таъсир кўрсатади. Шунинг учун қаваклар катта тезлик билан ҳаракат қиладилар ва E_1 ва E_2 манбалар орқали ўтиб, ҳаракат йўлини тугаллайдилар (занжир ёпилади). Бунда ҳосил бўладиган ток (қавак токи) фойдали ток бўлиб, унинг катталиги чап ёндаги p — соҳадан n — соҳага ўтадиган қавакларнинг миқдорига ва уларнинг n — соҳадаги яшаш вақтига боғлиқ бўлади. Агар қавакларнинг n — соҳани босиб ўтиш вақти уларнинг яшаш вақтидан кичик бўлса, ўнг ёндаги $p-n$ ўтишга етиб келадиган қаваклар сони етарлича кўп бўлади. Чунки жуда оз қисми n — соҳадаги электронлар билан рекомбинациялашиб улгуради. (Қавакларнинг учиб ўтиш вақтини қисқартириш учун n — соҳанинг қа-



3.12-расм. Транзисторга ташқи манба улаш.

линиги етарлича юпқа қилиб ясалади). Шунга кўра фойдали токнинг катталиги, асосан, чап ёндаги $p-n$ ўтишда ҳосил бўладиган кавак токининг катталиги билан белгиланади.

Шуни айтиш керакки, транзисторнинг $p-n$ ўтишларида кавак токи билан бир қаторда электрон тоқлари ҳам мавжуд бўлади. Чап ёндаги $p-n$ ўтишнинг электрон токи чап ва ўрта соҳалар орқали ўтиб, E_1 манба орқали ўз йўлини ёпади. У ўнг ёндаги $p-n$ ўтиш орқали ўтмагани учун ҳеч қандай фойда келтирмайди. Ўнг ёндаги кучланиш тескари уланган (ёпиқ) $p-n$ ўтишнинг электрон токи эса, катта таъсирга эга. Уни *транзисторнинг тескари токи* деб аталади.

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

Ўртадаги n — қатлам база ёки *асос* деб аталади. Бу қатламлардан металл контакт орқали чиқарилган туташтириш учлари — электродлар мос номлар — эмиттер, коллектор ва база деб юритилади. Транзисторни схемада белгилашда (3.11-расм) эмиттер электродига кўрсаткич тил (стрелка) қўйилади. Унинг йўналиши асосий ток ташувчилар йўналишини кўрсатиб туради.

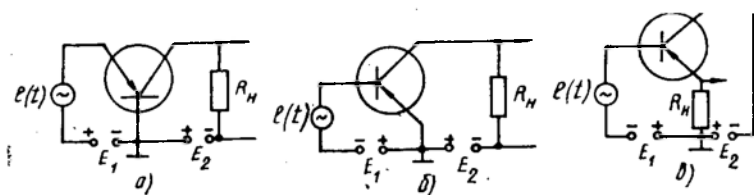
$P-p-n$ турдаги транзисторларнинг ишлаш принципи $p-n-p$ турдаги транзисторларникидан фарқ қилмайди. Бунда фақат E_1 ва E_2 манбаларнинг уланиш қутбини тескарисига ўзгартирилади. Асосий ток ташувчилар каваклар эмас, балки электронлар бўлади.

3.5. Биполяр транзисторларнинг схемага уланиши

Транзисторлар радиосхемада ишлатилганда унинг электродларидан бири ҳамма вақт занжирнинг кириши ва чиқиши учун умумий бўлган симга — ерга уланган бўлади. Шунга кўра биполяр транзисторларнинг уч хил уланиш схемаси мавжуд (3.13-расм).

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

Булар ичида УБ схема транзисторларнинг хусусиятларини текширишда энг қулайи ҳисобланади. Шунинг



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

учун транзисторларнинг физик катталиклари шу схема асосида текширилади ва у қолган икки уланиш схема-сига татбиқ этилади. 3.12- расмда келтирилган схема УБ схемадир. Ундаги эмиттер ўтишининг кавак токини $I_{эп}$ ва электрон токини $I_{эп}$ деб белгиласак, эмиттер токи учун қуйидаги ифода ўринли бўлади:

$$I_э = I_{эп} + I_{эп} \quad (3.5)$$

Бу ток бутун эмиттер ўтиши давомида доимий бўлади. Унинг $I_{эп}$ ташкил этувчиси базадан эмиттерга электронларнинг ўтишидан ҳосил бўлади. У эмиттер ўтишидан бирор масофага узоқлашгач ($4 \div 5$ диффузион узунлик-да) эмиттердаги каваклар билан тўла рекомбинацияланади ва нольгача камаяди. Натижада кавак токи $I_{эп}$ ортади.

Худди шунга ўхшаш коллектор ўтиши токи $I_к$ ҳам икки ташкил этувчига эга бўлади: $I_{кр}$ — кавак токи ва $I_{кп}$ — электрон токи. $I_{кр}$ нинг катталиги эмиттердан базага ўтиб коллектор ўтишга етиб келадиган каваклар миқдори билан, $I_{кп}$ эса, коллектордан базага ўтадиган электронлар сони билан характерланади.

Эмиттер ўтишининг кучланиши ўзгарса, эмиттер токи ўзгаради. Бунинг натижасида коллектор токининг $I_{кр}$ ташкил этувчиси ўзгариб, $I_{кп}$ ташкил этувчи ўзгаришсиз қолади. $I_{кп}$ нинг ўзгариши коллекторнинг ҳажмий қаршилиги ўзаришига боғлиқ бўлади. Шунинг учун коллектор токининг $I_{кр}$ ташкил этувчиси бошқарилувчи фойдали ток, $I_{кп}$ — бошқарилмайдиган зарарли ток деб қаралади ва ҳамма вақт $I_{кп} \ll I_{кр}$ бўлади. Умуман олганда натижавий коллектор токи коллектор ўтиши узунлиги бўйича доимий ток ҳисобланади:

$$I_к = I_{кр} + I_{кп} \quad (3.6)$$

Агар 3.12- расмда келтирилган схеманинг эмиттер ўтиши узилса (E_1 манба узилса), коллектор ўтишидан $I_{кт}$ га тенг тескари ток ўтади. Унинг қиймати коллекторнинг $I_{кп}$ электрон токидан катта бўлади. Чунки бунда $I_{кп}$ га базадан коллекторга ўтиб турувчи (мувозанатдаги) каваклар токи $I_{ор}$ ҳам қўшилади.

$I_{кт}$ бошқарилмайдиган коллектор токи ёки температура токи деб аталади. Уни коллекторнинг сокинлик токи деб ҳам аталади. Бу токнинг катталиги коллектор кучланишининг етарлича катта ўзгаришларида ҳам доимий қолади. Лекин ташқи муҳит ҳароратига жуда боғлиқ бўлади:

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

Бунда δ коэффициент ярим ўтказгичнинг материалига боғлиқ бўлиб, германий кристали учун 8400 га тенг.

$I_{кт}$ токнинг ихтиёрий температурадаги ифодаси

$$I_{кт}^{(t)} = I_{кт}^{(20)} \cdot 2^{\frac{\Delta t}{10}} \quad (3.7a)$$

кўринишда бўлади. Демак, германийли триоднинг сокинлик токи температура ҳар 10° га ўзгарганда икки баравар ўзгарар экан. Масалан, температура 20°C дан 50°C га ортса, $I_{кт}$ сокинлик токи $2^3 = 8$ марта ўсади.

$I_{кт}$ сокинлик токининг температурага бундай кучли боғлиқ бўлиши транзистор параметрларининг кескин ўзгаришига олиб келади. Шунинг учун транзисторни ишлатишда буни албатта ҳисобга олиш керак.

Шундай қилиб, умумий ҳолда коллектор токининг катталиги бошқарилувчи $I_{кр}$ ва бошқарилмайдиган $I_{кт}$ токларнинг йиғиндисидан иборат бўлади:

$$I_k = I_{кр} + I_{кт} \quad (3.8)$$

Эмиттер токи « $+E_1 \rightarrow$ эмиттер $\rightarrow$ база $\rightarrow -E_1$ » занжир бўйича, коллектор токи « $+E_2 \rightarrow$ база $\rightarrow$ коллектор $\rightarrow -E_2$ » занжир бўйича оқади. Шунга кўра база токининг катталиги $I_б = I_э - I_к$ кўринишда ифодаланиши керак.

Қулайлик учун база токи «эмиттер $\rightarrow$ база $\rightarrow$ ташқи занжир $\rightarrow$ эмиттер» занжири бўйича оқади, деб қаралади. Бу ҳолда коллектор токи ўтадиган занжир ўзгаради, яъни: « $+E_2 \rightarrow$ эмиттер $\rightarrow$ коллектор $\rightarrow E_2$ » бўлиб, у

база занжиридан ўтмайди. Шунга асосан, транзисторнинг ток тенгламаси қилиб

$$I_3 = I_k + I_6 \quad (3.9)$$

тенглик олинади.

(3.9.) ифода коллектор токининг эмиттер токига боғлиқ бўлишини кўрсатади. Бу боғланиш инерциал бўлади. Чунки эмиттердан базага каваклар ўтганда, база электроди яқинида электронлар концентрацияси кескин ортади ва уларнинг заряди каваклар зарядини компенсациялайди. Шунинг учун коллектор занжирдаги ток ўзгариши учун эмиттердан базага ўтган кавакларнинг етарлича миқдори коллектор ўтишига етиб келиши керак, яъни базада уларнинг жуда оз миқдори рекомбинацияланиши керак. Бундай ўтишнинг эффективлиги узатиш коэффиценти деган катталик билан белгиланади ва қуйидагича ифодаланади:

$$\alpha = \left| \frac{\Delta I_k}{\Delta I_3} \right|_{U_k = \text{const}} \quad (3.10)$$

Унинг қиймати ҳамма вақт бирдан кичик бўлиб, энг яхши ясси транзисторларда 0,99 гача етади.

Одатда α коэффицент умумий базали уланишда транзисторнинг *ток бўйича кучайтириш коэффиценти* деб аталади ва нагрузка қаршилиги нолга тенг бўлган ҳол учун аниқланади.

Коллектор токи коллектор кучланишига кам боғлиқ бўлгани учун α коэффицент коллектор кучланишига боғлиқ бўлмаган катталик ҳисобланади. Коллектор ўтишининг дифференциал қаршилиги етарлича катта миқдор бўлгани учун унга катта қаршиликли R_n ташқи нагрузка уланиши керак (3.13 а-расм). У коллектор кучланишининг катта ўзгаришларида ҳам транзисторнинг иш режимини ўзгартирмайди. Шунинг учун коллектор токининг кичик ўзгариши ҳам R_n да катта кучланиш ўзгаришини ҳосил қилади. Ҳақиқатан ҳам, кириш кучланишининг ўзгаришини эмиттер токи орқали $\Delta U_1 = R_{\text{кпр}} \cdot \Delta I_3$ кўринишида ифодаланса, чиқиш кучланишининг ўзгариши $\Delta U_2 = R_{\text{чик}} \cdot \Delta I_k \simeq R_n \cdot \Delta I_k$ бўлиб, кучланиш бўйича кучайтириш коэффиценти

$$K = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} = \frac{R_n \cdot \Delta I_k}{R_{\text{кпр}} \Delta I_3} = \alpha \cdot \frac{R_n}{R_{\text{кпр}}} \quad (3.11)$$

бўлади. Бунди $R_n \gg R_{\text{кпр}}$ бўлгани учун $K > 1$.

Шундай қилиб, умумий базали схемада транзистор кучланиш (қувват) бўйича кучайтириш хусусиятига эга бўлиб, токни кучайтирмас экан. Чунки унинг чиқиш қаршилиги кириш қаршилигидан етарлича катта бўлади.

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

$$\beta = \left| \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6} \right| U_k = \text{const}, \quad (3.12)$$

умумий коллекторли схеманики эса,

$$\gamma = \left| \frac{\Delta I_9}{\Delta I_6} \right| U_k = \text{const} \quad (3.13)$$

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 коэффиценти

$$K_U = \frac{\Delta U_k}{\Delta U_6} = \beta \frac{R_n}{R_{\text{кир}}}, \quad (3.15)$$

умумий коллекторли схема учун эса,

$$K_U = \frac{\Delta U_9}{\Delta U_6} = \gamma \frac{R_n}{R_{\text{кир}}} \quad (3.15 \text{ а})$$

бўлади.

УЭ схеманинг кириш қаршилиги чиқиш қаршилигидан кичик ($R_{\text{кир}} < R_{\text{чик}}$), аммо УБ схеманинг кириш, қаршилигидан каттароқ бўлади. Шунинг учун УЭ схема кучланишни кучайтириш хусусиятига эга. УК схемада эса, кириш қаршилиги чиқиш қаршилигидан катта. R_n қаршилиқ чиқиш қаршилиги тартибида бўлгани учун у кучланиш бўйича кўнайтириш хусусиятига эга эмас.

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

йича кучайтириш хусусиятига эга. Шунинг учун бу схемада кувват бўйича энг катта кучайтиришга эришилади.

3.6. Биполяр транзисторларнинг статик характеристикалари

Транзисторлар учун тўрт хил — кириш, чиқиш, тўғри ва тескари ўтиш (боғланиш) характеристикалар системаси мавжуд.

Кириш характеристикалар системаси транзисторнинг кириш токининг кириш кучланишига боғланишини, чиқиш характеристикалари системаси чиқиш токининг чиқиш кучланишига боғланишини ифодалайди. Тўғри ўтиш характеристикалар системаси чиқиш токининг кириш кучланиши билан боғланишига асосланиб, транзисторнинг кучайтириш хусусиятларини ифодалайди. Тескари ўтиш характеристикалар системаси эса, кириш кучланишига чиқиш кучланишнинг таъсирини, яъни транзистордаги ички тескари боғланишни ифодалайди ва транзистор ишининг ностабиллигини характерлайди.

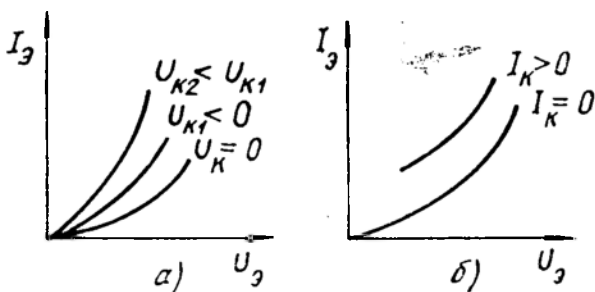
Транзисторли схемаларни ўрганишда кириш ва чиқиш характеристикалар системаси катта аҳамиятга эга. Шунинг учун бу характеристикаларни транзисторнинг УБ ва УЭ уланиш схемалари учун аниқлаймиз.

Транзисторнинг УБ схема учун кириш характеристикаси деганда коллектор кучланиши ёки токи ўзгармас бўлгандаги эмиттер токининг эмиттер кучланишига боғлиқлиги тушунилади:

$$I_э = f_1(U_э)/U_к |_{U_к=const} \quad (3.16)$$

Бунда $U_к$ ва $U_э$ кучланишларнинг қиймати умумий сим — базага нисбатан аниқланади. Шунинг учун «б» индекс тушуриб қолдирилган, яъни $U_{эб}$, $U_{кб}$ ўрнига оддий $U_э$ ва $U_к$ деб ёзилган.

(3.16) ифоданинг графиги 3.14 а-расмда кўрсатилган. $U_к=0$ бўлгандаги график ярим ўтказгичли диоднинг тўғри уланиш характеристикасининг ўзидир (3.8-расм). Коллектордаги манфий кучланишнинг ортиши билан характеристика эмиттер токининг катта қийматлари соҳасига силжийди. Сабаби коллектор кучланиши ортиши билан коллектор ўтиши кенгайиб, база қатлами тораяди. Бу базадаги диффузион токнинг, яъни эмиттер ва



3.14- расм. Транзисторнинг УБ схема учун кириш характеристикаси:

а — коллектор кучланиши ўзгармас бўлганда, б — коллектор токи ўзгармас бўлганда.

коллектор тоқларининг ортишига олиб келади; базадаги рекомбинация токи ва база қаршилигидаги потенциал тушуви камаяди; ташқи манба кучланишини ўзгармас десак, эмиттер ўтишидаги кучланиш ортиб эмиттер тоқининг кўпайишига сабаб бўлади.

Транзисторнинг коллектор занжири узун ($I_K = 0$) бўлган ҳолда олинган кириш характеристикалари 3.14 б-расмда кўрсатилган. У ҳам ярим ўтказгичли диоднинг тўғри уланиш учун вольт-ампер характеристикасидан иборат бўлади. Коллектор кучланиши ортиши билан у эмиттер тоқининг катта қийматлари томон сурилади.

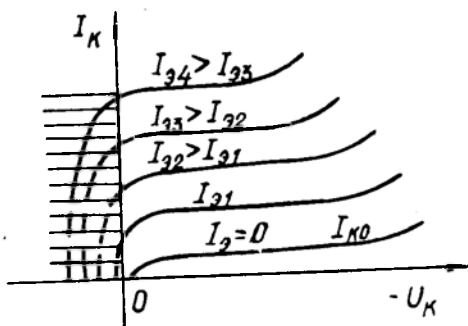
Транзисторнинг УБ схема учун чиқиш характеристикаси деганда эмиттер кучланиши ёки токи ўзгармас бўлгандаги коллектор тоқининг коллектор кучланишига боғлиқлиги тушунилади:

$$I_K = f_2(U_K)/U_3, I_3 = \text{const} \quad (3.17)$$

3.15- расмда $I_3 = \text{const}$ ҳол учун аниқланган чиқиш характеристикалар системаси кўрсатилган. У коллектор тоқининг коллектор кучланишига жуда суи боғланганлигини кўрсатади. Бу коллектор ўтишининг дифференциал қаршилиги етарлича катта эканини ифодалайди.

Характеристикаларнинг бошланиш нуқтаси коллектор кучланишининг мусбат қийматларига тўғри келади. Шунинг учун $I_3 > 0$ бўлгандаги $I_K = 0$ нуқтани аниқлаш учун эмиттер кучланиши таъсирини йўқотадиган миқдорда мусбат коллектор кучланиши зарур бўлади. Эмит-

тер занжири узук бўлса ($I_3 = 0$), коллектор токи сокинлик токи $I_{кт}$ қийматига камаяди. Маълумки, сокинлик токининг катталиги база ва коллектор қатламларидаги асосий бўлмаган ток ташувчиларнинг миқдорига ва ташқи муҳит ҳароратига кучли боғлиқ. Шунинг учун



3.15- расм. Транзисторнинг УБ схема учун $I_3 = \text{const}$ ҳолдаги чиқиш характеристикаси.

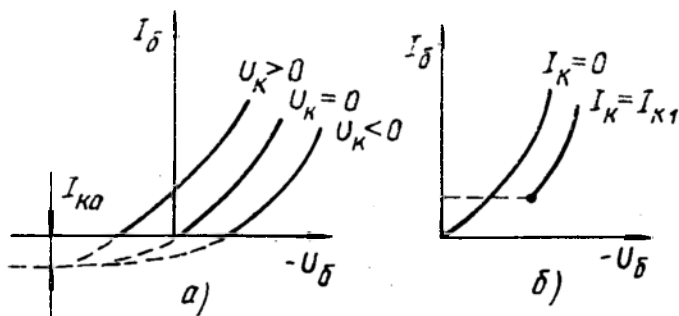
температура ортиши билан $I_{кт}$ тез ўса бошлайди ва статик характеристикалар юқорига кўтарилади. Бу транзистор ишининг мўътадиллиги камайишига сабаб бўлади.

Коллектор кучланишининг манфий қиймати жуда ортиб кетса, коллектор ўтишида бузилиш вужудга келади ва ток тез ўсабошлайди. Кўпинча транзисторда бир вақтда ҳам иссиқлик ҳам электр бузилиши вужудга келади.

Транзисторнинг умумий эмиттерли схема учун кириш характеристикаси деганда коллектор кучланиши ёки токи ўзгармас бўлгандаги база токининг база кучланишига боғлиқлиги тушунилади:

$$I_0 = f_3(U_0)/U_K, I_K = \text{const} \quad (3.18)$$

Бу боғланиш графиги 3.16- расмда кўрсатилган. У эмиттер — база ўтишининг тўғри уланиш ҳоллари учун вольт-ампер характеристикасидир. Шунинг учун улар транзисторнинг УБ схема учун олинган кириш характеристикалари билан мос келади. Лекин улардан фарқли $U_K = \text{const}$ бўлган ҳол учун олинган характеристикалар коллектордаги манфий кучланиш ортиши билан чапга эмас, балки ўнгга сурила бошлайди. Чунки бунда коллектор кучланиши камайиши билан база токи ҳам камаяди. Иккинчи томондан, $|U_K| = |U_0|$ бўлганда база занжири бўйлаб коллектор ўтишининг очиқ ҳолатига мос ток ўтади. Шунинг учун база токи ортади, яъни $U_K = 0$ қийматга тўғри келадиган характеристика кол-



3.16-расм. Транзисторнинг УЭ схема
учун кириш характеристикаси: а — $U_к = \text{const}$ ҳолда, б — $I_к = \text{const}$ ҳолда.

лектор кучланишининг катта қийматларида олинган характеристикага нисбатан ўнгга эмас, балки чапга ётади. 3.16а-расмдан яна шу нарса кўринадики, $U_б = 0$ бўлганда коллекторда ўзгармас манфий кучланиш бўлгани учун база занжиридан катталиги деярли $I_{кт}$ сокинлик токига тенг бўлган манфий ток ўтади.

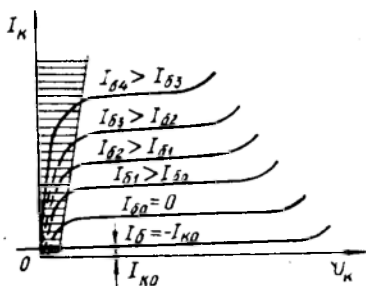
Коллектор токи ўзгармас бўлган ҳолда олинган характеристикалар (3.16 б-расм) $U_к = \text{const}$ ҳолдаги характеристикалардан фарқ қилмайди. Коллектор токи ортиши билан улар кичик база токлари соҳасига (ўнгга) сурилади, чунки бунда коллектор кучланиши ортиши керак. Уларнинг бошланиш нуқтаси $I_{э1} = I_{к1} + I_{б1}$ шарт бажариладиган нуқтага мос келади.

Транзисторнинг УЭ схема учун чиқиш характеристикаси деганда база кучланиши ёки токи ўзгармас бўлгандаги коллектор токининг коллектор кучланишига боғлиқлиги тушунилади:

$$I_к = \beta_4 (U_к) / U_б, I_б = \text{const} \quad (3.19)$$

Амалий жиҳатдан $I_б = \text{const}$ бўлган ҳолда аниқланган характеристикалар системаси катта аҳамиятга эга. Улар 3.17-расмда кўрсатилган. Ундан шу нарса кўринадики, коллектор кучланишининг бошланғич кичик қийматларида коллектор токи кескин ўсишга эга, унинг катта қийматларида эса, бу ўсиш жуда сусайиб қолади (Тўғри чизиқли қисм). Бу қуйидагича тушунтирилади: $U_к = 0$ қийматларда бўлганда эмиттерда тўғри уланиш кучланиши бўлгани учун коллектор ўтишининг қарши-

лиги жуда кичик бўлади. Шунинг учун бу соҳада кавакларнинг концентрацияси жуда катта бўлиб, уларнинг рекомбинацияланиши етарлича катта миқдорли токни ҳосил қилади (штрихланган соҳа). Манфий коллектор кучланиши ортиши билан коллектор ўтиши кенгайди ва база қатлами тораяди. Натижада база токи камайиши керак. Лекин унинг қиймати



3.17- расм. Транзисторнинг УЭ схема учун $I_B = \text{const}$ бўлгандаги чиқиш хара-
ктеристикалари системаси.

эмиттер кучланиши ёрдамида ўзгармас қилиб олингани учун эмиттер ва коллектор токлари ортади. Бунда коллектор токининг ўсиши жуда суст бўлади, аммо у УБ схемадагидан тезроқ ўсади.

База токи нолга тенг бўлганда коллектордан ўтадиган ток I_{KT} сокинлик токидан етарлича катта бўлади. Коллектор кучланиши ортиши билан эмиттер ўтишининг потенциал тўсиғи қисман кичрайгани учун бу ток ҳам ортиб боради. База токи ортиши билан коллектор токи ҳам ўса бошлайди ва характеристика катта коллектор токи соҳасига сурилади ҳамда унинг оғмалиги ортади. Бу база токи ёрдамида коллектор токини бошқариш мумкинлигини кўрсатади.

Транзистор ишлатилганда характеристиканинг бирор қисми ишчи соҳа қилиб олинади. Шу мақсадда характеристика турли соҳаларга ажратилади. Масалан, чиқиш характеристикасининг бошланғич қисми (3.15 ва 3.17- расмлар) *тўйиниш соҳаси* деб аталади. УБ схемада у коллектор кучланишининг кичик мусбат қийматларига, УЭ схемада эса, коллектор кучланишининг бошланғич манфий қийматларига тўғри келади. (Бу кучланиш германийли транзисторларда 0,2 вольтгача, кремнийли транзисторларда — 1 вольтгача боради.) Бу соҳанинг асосий хусусияти шундаки, унда эмиттер ва коллектор ўтишининг кучланишлари тўғри уланиш ҳолида бўлади ҳамда коллектор ўтишининг ўзгармас ва ўзгарувчан токка бўлган қаршилиги жуда кичик (бир неча 10 Омгача) бўлади.

Транзисторлар характеристиканинг тўйиниш соҳаси-

да электрон калит сифатида ишлатиладн ва калитнинг уланган ҳолига тўғри келади.

Характеристиканинг коллектор кучланиши ўқига деярли параллель бўлган тўғри чизиқли қисми *актив соҳа* деб аталади. Бу соҳада эмиттер ўтиши кучланиши тўғри уланишда бўлса, коллектор ўтишидаги кучланиш тескари уланишда бўлади. Шунинг учун коллектор ўтишининг дифференциал қаршилиги етарлича катта (бир неча ўн кило Омдан бир неча мега Омгача) бўлади. Актив соҳа транзисторнинг кучайтириш соҳаси ҳисобланади.

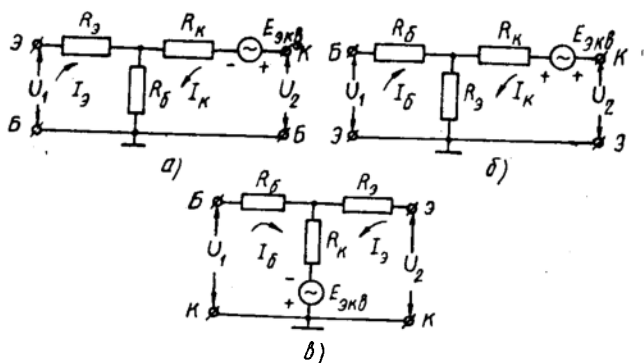
Характеристиканинг $I_b = 0$ (3.15-расм) ва $I_c = 0$ (3.17-расм) қийматлардан қуйи соҳаси *кесми соҳаси* деб аталади.

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

Транзисторларнинг характеристикалари температурага жуда боғлиқ бўлади. Температура ортиши билан храктеристикалар кучли деформацияланади, яъни чапга сурилиш билан бирга токнинг катта қийматлари томон кўтарилиб боради.

3.7. Биполяр транзисторларнинг эквивалент схема ва параметрлари

Радноэлектрон қурилмаларнинг иши уларнинг эквивалент схемалари ёрдамида текширилади. Лекин қурилманинг эквивалент схемасини тузиш учун унда қатнашувчи транзисторнинг эквивалент схемасини билиш керак. Транзистор эквивалент схемасининг қандай бўлиши унинг иш режимига боғлиқ бўлиб, унинг характеристикасининг илчи соҳаси билан белгиланади. Шунга кўра транзисторнинг эквивалент схемалари хилма-хилдир.



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

Амалий жиҳатдан транзисторнинг кучайтириш ре-
жими катта аҳамиятга эга. Бу режим учун паст частоталар соҳасида Т — симон эквивалент схема кенг тарқалган. 3.18-расмда транзисторнинг уч хил уланиши 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 кристалининг қаршилигидир. Бу қаршиликлар дифференциал, яъни транзисторнинг ўзгарувчан токка бўлган қаршилигидир.

$E_{экв}$ — эквивалент генераторнинг электр юритувчи кучи бўлиб, у эмиттер токининг коллектор занжирига бўлган таъсирини ифодалайди. Шунинг учун бу генератор ҳосил қиладиган ток эмиттер токи йўналишида бўлади ($E_{экв}$ нинг қутбланиши шунга мос танланади). Коллектор токи эмиттер токи билан $\alpha I_э$ кўринишда боғланганини ва коллекторнинг қаршилиги $R_к$ эканини ҳисобга олсак, эквивалент генераторнинг ЭЮК қуйидагича ифодаланади:

$$E_{экв} = \alpha I_э R_к = I_э R_м$$

Бунда $R_м = \alpha R_к$ — эквивалент генераторнинг ички қаршилиги бўлади. Лекин у ташқи занжирга 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):

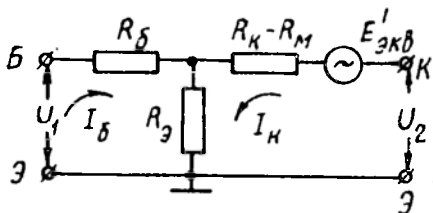
$$\left. \begin{aligned} U_1 &= (R_3 + R_6)I_3 + R_6 I_K \\ U_2 &= (R_6 + R_M)I_3 + (R_6 + R_M)I_K \end{aligned} \right\} \quad (3.20)$$

УЭ СХЕМА УЧУН (3.18 б-расм):

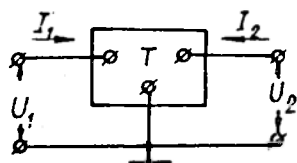
$$\left. \begin{aligned} U_1 &= (R_6 + R_3)I_6 + R_3 I_K \\ U_2 &= R_3 I_6 + (R_3 + R_K)I_K - R_M I_3 \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

(3.21) системанинг иккинчи тенгламасидаги I_3 токни (3.9) тенглик орқали ифодаласак, у қуйидаги кўринишга келади:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= (R_6 + R_3)I_6 + R_3 I_K \\ U_2 &= (R_3 - R_M)I_6 + (R_K - R_M + R_3)I_K \end{aligned} \right\} \quad (3.21a)$$



3.19-расм. Транзисторнинг УЭ уланиш учун эквивалент схемаси.



3.20-расм. Тўрт қутбли система.

Натижада транзисторнинг УЭ схемаси 3.19-расмда тасвирланган эквивалент схема кўринишига ўтади. Ундаги $R_K - R_M$ қаршилиқ коллектор занжиридаги R_M қаршилиқни алмаштира, эквивалент генератор ($E_{экв}$) $E_{экв}^1 = R_M \cdot I_6$ билан алмаштирилади.

УК СХЕМА УЧУН (3.18 в-расм):

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= (R_6 + R_K)I_6 + (R_K - R_M)I_3 \\ U_2 &= R_K I_6 + (R_K - R_M + R_3)I_3 \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

Уччала уланиш схемасида триод иккита кириш ва иккита чиқиш клеммасига эга. Уларни умумлаштириб тўрт қутбли система (3.20-расм) деб қараш мумкин. Унда манбалар ҳам қатнашгани учун у актив тўрт қутбли система бўлади.

Тўрт қутбли система назарияси чизиқли занжирлар учун ўринлидир. Аммо ярим ўтказгичли триод чизиқли бўлмаган элемент бўлиб, таъсир қилувчи сигнал амплитудаси ортиши билан унинг чизиқли эмаслик хусусияти ортиб боради. Шунинг учун кўраётган ҳолимизда транзисторни чизиқли элемент деб қараш учун таъсир этувчи сигнал амплитудасини етарлича кичик деб ҳисоблаймиз, яъни транзисторнинг ишчи соҳаси қилиб вольтампер характеристикасининг фақат тўғри чизиқли қисми олинган деб фараз қиламиз.

Тўрт қутбли системаларни ўрганишда асос қилиб унинг кириш ва чиқиш катталиклари орасидаги боғланишни ифодаловчи тенгламалар системаси олинади. Улар турлича бўлиши мумкин. Масалан, эркин ўзгарувчанлар қилиб ток кучлари олинган ҳолда, у қуйидаги боғланиш орқали ифодаланади:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= f_1(I_1, I_2) \\ U_2 &= f_2(I_1, I_2) \end{aligned} \right\} \quad (3.23)$$

Бундан кириш ва чиқиш кучланишларининг тўлиқ дифференциалини аниқлайлик:

$$\left. \begin{aligned} dU_1 &= \frac{\partial U_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial I_2} dI_2 \\ dU_2 &= \frac{\partial U_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_2}{\partial I_2} dI_2 \end{aligned} \right\} \quad (3.24)$$

Бунга белгилаш киритамиз:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Z}_{11} &= \frac{\partial U_1}{\partial I_1} = \frac{dU_1}{dI_1} / I_2 = \text{const} & \dot{Z}_{21} &= \frac{\partial U_2}{\partial I_1} = \frac{dU_2}{dI_1} \Big|_{I_2 = \text{const}} \\ \dot{Z}_{12} &= \frac{\partial U_1}{\partial I_2} = \frac{dU_1}{dI_2} / I_1 = \text{const} & \dot{Z}_{22} &= \frac{\partial U_2}{\partial I_2} = \frac{dU_2}{dI_2} \Big|_{I_1 = \text{const}} \end{aligned} \right\} \quad (3.25)$$

Унда (3.24) ифода қуйидаги кўринишга келади:

$$\left. \begin{aligned} dU_1 &= \dot{Z}_{11} dI_1 + \dot{Z}_{12} dI_2 \\ dU_2 &= \dot{Z}_{21} dI_1 + \dot{Z}_{22} dI_2 \end{aligned} \right\} \quad (3.26)$$

$\dot{Z}_{11}$, $\dot{Z}_{12}$, $\dot{Z}_{21}$, ва $\dot{Z}_{22}$ транзисторнинг $\dot{Z}$ — параметрлари деб аталади ва қаршилик ўлчамига эга бўлади. Умуман олганда, улар комплекс катталиклардир, яъни $\dot{Z} = R + jX$. Ле-

кин тўрт қутблига таъсир этадиган тебранишнинг частотаси кичик бўлса, X реактив қисмнинг таъсирини ҳисобга олмаслик мумкин. Бунда транзисторнинг R — параметрлари ҳосил бўлади.

R — параметрлар тўрт қутблининг кириш ёки чиқиш занжири узук бўлган ҳол учун аниқланади. У ҳолда кучланиш, ёки токнинг тўлиқ дифференциалларини уларнинг амплитуда қийматлари орқали алмаштириш мумкин:

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

тўрт қутблининг чиқиш занжири узук бўлгандаги *кириш қаршилиги* дейилади;

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

тўрт қутблининг кириш занжири узук бўлгандаги *тескари ўтиш ёки тескари боғланиш қаршилиги* дейилади. У чиқиш энергиясининг қайта киришга узатилиш жараёнини ифодалайди;

$$R_{21} = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{I}_{m1}} \Big|_{\dot{I}_{m2} = 0}$$

тўрт қутблининг чиқиш занжири узук бўлгандаги *тўғри ўтиш қаршилиги* дейилади. У транзисторнинг кучайтириш хусусиятини ифодалайди;

$$R_{22} = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{I}_{m2}} \Big|_{\dot{I}_{m1} = 0}$$

тўрт қутблининг кириш занжири узук бўлгандаги *чиқиш қаршилиги* деб аталади.

Шунга кўра тўрт қутблининг кичик частоталар соҳасидаги тенгламаси қуйидагича бўлади:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{m1} &= R_{11}\dot{I}_{m1} + R_{12}\dot{I}_{m2} \\ \dot{U}_{m2} &= R_{21}\dot{I}_{m1} + R_{22}\dot{I}_{m2} \end{aligned} \right\} \quad (3.27)$$

Агар (3.27) системани (3.20) ÷ (3.22) тенгламалар билан солиштирсак, транзисторнинг уч хил уланиши учун R — параметрларининг ифодаси ҳосил бўлади. У 3.1-жадвалда кўрсатилган.

3.1-жадвал

Парам	УБ схема	УЭ схема	УК схема
R_{11}	$R_3 + R_6$	$R_6 + R_3$	$R_6 + R_K$
R_{12}	R_6	R_3	$R_K - R_M$
R_{21}	$R_M + R_6$	$R_3 - R_M$	R_K
R_{22}	$R_K + R_6$	$R_3 + R_K - R_M$	$R_3 + R_K - R_M$

Бунда тўрт қутбли система актив бўлгани учун $R_{12} \neq R_{21}$. Шуни айтиш керакки, эркин ўзгарувчанлар сифатида кучланиш катталиги олинса, тўрт қутблининг тенгламаси қуйидаги кўринишда бўлади

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{m1} &= \dot{Y}_{11} \dot{U}_{m1} + \dot{Y}_{12} \dot{U}_{m2} \\ \dot{I}_{m2} &= \dot{Y}_{21} \dot{U}_{m1} + \dot{Y}_{22} \dot{U}_{m2} \end{aligned} \right\} \quad (3.28)$$

Унда $\dot{Y}_{11}$, $\dot{Y}_{12}$, $\dot{Y}_{21}$ ва $\dot{Y}_{22}$ транзисторнинг — *У параметрлари* деб аталади ва ўтказувчанлик ўлчамига эга бўлади. Уларни аниқлашда тўрт қутблининг кириш ёки чиқиш занжири қисқа туташув ҳолига келтирилади.

Бу параметрлардан ташқари транзисторнинг $\dot{H}$ — *параметрлари* ҳам мавжуд. Улар аралаш параметрлар бўлиб, эркин ўзгарувчи сифатида тўрт қутблининг кириш токи ва чиқиш кучланиши олинади. Шунинг учун системанинг тенгламаси қуйидагича ифодаланади:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{m1} &= \dot{H}_{11} \dot{I}_{m1} + \dot{H}_{12} \dot{U}_{m2} \\ \dot{I}_{m2} &= \dot{H}_{21} \dot{I}_{m1} + \dot{H}_{22} \dot{U}_{m2} \end{aligned} \right\} \quad (3.29)$$

Қўриб ўтилган барча параметрлар бир хил транзистор-
ни ифодалагани учун улар орасида ўтиш формулалари
мавжуд. У.3.2- жадвалда кўрсатилган.

3.2- ж а д в а л

Парам	Формуласи	Ўтиш формуласи			
R_{11}	$\dot{U}_{m1}/\dot{I}_{m1} _{\dot{I}_{m2}=0}$	Y_{22}/Y	H/H_{22}	$Y_{22} \cdot R$	$H \cdot R_{22}$
R_{12}	$\dot{U}_{m1}/\dot{I}_{m2} _{\dot{I}_{m1}=0}$	Y_{12}/Y	H_{12}/H_{22}	$Y_{12} \cdot R$	$H_{12} \cdot R$
R_{21}	$\dot{U}_{m2}/\dot{I}_{m1} _{\dot{I}_{m2}=0}$	Y_{21}/Y	H_{21}/H_{22}	$Y_{21} \cdot R$	$H_{21} \cdot R_{22}$
R_{22}	$\dot{U}_{m2}/\dot{I}_{m2} _{\dot{I}_{m1}=0}$	Y_{11}/Y	$1/H_{22}$	$Y_{11} \cdot R$	$R_{11} \cdot H$
Y_{11}	$\dot{I}_{m1}/\dot{U}_{m1} _{\dot{U}_{m2}=0}$	$1/H_{11}$	R_{22}/R	Y_{22}/H	$R_{22} \cdot Y$
Y_{12}	$\dot{I}_{m1}/\dot{U}_{m2} _{\dot{U}_{m1}=0}$	H_{12}/H_{11}	R_{12}/R	H_{12}/Y_{11}	$R_{12} \cdot Y$
Y_{21}	$\dot{I}_{m2}/\dot{U}_{m1} _{\dot{U}_{m2}=0}$	H_{21}/H_{11}	R_{21}/R	H_{21}/Y_{11}	$R_{21} \cdot Y$
Y_{22}	$\dot{I}_{m2}/\dot{U}_{m2} _{\dot{U}_{m1}=0}$	H/H_{11}	R_{11}/R	$H \cdot Y_{11}$	$R_{11} \cdot Y$
H_{11}	$\dot{U}_{m1}/\dot{I}_{m1} _{\dot{U}_{m2}=0}$	R/R_{22}	$1/Y_{11}$	$R \cdot H_{22}$	H/Y_{22}
H_{12}	$\dot{U}_{m1}/\dot{I}_{m2} _{\dot{I}_{m1}=0}$	R_{12}/R_{22}	Y_{12}/Y_{11}	$R_{12} \cdot H_{22}$	$Y_{12} \cdot H_{11}$
H_{21}	$\dot{U}_{m2}/\dot{I}_{m1} _{\dot{U}_{m1}=0}$	R_{21}/R_{22}	Y_{21}/Y_{11}	$R_{21} \cdot H_{22}$	$Y_{21} \cdot H_{11}$
H_{22}	$\dot{U}_{m2}/\dot{I}_{m2} _{\dot{I}_{m1}=0}$	$1/R_{22}$	Y/Y_{11}	H/R_{11}	$Y \cdot H_{11}$

Жадвалдаги R, Y ва H катталиклар қуйидаги бог-
ланишга эга:

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

Частота ортиши билан транзисторнинг ишлашига эмиттер ва коллектор ўтишларининг сифими ва ток ташувчиларнинг учиб ўтиш вақти таъсир кўрсата бошлайди. Шунинг учун барча параметрлар комплекс катталикларга айланади ва эквивалент схемани текшириш мураккаблашади. Частота етарлича катта бўлмаганда коллектор ўтишнинг сифимини ҳисобга олиш билан чекланиш мумкин. У транзисторнинг *чегаравий частотаси*ни белгилайди. Чегаравий частота деганда ток бўйича узатиш коэффициенти ўзининг 1000 Гц частотадаги қийматидан $\sqrt{2}$ марта кичрайдиган частота қиймати тушунади.

3.8. Биполяр транзисторнинг кучайтириш режимидаги параметрлари

Транзистор кучайтириш режимида ишлатилганда, унинг киришига ё. ЭЮКли манба, чиқишига R_n нагрузка уланади (3.21-расм). Бунда тўрт қутбли системанинг кириш ва чиқиш кучланиши, мос равишда,

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

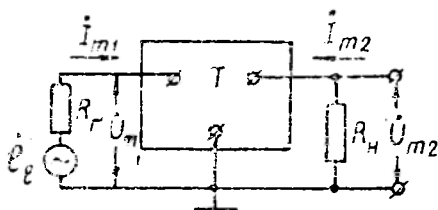
бўлади. Уни тўртқутблининг (3.27) тенгламасига қўйсак, қуйидаги кўринишга келади:

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

(3.31) нфодадан системанинг кириш ва чиқиш занжи-

ридаги токнинг амплитуда қийматини аниқлаш мумкин:

$$\begin{aligned} \dot{I}_{m1} &= \dot{e}_c \frac{R_{22} + R_H}{(R_{11} + R_I)(R_{22} + R_H) - R_{12} \cdot R_{21}} \\ \dot{I}_{m2} &= \dot{e}_c \frac{R_{21}}{R_{21} \cdot R_{12} - (R_{11} + R_I)(R_{22} + R_H)} \end{aligned} \quad (3.32)$$



3.21-расм. Кучайтириш режимининг умумлашган схемаси.

Улар транзисторнинг уч хил уланиши асосида ҳосил бўладиган ярим ўтказгичли кучайтиргичнинг асосий катталикларини аниқлаш ва баҳолаш имкониятини беради.

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

ёзсак,

$$\frac{\dot{e}_c}{\dot{I}_{m1}} = R_I + R_{\text{кпр}} = R_I + R_{11} - \frac{R_{12} \cdot R_{21}}{R_{22} + R_H}$$

кучайтиргичнинг кириш қаршилиги ифодаси ҳосил бўлади:

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

Демак, кучайтиргичнинг кириш қаршилиги транзистор параметрларидан ташқари унга уланадиган нагрузка қаршилигига ҳам боғлиқ бўлар экан. Нагрузка қаршилиги ортиши билан кучайтиргичнинг кириш қаршилиги кичраяди.

Кучайтиргичнинг чиқиш қаршилигини аниқлаш учун чиқиш занжири узук бўлган ҳолдаги чиқиш кучланишини билиш керак. Шунинг учун $\dot{I}_{m2} = 0$ бўлса, (3.31) ифода қуйидаги кўринишга келади:

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

Ундан чиқиш занжири узук бўлгандаги кучланиш $\dot{E}_2$ ни аниқлаш мумкин:

$$\dot{E}_2 = \frac{R_{21}}{R_{11} + R_I} \cdot \dot{e}_c \quad (3.34a)$$

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

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

Бундан кучайтиргичнинг чиқиш қаршилиги ифодасини аниқлаймиз:

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

Демак, ярим ўтказгичли кучайтиргичнинг чиқиш қаршилиги транзистор параметрларидан ташқари яна кучайтиргичнинг киришига уланадиган сигнал генераторининг R_r ички қаршилигига ҳам боғлиқ бўлар экан.

Ярим ўтказгичли кучайтиргичларда R_r ва R_n катталиклари транзистор параметрлари билан соझашга катта аҳамият бериш керак. Максимал энергия узатиш шартига биноан $R_r = R_{\text{кир}}$ ва $R_n = R_{\text{чик}}$ бўлиши лозим. Қўрилаётган ҳолда R_n ва R_r нинг қулай (оптимал) қийматлари ифодаси қуйидагича бўлади:

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

Кучайтиргичларнинг уччала улаиш тури учун кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти

$$\dot{K}_u = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{e}} = \frac{R_{21} \cdot R_n}{(R_{11} + R_r)(R_{22} + R_n) - R_{12} \cdot R_{21}}, \quad (3.37a)$$

ток бўйича кучайтириш коэффициенти

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

қувват бўйича кучайтириш коэффициенти эса,

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

кўринишда ифодаланади.

Транзисторнинг ҳар бир уланиш 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:

$$\begin{aligned} R_s &= 200 \text{ ом}; & R_r &= 600 \text{ ом}; & \alpha &= 0.98; \\ R_k &= 1 \text{ Мом}; & R_n &= 100 \text{ ком}; & R_c &= 0,5 \text{ ком}, \end{aligned}$$

Ҳисоблаш натижалари 3.3 жадвалга жойлаштирилган.

3.3-жадвал

Парам	УБ сх.	УЭ сх.	УК сх.
K_u	350	—350	0,997
K'_u	104	—290	0,996
K_l	—0,98	49	—50
$R_{\text{кир}} (\Omega)$	250	$2,3 \cdot 10^3$	$8,3 \cdot 10^5$
$R_{\text{чиқ}} (\Omega)$	$623 \cdot 10^3$	$1,7 \cdot 10^5$	200
K_p	320	$2,8 \cdot 10^3$	8,3

Ундан қуйидагиларни кўриш мумкин:

1. УБ схемада қувват кучланиш ҳисобига кучайтирилса, УК схемада у ток ҳисобига кучайтирилади.

2. Энг кўп кучайтириш УЭ схемада ҳосил бўлади.

3. УЭ схемада кучланиш бўйича, УБ ва УК схема-ларда эса, ток бўйича π га тенг фаза силжиши ҳосил бўлади.

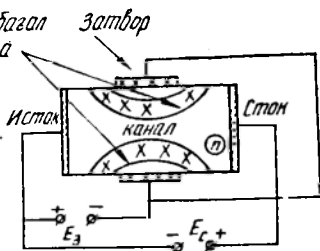
4. УБ ва УЭ схемаларнинг кириш қаршилиги кичик, чиқиш қаршилиги эса, катта бўлади. Аксинча, УК схе-манинг кириш қаршилиги катта, чиқиш қаршилиги ки-чикдир.

Шундай қилиб, кучланиш ва қувватни кучайтириш учун транзисторнинг УЭ уланиш схемаси мақсадга мувофиқдир.

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

«Электр майдониغا эга бўлган» ёки «майдонли» сўзнинг моҳияти шундан иборатки, униполяр транзисторнинг чиқиш токи бошқарувчи электроднинг кучланиши ҳосил қиладиган электр майдон орқали бошқарилишини билдиради.

Камбазал Затвор
соҳа ↘

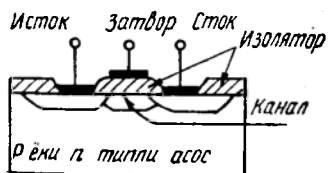


3.22-рasm. Бошқарувчи $p-n$ ўтишли униполяр транзистор.

Исток билан сток оралиғидаги қатлам канал деб юритилади. Унинг 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 ўтказувчанликли ярим ўтказгич материалидан қилинади. 3.22-расмда кўрсатилган транзисторда асос қатлам n — турли ярим ўтказгичдан иборат. Шунинг учун стокка истокка нисбатан мусбат кучланиш берилса, асосий ток ташувчилар, яъни электронлар стокка томон, агар у манфий бўлса, истокка томон ҳаракат қилади. Затворга кучланиш ҳамма вақт тесқари ўланишда берилади, чунки p — n ўтиш ёпилиши керак. Кўриладиган ҳолда затворга истокка нисбатан манфий

кучланиш берилган. Шунинг учун $p-n$ ўтиш қатлами кенгайиб, канални торайтиради, яъни E_s манба кучланишининг ўзгариши ҳисобига каналнинг кесими ўзгартирилади. Бу ундан ўтадиган электрон оқимининг миқдори ўзгаришига, яъни сток токининг бошқарилишига олиб келади.

Униполяр транзисторларнинг яна бир тури *затвори изоляцияланган (ҳимояланган) транзистор* деб юритилади. Уларда металлдан ясалган затвор асос қатлам — каналдан диэлектрик модда билан ажратилган бўлади. Шунинг учун бундай транзисторлар яна МДП (*металл — диэлектрик — полупроводник*) турдаги униполяр транзисторлар деб ҳам аталади. Кўпинча диэлектрик сифатида оксид материаллар ишлатилади (масалан, кремний оксиди Si_2O_2). Бу ҳолда транзистор МОП (*Металл-оксид — полупроводник*) турдаги транзистор дейилади.



3.23-расм. Затвори изоляцияланган униполяр транзистор.

МДП — турдаги транзисторнинг тузилиши 3.23-расмда кўрсатилган. Унда ҳам сток токи затвор кучланиши орқали бошқарилади. Затвор билан асос яримўтказгич орасида электр майдон ҳосил қилинганда майдон кучланганлигининг йўналишига қараб, асосий ток ташувчилари ё

асос ярим ўтказгичнинг сиртига ёки ҳажмига тортилади.

Агар асосий ток ташувчилар асос ярим ўтказгичнинг сиртига тортилса, сирт қатлам — ўтказувчанлик каналининг ўтказувчанлиги ортади, ҳажм ичига тортилганда эса, у — камайд. Биринчи усулда ишлайдиган транзисторлар *бойитилган турда* (режимда), иккинчи усулдагилар эса, *камбағаллашган режимда ишлайдиган транзисторлар* дейилади.

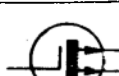
Умуман олганда МДП турдаги транзисторларнинг ишлаш принципи мураккаб бўлади. У асос ярим ўтказгич материалининг турига, ток ташувчилар концентрациясига, ясалиш технологиясига ва ҳ.к. ларга боғлиқ. Шунга кўра бу турдаги униполяр транзисторлар икки гуруҳга ажратилиб, *канални индукцияланувчи* ва *канални ҳосил қилинган транзисторлар* деб аталади.

Канали индукцияланувчи транзисторларда затвор кучланишининг бирор қийматиғача сток токи ҳосил бўлмайди. Чунки унда затвор кучланиши бирор чегаравий қийматдан ортгандан кейингина заряд тақсимоти — ўтказувчи канал вужудга келади ва ток ҳосил бўлади.

Иккинчи гуруҳ транзисторларда эса, ўтказувчан канал олдиндан мавжуд бўлади ва затвор кучланишининг ноль қийматида ҳам сток токи ўтиб туради. Затворга кучланиш бериб, уни бошқариш мумкин. Бу гуруҳдаги транзисторлар биринчи гуруҳ транзисторлари каби ҳам бойитиш, ҳам камбағалланиш режимида ишлаши мумкин.

Униполяр транзисторларнинг схемада белгиланиши 3.4-жадвалда кўрсатилган.

3.4-жадвал

Транзисторнинг хили	p—турли	n—турли
Бошқарувчи p—n ўтишли		
МДП турли транзистор: канали индукцияланадиган		
Канали ҳосил қилинган		

3.10. Униполяр транзисторларнинг характеристика ва параметрлари

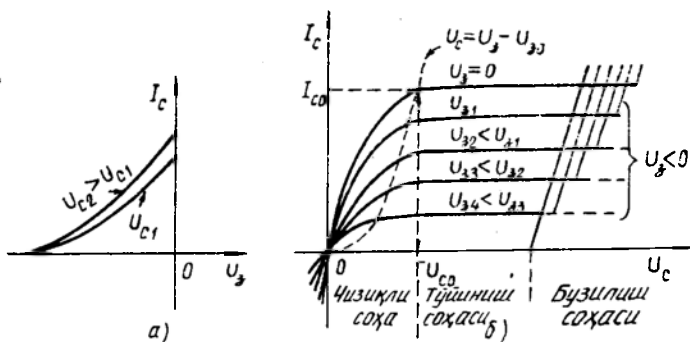
Униполяр транзисторнинг сток токи иккита кучланиш — затвор ва сток кучланишларининг функцияси-дир:

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

Затвор кучланиши ўзгармас бўлганда, сток токининг сток кучланишига боғлиқлиги

$$I_c = f_1(U_g)/U_c = \text{const} \quad (3.39)$$

униполяр транзисторнинг чиқиш характеристикалар системаси, сток кучланиши ўзгармас бўлганда сток токининг затвор кучланишига боғлиқлиги



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

$$I_c = f_2(U_3)/U_c = \text{const} \quad (3.40)$$

эса, ўтиш (кириш) характеристикалар системаси деб аталади.

3.24- расмда бошқарувчи $p-n$ ўтишли униполяр транзисторларнинг характеристикалар системаси кўрсатилган. Чиқиш характеристикаларини 3 та соҳага ажратиш мумкин: чизиқли соҳа, тўйиниш соҳаси ва бузилиш соҳаси. Чизиқли соҳа каналнинг бир оз қисилган ҳолига тўғри келса, тўйиниш соҳасида каналнинг кўндаланг кесими деярли нолга яқин бўлади.

Затвор кучланишининг устки ва пастки камбағаллашган соҳаларни ($p-n$ ўтишларни) бир-бирига туташтирадиган U_{30} қиймати *чегаравий (остонавий) кучланиш* деб аталади.

Устки ва пастки камбағаллашган соҳаларнинг туташини затвор кучланишининг чегаравий қийматдан кичик қийматларида ҳам содир бўлиши мумкин. Буни учун исток билан сток орасидаги кучланиш мусбат бўлиб, сон жиҳатдан $U_c = U_3 - U_{30}$ қийматга тенг бўлиши керак. 3.24б- расмда бу кучланиш координат бошидан ўтувчи парабола орқали тасвирланган. У транзисторнинг чизиқли ва тўйиниш соҳаларини бир-биридан ажратиб туради. Бу парабола $U_3 = 0$ бўлгандаги характеристикани M нуқтада кесиб ўтади. Унинг координатлари $U_c = -U_{30}$ ва $I_c = I_{30}$ сток токининг тўйиниш қийматини ифодалайди.

Агар парабола тенгламаси $I_c = k \cdot U_c^2$ га (k — пропорционаллик коэффициенти) M нуқтанинг координаталарини қўйсак, қўйидаги муносабат ҳосил бўлади:

$$I_c = I_{co} \left(1 - \frac{U_s}{U_{so}} \right)^2 \quad (3.41)$$

У затвор кучланишининг ўзгармас қийматлари учун парабола чизигининг характеристикалар билан кесишадиган нуқталарига мос келадиган сток токининг катталигини ифодалайди.

Ўйиниш соҳасида характеристика деярли горизонтал ҳолатга эга бўлгани учун (3.41) ифода тақрибий ҳисобланади ва униполяр транзисторнинг барча турлари учун ўринли бўлади.

Униполяр транзисторнинг параметрларини аниқлаш учун (3.38) ифодадан сток токининг тўлиқ дифференциалини аниқлаш керак:

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

Агар

$$S = \frac{\partial I_c}{\partial U_s} = \left. \frac{dI_c}{dU_s} \right|_{U_c = \text{const}} \quad \text{ва} \quad \frac{1}{R_i} = \frac{dI_c}{dU_c} = \left. \frac{dI_c}{dU_c} \right|_{U_s = \text{const}} \quad (3.43)$$

деб белгиласак, у қўйидаги кўринишга келади:

$$dI_c = \frac{1}{R_i} (\mu dU_s + dU_c) \quad (3.44)$$

Бунда

$$\mu = SR_i = \left. \frac{dU_c}{dU_s} \right|_{I_c = \text{const}} \quad (3.45)$$

(3.44) ифода униполяр транзисторнинг *характеристик тенгламаси* деб аталади. У сток токини бирор миқдорга ўзгартиш учун сток кучланишини затвор кучланишига нисбатан μ марта кўпроқ ўзгартиш кераклигини кўрсади. Бинобарин, затвор кучланиши сток токига сток кучланишидан кучлироқ таъсир этади. Шу таъсирни ҳарактерловчи μ катталик транзисторнинг *статик кучайтириш коэффициенти* деб аталади.

(3.43) ифодада S катталик *характеристиканинг қиялик коэффициенти*, R_i — транзисторнинг *дифференциал*

ёки *ички қаршилиги* деб аталади. S затвор кучланиши I_B га ўзгарганда, ток токининг қанчага ўзгаришини кўрсатадиган катталикдир. Статик кучайтириш коэф-фициентига тескари миқдор

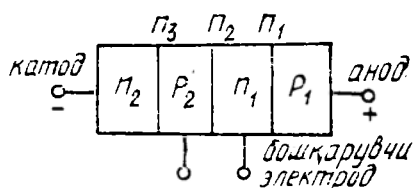
$$D = \frac{1}{\mu} \quad (3.46)$$

транзисторнинг *сингдирувчанлик коэффиценти* дейи-лади. S , R_i , μ ва D катталиклар униполяр транзистор-нинг *статик параметрларидир*.

Униполяр транзисторларнинг асосий афзаллиги шун-даки, кириш қаршилиги жуда катта (10^{15} Ом), ишчи частотаси ўта юқоридир (ГГц). Ундан ташқари улар иссиқлик ва радиактив нурланишларга чидамли бў-лади.

3.11 Тиристорлар

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



3.25- ра м. Тиристорнинг тузилиши.

База қатламлари бир хил бўлмайди: n — база p — базага қара-ганда қалинроқ ва қо-тишма миқдори озроқ қилиб ясалади. Нати-жада $n_2 p-n$ ўтиш-нинг тўғрилаш хусу-сияти жуда яхши бў-

лади (тескари токи кичик, тескари қаршилиги етарли-ча катта).

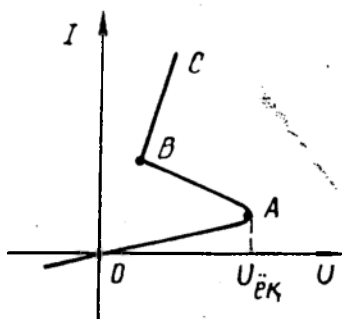
Ташқи кучланиш анод — катод оралиғига қўйилган ҳолни кўрайлик. Манбанинг мусбат қутби анодга, ман-фий қутби катодга уланган бўлсин. Бунда кучланиш-нинг кичик қийматларида n_1 ва n_3 $p-n$ ўтишлар тўғ-ри, $n_2 p-n$ ўтиш эса, тескари йўналишда уланган бў-лади. Шунинг учун ташқи кучланишни тўлиқ $n_2 p-n$ ўтишга қўйилган деб қараш мумкин. У ёпиқ бўлгани учун тиристордан ўтадиган ток жуда кам (тескари ток-

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

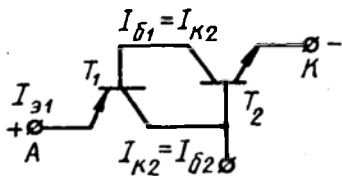
Агар ташқи кучланиш ортабошласа, қатламлардаги ток ўтиши билан боғлиқ жараёнлар сифат жиҳатдан ўзгаради. n_2 ўтишдаги тескарн токнинг бироз ортиши билан ҳар икки базага асосий бўлмаган ток ташувчиларнинг кириши (тутилиб қолиши) зўраяди. Масалан, P_2 — базада каваклар зичлиги ортади. Бу n_2 ўтиш потенциал тўсиғининг кичрайишига, яъни қаршилигининг камайишига олиб келади. Натижада тиристордан ўтадиган ток фақат тескарн токка эмас, балки n_2 ўтишга етиб келган базалардаги асосий бўлмаган ток ташувчилар токига ҳам боғлиқ ҳолда орта бошлайди (3.26-рasm, ОА чизиқ).

Ташқи кучланишнинг катталиги бирор $U_{\text{ёк}}$ кучланишга етгач, тиристор токи кўчкисмон орта бошлайди. Бу кучланиш тиристорнинг қайта уланиш тўғри кучланиши деб аталади. Бу вақтда тиристорнинг қаршилиги жуда кичик бўлгани учун ундаги потенциаллар айирмаси ҳам кичраяди (АВ соҳа). Унинг катталиги ташқи нагрузка қаршилигининг қиймати билан чегараланади. Тиристор токининг ортиши давомида асосий бўлмаган ток ташувчилар n_2 ўтишда тўплана бошлайди. Уларнинг концентрацияси етарлича бўлгач, n_2 ўтиш тўғри уланиш ҳолига келади. Натижада n_2 ўтишнинг қаршилиги энг кичик бўлиб, тиристор очик (тўйиниш) ҳолатига ўтади. Бу унинг турғун иш режими бўлади (BC чизиқ).

Юқорида келтирилган тиристорнинг ишлашини унинг эквивалент схемасида тасаввур қилиш қулай. Бунинг учун уни $p-n-p$ ва $n-p-n$ турдаги транзисторларнинг қўшмаси деб қараш керак (3.27-рasm). Бунда T_1 транзисторнинг эмитер токи $\Delta I_{\text{э1}}$ миқдорга ўзгарса, унинг коллектор токи $\Delta I_{\text{к1}}$ га ўзгаради. У сон жиҳатдан T_2 транзисторнинг база токи ўзгаришига тенг бўлади. Шунинг учун T_2 транзисторнинг коллектор токи $\Delta I_{\text{к2}} = \Delta I_{\text{б2}} \cdot \beta_2 =$



3.26-рasm. Тиристорнинг вольт-ампер характеристикаси.

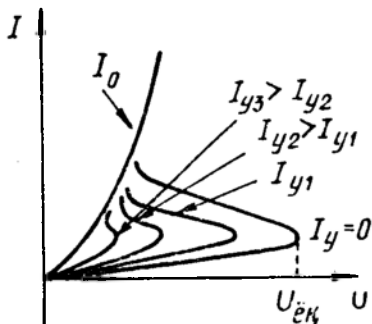


3.27- расм. Тиристорнинг эквивалент схемаси.

янада сртишига олиб келади. Бу тиристордаги кўчки жараёнини характерлайди (АВ чизиқ).

Қўриб чиқилган уланишдаги тиристор *диод* — *тиристор* ёки *динистор* деб аталади. Тиристорнинг ёпиқ ҳолатдан очиқ ҳолатга ўтишини фақат анод — катод орасидаги кучланишни ўзгартирибгина эмас, балки базалардан бирортасидаги

токни қисқа муддатга ошириш йўли билан ҳам амалга ошириш мумкин. Бу токни *бошқариш токи* (I_y) деб аталади. У тиристор қатламларида ҳосил бўладиган жараёнларни ўзгартирмайди. Фақат унинг қайта улаш тўғри кучланишини кичрайтиради, холос. Бундай тиристорлар *триод* — *тиристор* ёки *тринистор* деб аталади. Унинг вольт-ампер ха-



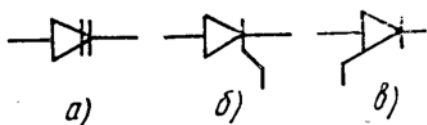
3.28- расм. Тринисторнинг вольт-ампер характеристикаси.

рактеритикаси 3.28- расмда кўрсатилган. У бошқариш токнинг ортиши билан қайта улаш тўғри кучланиши кичрайишини кўрсатади. $I_y = I_0$ бўлганда, характеристика диоднинг тўғри ўтиш характеристикасига айланади. I_0 — *яссиланиш токи* деб аталади.

Бошқарувчи электрод сифатида базалардан қайси бири олинишига қараб бошқариш катод ёки анод бўйича деб икки турга бўлинади. Катод бўйича бошқаришда тиристорнинг катодга яқин P_2 — базаси, анод бўйича бошқаришда эса, анодга яқин жойлашган n_1 — базаси бошқарувчи электрод вазифасини бажаради. Иккала ҳолда ҳам тиристорнинг характеристикаси деяр-

ли бир хил бўлади. Фақат, катод бўйича бошқаришда бошқарувчи электродга катодга нисбатан мусоат ток импульси берилса, анод бўйича бошқаришда—анодга нисбатан манфий ток импульси таъсир эттирилади.

Тиристорларнинг схемада белгиланиши 3.29-расмда кўрсатилган.



3.29-расм. Тиристорнинг схемада белгиланиши: а—динистор, б—катод бўйича, в—анод бўйича бошқарувчи тринисторлар.

3.12. Микросхемалар ҳақида маълумот

Радиоэлектрон қурилмалар жуда кўп сондаги электрон асбоблардан ташкил топади. Фан ва техниканинг ривожланиши билан уларнинг сони ва тури янада ортиб бормоқда. Шунинг учун радиоэлектрон қурилманинг мустаҳкамлиги, узоқ муддат ишончли хизмат қила олиш қобилияти ва бошқа хусусиятларини оширган ҳолда уларнинг ҳажмини кичрайтириш, оғирлиги ва сарф қиладиган қувватини камайтириш каби масалалар ўртага қўйилмоқда.

Ярим ўтказгичлар техникасининг ривожланиши ярим ўтказгичли асбобларнинг маълум комбинациядаги системасини бир қобиққа жойлаштириш имкониятини яратди. Бундай асбоблар *модуль — схемалар* ёки *микромодуллар* деб аталади. Уларда ўта ихчам қобиқсиз ярим ўтказгичли асбоблар, пленкали (пардасимон) қаршилиқ ва конденсаторлар маълум схема асосида бир қобиқ ичига йиғилади ва бирор электрон қурилманинг тўлиқ сеҳмасини ташкил этади. Шунинг учун улар *микросхемалар* деб ҳам аталади.

Микросхемаларнинг 1 см³ ҳажмида камида 5 та элемент (транзистор, диод, резистор, сугим ва индуктивлик) қатнашиб, улар бирор электрон қурилманинг тугалланган схемасини ташкил этиши лозим. Ҳозир интеграл микросхема (ИМС) деб аталадиган ярим ўтказгичли асбоблар кенг қўлланилади. Улар қурилманинг умумий ҳажмини 20 000 мартадан ортиқ кичрайтириш имконини беради. ИМС шундай қурилмаки, унинг барча элементлари ёки уларнинг бир қисми ажралмас

қилиб боғланган бўлади. Улар бир-бири билан шундай туташганки, натижада бир бутун қурилма бўлиб хизмат қилади.

Микросхемаларни турларга ажратиш жуда кўп белгиларга асосланади: материалининг тури, элементларининг сони, функционал боғланиши, қандай мақсадга хизмат қилиши, ишлаб чиқариш технологияси, конструкцияси ва бошқалар. Масалан, бажарадиган ишининг турига қараб — кучайтиргичлар, генераторлар, мантиқий элементлар; функционал мақсадига қараб — рақамли, қиёсий (чизиқли), қиёсий — рақамли; ишлаб чиқариш технологияси ва конструкциясига қараб — ярим ўтказгичли, пардасимон (пленкали), дурагай (гибрид) ва бирлаштирилган схемалар мавжуд.

ИМСнинг мураккаблиги ярим ўтказгич кристаллида нечта элемент жойлаштирилганлиги билан белгиланади. Шунга кўра микросхемалар интегралланиш даражаси орқали характерланади. Масалан, элементларининг сони 10 тагача бўлган микросхемалар биринчи даражали интеграл схема (ИС1) ёки оддий микросхема, элементларининг сони 100 тагача бўлганлари — иккинчи даражали интеграл схема (ИС2) ёки ўрта (УИС) микросхема деб аталади. Элементларининг сони $100 \div 10\,000$ бўлган ИСлар III даражали, 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 мантиқий элементлар, ўрта ИМСга эса, ЭХМнинг хотира қурилмалари, ҳисоблагичлар, жамлаш қурилмалари — сумматорлар мисол бўлади. Арифметика — мантиқ ва бошқариш қурилмалари катта ИМСдир.

Шуни айтиш керакки, микросхемаларнинг интегралланиш даражасини орттириш ва унга боғлиқ элементлар ўлчамини кичрайтиришнинг чегараси бор. Бир неча ўн минг элементни бир схемага бирлаштириш (интеграллаш) технологик жиҳатдан жуда мураккаб бўлиб, иқтисодий жиҳатдан мақсадга мувофиқ эмас. Шунинг учун функционал микроэлектроникага ўтилмоқда. Унда қурилманинг бирор функциясини бажариш стандарт элементлар ёрдамида эмас, балки физик ҳодисалар асосида бажарилади.

Интеграл микросхемалар функционал боғланишига қараб 2 хил — импульс — қиёсий ва мантиқий (логик)

бўлади. Импульс-қийёсий ИМС гармоник ёки импульс тебранишларни ҳосил қилиш ёки кучайтиришда, мантйқий ИМС эса, қурилмани электрон калит режимида ишлашини таъминлашда қўлланилади.

ИМСларнинг кичик ўлчам ва массага эга бўлиши, кам қувват сарфлаши, юқори ишонч билан ишлаши, юқори тезкорлиги, арзонлиги ва бошқалар уларнинг афзалликларидир. ИМСнинг юқори ишонч билан ишлаши пайвандланадиган бирикмалар сонининг камайиши ҳисобига бўлса, юқори тезкорлиги — элементлари орасидаги туташтириш оралигининг кичиклиги билан характерланади.

Ҳар бир микросхемани ишлатишда ташқи манба кучланиши, нагрузкасининг катталиги, таъсир этувчи сигнал хусусиятлари ва бошқалар олдиндан аниқланган бўлиши лозим. Ярим ўтказгичли, пардасимон, дурагай (гибрид) ва бирлаштирилган (қўшма) ИМСлар энг кўп қўлланиладиган микросхемалардир. Ярим ўтказгичли ИМС ярим ўтказгич матерналидан иборат бўлиб, унинг сиртқи қатламида ёки ҳажмида электр схема элементларига, туташтириш симларига, ҳимоя (изоляция) қатламларига эквивалент бўлган соҳалар ҳосил қилинган бўлади.

Кўпинча ярим ўтказгич сифатида кремний кристалли олинади. У микросхеманинг асосини ташкил қилади ва *таглик* ёки *кристалл* деб аталади. Кристаллда $p - n$ ўтишлар ҳосил қилиш йўли билан схеманинг *пассив* ва *актив* элементлари жорий қилинади. Улар бир-биридан ҳимояланган *оролчалар* деб аталадиган қисмларда ташкил топади.

Ярим ўтказгичли ИМСлар кўп тўпламли қилиб ясалади. Ҳар бир тўпламга бир вақтда жуда кўп микросхема жойлашади. Масалан, диаметри 76 мм бўлган битта пластинкага 5000 тагача микросхема жойланиши мумкин. Унинг ҳар бирида 10 тадан 20000 тагача электрон элемент қатнашади.

Пардасимон ИМС махсус таглик сиртида жойлаштирилган кўп қатламли пардалар тўпламидан иборат. Таглик сифатида шиша, керамика (сопол) каби материаллар олинади. Пардасимон ИМСлар икки турга ажратилади: юпқа (1—2 мкм) пардали ва қалин (10—20 мкм) пардали. Улар фақат қалинликлари билангина эмас, балки тагликка тушириш технологияси билан ҳам бир-биридан фарқ қилади.

Пардасимон ИМСдан фақат пассив элемент — резисторлар конденсаторлар, индуктивлик ғалтаги ясалади. Улардан РС — филтрлар тузилади.

Дурагай ИМС шундай микросхемаки, у пардасимон, яримўтказгичли ва дискрет осма актив элементларнинг бирорта комбинациясини ташкил қилади. Улар пардасимон ИМСнинг диэлектрик тағлигига жойлаштирилади.

Осма элемент деганда, асосан, ихчамлаштирилган қобиқсиз диод ва транзисторлар тушунилади. Улар мустақил элемент бўлиб, тағликка ёпиштириб (осиб) қўйилади ва парда элементлари билан ингичка симлар ёрдамида туташтирилади. Дурагай ИМСда ярим ўтказгичли ИМС ҳам осма элемент ҳисобланади. Айрим ҳолларда етарлича катта сиғим ва индуктивлик зарур бўлганда ихчамлаштирилган конденсатор ва индуктивлик ғалтаги ҳам осма элемент сифатида жорий қилинади, чунки пардасимон ИМСда катта сиғим ва индуктивликка эришиш мумкин бўлмайди.

Бирлаштирилган ИМС да актив элементлар ярим ўтказгичли микросхемадаги, пассив элементлар эса, пардасимон микросхемалардаги каби ясалади. Улар умумий тағликка ҳимояланган ҳолда жойлаштирилади.

Барча ИМСлар герметик қобиққа ўралган бўлиб, ундан схемага туташтириш учлари — электродлар чиқарилади.

3.13. Микросхема элементлари

Бу параграфда, асосан, ярим ўтказгичли ИМСларнинг элементлари билан танишамиз. Сабаби пардасимон ИМСларда фақат пассив элементлар — қаршилик, сиғим ва индуктивлик ҳосил қилиниши мумкинлиги айтилган эди. Улар тағлик сиртига ўтказувчан ва ҳимояловчи моддаларни пуркаш ёки пардалар қатлами сифатида жойлаштириш йўли билан ҳосил қилинади. Бунда тағлик диэлектрик материалдан ясалгани учун элементларни бир-биридан ҳимоялашга ҳожат қолмайди. Ундан ташқари, тағлик етарлича қалин ва элементлар орасидаги масофа узоқ бўлгани учун улар орасидаги зарарли (паразит) сиғимларни ҳисобга олмаслик мумкин. 3.30-расмда пуркаш йўли билан ҳосил қилин-

ган тўғри тўртбурчак шаклида ясалган индуктивлик ғалтаги кўрсатилган.

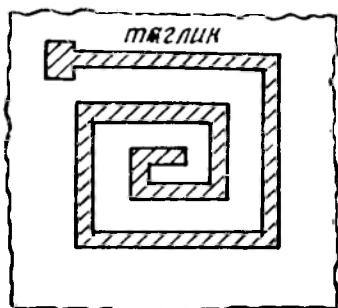
Ярим ўтказгичли ИМСларнинг элементлари ярим ўтказгич кристалининг сирти ёки ҳажмида жойлашади. Уларнинг ҳар бири ярим ўтказгичнинг маълум соҳасини эгаллайди ва мустақил элемент — диод, транзистор, резистор, конденсатор ва бошқалар бўлиб хизмат қиладди. Бу соҳалар бир-биридан ё диэлектрик, ёки тескари кучланиш уланган $p-n$ ўтишлар ёрдамида ҳимоя қилинади. Улар пуркаш йўли билан ҳосил қилинадиган симчалар ёрдамида бирор электр схемани акс эттирган ҳолда туташтирилади. Туташтириш симчалари *металл тармоқчалар* деб аталади. Улар, асосан, алюминийдан тайёрланади.

Ярим ўтказгичли ИМСларнинг элементларини ясаш мураккаб технологик жараён бўлиб, уларнинг турлари хилма-хилдир. Барча жараёнларнинг негизини транзисторлар таркиби ташкил қилади, яъни барча пассив ва актив элементлар транзистор асосида ҳосил қилинади. Асос транзистор вазифасини биполяр ёки униполяр транзисторлар бажаради.

Транзисторлар. Биполяр транзисторларни ясашда унинг ҳар икки формуласи $p-n-p$ ва $n-p-n$ дан фойдаланилади. Улардан $n-p-n$ тури энг кўп тарқалган.

Транзисторларни ясашда, асосан, планар ва эпитаксал — планар деб аталган технологик жараёнлар қўлланилади. Планар технологияда ярим ўтказгич кристалга донор ва акцептор моддалар диффузия усулида киритилади. Унда транзисторлар электродларининг туташтириш учлари бир текисликда жойлаштирилади. Бу уларни диэлектрик пардаси ёрдамида ташқи таъсирлардан ҳимоя қилиш имконини беради.

Эпитаксал — планар технология усулида транзисторлар юпқа монокристаллни ўстириш йўли билан ҳосил қилинади.



3.30- расм. Индуктивлик ғалтаги (пардасимон).

Планар технология транзисторлар ясашда энг кўп тарқалганидир. Лекин бунда ИМСда ҳосил қилинадиган $p-n$ ўтишлар аниқ чегарага эга бўлмайди, чунки диффузия материалнинг сиртидан бошланади. Шунинг учун қотишманинг атомлари бошланғич материалда бир хил тақсимланмайди — сиртда кўп, ички тарафга эса, камайиб боради. Бу схема элементларининг сифатига катта таъсир кўрсатади. Иккинчи усулда бу камчилик йўқотилади.

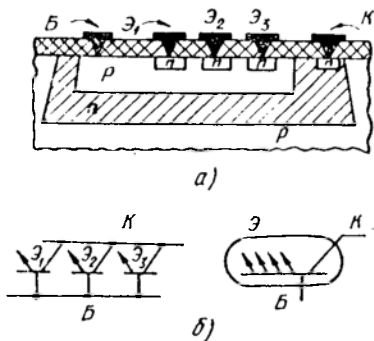
Планер технология асосида ясалган $n-p-n$ турдаги биполяр транзисторларда эмиттер ва коллектор ўтишларидан ўтадиган ток вертикал йўналишда оқади. Шунинг учун улар *вертикал транзисторлар* деб аталади. Бундан фарқлаш учун $p-n-p$ турдаги транзисторларда $p-n$ ўтишлардан ўтадиган ток горизонтал йўналишда 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 таъсирини ҳисобга олиш учун транзисторнинг турли хил эквивалент схемаларидан фойдаланилади.

Микроэлектрониканинг ривожланиши дискрет ярим ўтказгичлар техникасида мавжуд бўлмаган янги

биполяр транзисторни ясаш имкониятини берди. Кўп эмиттерли ёки кўп коллекторли транзисторлар шулар жумласидандир.

3.31-расмда кўп эмиттерли транзисторнинг таркибий схемаси ва схемада белгиланиши кўрсатилган. Уни умумий база ва коллекторга эга бўлган бирнеча $n-p-n$ транзисторнинг тўплами деб қараш мумкин. Бунда ҳар бир қўшни эмиттер жуфти база қатлами



3.31-расм. Кўп эмиттерли транзисторнинг таркибий схемаси (а) ва схемада белгиланиши (б).

билан биргаликда зарарли $n - p - n$ — турдаги транзисторни ҳосил қилади. Агар эмиттерлардан бирига тўғри, иккинчисига тескари кучланиш уланса, тўғри кучланиш уланган эмиттердан база қатламига электронлар киритила бошлайди, тескари уланишли эмиттер эса, улардан база қатламида рекомбинацияланиб улгурмаганларини қабул қилади. Натижада ёпиқ туриши зарур бўлган қатламдан ток ўта бошлайди. Бу зарарли эффект ҳисобланади. Бундан қутулиш учун эмиттерлар орасидаги масофа катта (10—15 мкм) қилиб олинади, чунки база қатламига ўтган электронлар каваклар билан тўла рекомбинацияланиб улгуриши керак.

Кўп коллекторли транзисторларнинг таркибий қисми кўп эмиттерли транзисторларникига ўхшаш бўлади. Лекин ишлаш режими фарқ қилади.

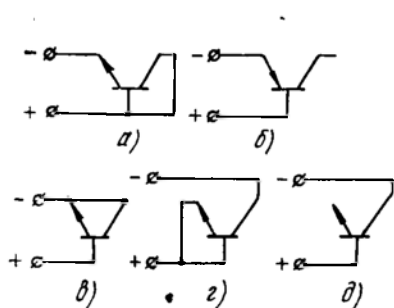
Униполяр транзисторлар ҳам биполяр транзисторларни яшаш технологияси асосида яратилади. Лекин уларни яшаш осонроқ, чунки элементларни ҳимоя қилиш талаб қилинмайди ва тўпламдаги қўшни транзисторларнинг исток ва стоклари қарама-қарши йўналишда уланган $p - n$ ўтишлар билан бир-биридан ажратилган бўлади. Натижада транзисторларни ўзаро жуда яқин масофада жойлаштириб, схема элементлари зичлигини ошириш имкони туғилади.

Униполяр транзисторлардан энг кўп тарқалгани МОП турдаги транзисторлардир. Бунга сабаб уларнинг кириш қаршилиги катта ва тузилишининг соддалигидир.

Айрим ИМСда n ёки p — турдаги каналга эга МОП транзисторлар жуфти кенг ишлатилади. Бундай жуфт транзисторлар *комплементар транзистор* деб аталади ва электрол калит вазифасида ишлатилади. Улар жуда кичик тоқларда ишлайди ва ўта тезкор қурилма ҳисобланади.

Диодлар. Одатда диод қилиш учун битта $p - n$ ўтиш яшаш етарли бўлади. Лекин ИМСларда транзистор таркиби асос қилиб олингани учун у биполяр транзисторнинг ўтишлари орқали яратилади.

Биполяр транзистордан диод қилишнинг 5 хил тури мавжуд (3.32-расм). Улар бир-биридан параметрлари билан фарқ қилади. Масалан, 3.32-расмдаги a — уланишда диоднинг очиқ ҳолатдан ёпиқ ҳолатга ўтиш вақти етарлича қисқа бўлса, b — уланишда у катта бўла-



3.32-рвсм. Транзисторни диод сифатида улаш.

ди. Бундан ташқари, бу уланиш турларининг сифими энг кичикдир.

Резисторлар. ИМСда резисторлар биполяр транзисторнинг база, коллектор ёки эмиттер қатламлари таркибида юзага келади. Бунда диффузия усулидан фойдаланилгани учун улар *диффузион резисторлар* деб аталади. Диффузион резисторлар ярим ўтказгич ҳажмидан $p-n$

ўтишлар ёрдамида ҳимоя қилиб ажратилади.

Диффузион резисторнинг қаршилиги резистор вазифасини 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. Қатта қаршиликли резисторлар ион имплантацияси (кўчирилиши) усулида тайёрланади.

Резисторлар МОП — таркибли униполяр транзистор асосида ҳам яратилади. Бунда резистор вазифасини транзисторнинг канали бажаради. Қаршилигининг катталиги эса, затвор кучланиши ёрдамида бошқарилади. Бошқарувчи $p-n$ ўтишли транзистор асосида ясаладиган резисторлар *пинч — резистор* деб аталади.

Конденсаторлар. ИМСларда конденсаторлар махсус технология асосида ясалмайди. Улар транзисторлар ва диффузион резисторларни ясаш жараёнида ҳосил қилинади. Бунда $p-n$ ўтишга тескари йўналишда кучланиш улангандаги тўсиқ қатламнинг сифими конденсатор вазифасини бажаради. Улар *диффузион конденсатор* деб аталади. Бундай конденсаторларнинг диэлектриги бўлиб $p-n$ ўтишнинг ҳажмий зарядлар соҳаси хизмат қилади.

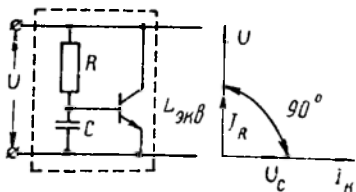
Биполяр транзисторларда конденсатор ҳосил қилишнинг 3 хил усули мавжуд: эмиттер — база ўтиши, коллектор — база ўтиши ва коллектор — таглик («ер») оралиғи.

Эмиттер — база ўтиши ҳисобига ҳосил қилинган конденсаторнинг солиштирма сиғими энг катта (1500 пф/мм^2 гача) бўлиб, бузилиш кучланиши энг кичик (бирнеча вольт) бўлади. Коллектор — база ўтишидан фойдаланилганда эса, конденсаторнинг сиғими 5—6 марта кичрайдди, лекин бузилиш кучланиши шунча мартага ортади. Бу икки вариантда тайёрланган конденсаторларнинг асосий камчилиги — конденсатор қопламалари билан таглик («ер») орасида зарарли сиғимнинг ҳосил бўлишидир. Бу камчилик конденсаторларнинг учинчи турида йўқотилади, чунки конденсаторнинг II қопламаси бўлиб таглик «ер» хизмат қилади.

Диффузион конденсаторлар ўзгармас ёки ўзгарувчан бўлиши мумкин. Конденсатор сиғими ўзгармас бўлиши учун $p-n$ ўтишга бериладиган тескари кучланиш доимий бўлиши лозим. Агар бу кучланиш ўзгарувчан бўлса, сиғим ҳам ўзгарувчан бўлади. Лекин $p-n$ ўтиш сиғими чизиқли бўлмаган катталики бўлгани учун унинг ўзгариши кучланишга мутаносиб бўлмайди (Тескари кучланиш $1 \div 10 \text{ В}$ оралиқда ўзгарганда конденсатор сиғими 2:2,5 марта ўзгаради).

МОП таркибли униполяр транзисторларда ҳам конденсатор ҳосил қилинади. Лекин уларнинг сиғими кичик (500 пф гача) бўлади.

Индуктивлик. Ярим ўтказгичли ИМСларда индуктивлик ғалтаги ва трансформаторлар бирор технология асосида ҳосил қилинмайди. Шунинг учун улар транзистор, резистор ва конденсаторларнинг бирор тур уланиши ҳисобига 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 ўтадиган токнинг фазаси U кучланиш фазаси билан мос тушади. Лекин U_c кон-



3.33- расм. Эквивалент индуктивлик схемаси.

денсатор кучланиши ундан 90° орқада қолади. Конденсатор кучланиши базага таъсир этгани учун коллектор токини бошқаради ва у билан мос фазада ўзгаради. Шунинг учун I_k ток U кучланишдан 90° орқада қолади. Демак, схемадаги транзистор U кучланишга индуктив қаршилик таъсирини кўрсатади: $X_L = \frac{U}{I_k} = \omega L_{экв}$, яъни транзистор $L_{экв} = \frac{U}{\omega I_k}$ индуктивликка эквивалент бўлади.

3.14. Микросхемаларни белгилаш

ИМСларнинг турларини аниқлаш ГОСТ 18682—73 тасдиқлаган шартли белгилар асосида олиб борилади. У микросхеманинг қандай шакл ва технологик асосда ишлаб чиқарилганини, қандай мақсад учун ишлатиш мумкинлигини ҳисобга олади.

Қўп микросхемалар манба кучланишининг катталиги, кириш ва чиқиш қаршилиги, сигнал сатҳи каби катталикларни ҳисобга олган ҳолда тўпламлар — серияларга бирлаштирилади. Бир серияга кирадиган микросхемалар шундай танланадики, улардан бир бутун радиоэлектрон қурилмани ясаш мумкин бўлсин.

Ясашиш шакли ва технологиясига қараб ИМСлар 3 та гуруҳга бўлинади ва рақамлар орқали ифодаланади:

- а) 1, 5, 6, 7 — ярим ўтказгичли микросхемалар;
- б) 2, 4, 8 — дурагай микросхема;
- в) 3 — пардасимон, вакуумли, керамикали (сопол) микросхема.

Микросхема белгисида унинг серияси рақамлар билан ифодаланадиган икки элементдан ташкил топади. Унда биринчи рақам микросхемани ясашдаги шакл ва технологиясини 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 микросхемадир.

Қандай мақсадга хизмат қилишига қараб ИМСлар яна гуруҳ бўлимлари (подгруппа) ва қўринишга ажратилади. (Масалан, генераторлар, кучайтиргичлар, мантикий элементлар ва бошқалар). У микросхема белгисида сериядан кейин ёзиладиган икки ҳарф билан ифодаланади: ГС — гармоник тебраниш генератори — Д. Ф. — фазавий детектор, УВ — юқори частотали кучайтиргич,

УН — паст частотавий кучайтиргич, ВХ — микрокалькулятор 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.

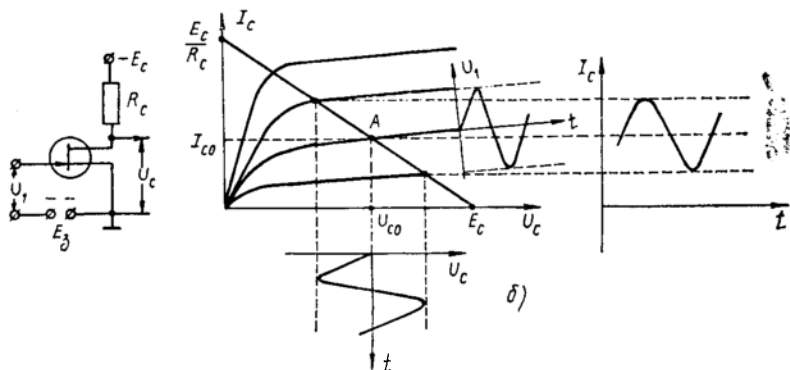
Микросхема белгисида серия белгисидан олдин Қ, ҚМ, ҚН, ҚР ва КА ҳарфлар ёзилган бўлади. Улар микросхемани ишлаб чиқарган заводдан қабул қилиб олинганлик шартини ифодалайди. Бунда Қ ҳарфи микросхеманинг кенг қўлланиш мақсадида ишлаб чиқарилганини билдиради. Масалан, К155ИЕ 7 деб белгиланган микросхема қуйидагича ўқилади: Кенг қўлланиш мақсадида ишлаб чиқарилган 155 сериядаги 7 тартибли (номерли) счетчик (ҳисоблагич) вазифасини бажарадиган ярим ўтказгичли микросхема; серия тартиби (номери) 55.

Қобиксиз микросхемалар белгисида серия рақами олдидан Б ҳарфи, охирида эса, чизиқчадан кейин бирор рақам қўйилади. Бу рақам микросхеманинг қандай шаклда ясалганлигини ифодалайди.

3.15. Электрон асбобларнинг динамик иш режими

Электрон асбоблар ишлатилганда уларга бирор юк—нагрузка уланади. Уни Z_n эквивалент қаршилиқ сифатида белгиланади. Умумий ҳолда эквивалент қаршилиқ комплекс катталиқ бўлиб, у электрон асбобнинг электродларидан бирортасига уланади.

Электрон асбобнинг нагрузка остида ишлаши унинг *динамик иш режими* деб аталади. Динамик режим динамик характеристика ва параметрлар орқали ифодаланади. Улар статик характеристика ва параметрлардан фарқ қилади ва ҳарбир хусусий ҳол учун алоҳида аниқланади. Мисол учун униполяр транзисторнинг иш режими билан танишайлик. Қулайлик учун нагрузка қаршилигини соф актив қаршилиқ деб ҳисоблаймиз. У транзисторнинг стокига уланган R_c резистордан иборат (3.34 а-расм). Лекин динамик иш режимни текшириш учун транзисторнинг характеристикасидаги ишчи соҳаси ҳам кўрсатилиши керак. Фараз қилайлик, ишчи соҳа чиқиш характеристикасининг тўғри чизиқли қис-



3.34- расм. Униполяр транзисторнинг динамик иш режими.

мида танланган бўлсин. Маълумки, бу соҳа затвор кучланишининг манфий қийматларига тўғри келади (3.34- расм). Шунинг учун бу соҳага эришиш учун транзисторнинг затвор — исток оралиғига манфий қутби затворга уланган E_3 манба уланади. Унинг затворга берадиган кучланиши *манфий силжитиш кучланиши* деб аталади. Унинг қиймати сток токи ва сток кучланишининг ўзгармас ташкил этувчи қийматларини ифодаловчи нуқтани белгилайди: $A(I_{co}, U_{co})$. Бу нуқта *бошланғич ишчи нуқта* деб аталади (3.34 б- расм). Агар затворга ўзгарувчан кучланиш берилса, сток токининг ўзгарувчан ташкил этувчиси ҳосил бўлади ва сток кучланиши қуйидагича ифодаланadi:

$$U_c = E_c - I_c \cdot R_c \quad \text{ва} \quad I_c = I_{co} + I_{c\sim} \quad (3.47)$$

Бу координат бошидан ўтмайдиган тўғри чизик тенгламасидир. Унинг оғиш бурчаги (α) R_c резисторнинг катталигига боғлиқ бўлади. $R_c = 0$ бўлганда, бу тўғри чизик кучланиш ўқига перпендикуляр бўлса, $R_c = \infty$ да ток ўқига перпендикуляр бўлади. R_c нинг чекли қийматида эса, бу тўғри чизик кучланиш ўқини $U_c = E_c$ нуқтада, ток ўқини $I_{me} = \frac{E_c}{R_c}$ нуқтада кесиб ўтади. Уни *нагрузка чизиги* деб аталади. Нагрузка чизигининг ишчи соҳада ётадиган қисми *динамик характеристикадир*. 3.34- расмдан затвор кучланиши билан сток кучланиши ўзаро қарама-қарши фазада ўзгариши, яъни транзистор $\varphi_k = \pi$ фаза силжиши ҳосил қилиши кўринади.

Транзисторнинг динамик иш режими динамик параметрлар орқали характерланади. Уларни аниқлаш учун униполяр транзисторнинг (3.44) характеристик тенгламаси ва (3.47) динамик режим тенгламасидан фойдаланамиз.

(3.47) ифодадан сток кучланишининг орттирмасини аниқлаб (3.44) га қўйсак, ундан

$$S_{\text{дн}} = \frac{dI_c}{dU_3} = \frac{\mu}{R_i \left(1 + \frac{R_c}{R_i} \right)} = \frac{S}{1 + \frac{R_c}{R_i}} \quad (3.48)$$

ҳосил бўлади. Бунда $S_{\text{дн}}$ транзисторнинг *динамик қиялик коэффиценти* деб аталади ва ҳамма вақт статик қиялик коэффицентида кичик бўлади.

Агар (3.44) га сток токи орттирмасини қўйсак, қуйидаги коэффицент ҳосил бўлади:

$$\mu_{\text{дн}} = \frac{dU_c}{dU_3} = - \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_c}} = - \frac{\mu R_c}{R_c + R_i} \quad (3.49)$$

Уни транзисторнинг *динамик кучайтириш коэффиценти* дейилади. Унинг катталиги ҳам статик кучайтириш коэффицентида кичик бўлиб, миқдори R_c нагрузка қаршилиги билан характерланади. Нагрузка қаршилиги қанча катта бўлса, у статик кучайтириш коэффицентида интилиб боради ($R_c = 0$ бўлса, $\mu_{\text{дн}} = 0$). Бу транзисторнинг кучайтириш хусусиятларидан фақат нагрузка қаршилиги улангандагина фойдаланиш мумкинлигини кўрсатади (Минус ишора транзисторда ҳосил бўладиган фаза силжиши $\varphi_k = \pi$ ни ифодалайди).

Умумий ҳолда нагрузка қаршилиги комплекс катталики бўлгани учун динамик кучайтириш коэффиценти ҳам комплекс миқдор бўлади:

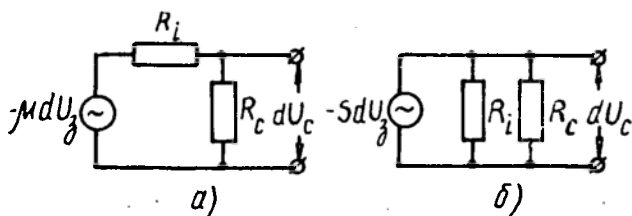
$$\dot{K} = - \frac{\mu \dot{Z}_c}{\dot{Z}_c + R_i} \quad (3.50a)$$

Агар $R_i \gg \dot{Z}_c$ 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- расм. Униполяр транзисторнинг эквивалент схемаси:

a — эквивалент кучланиш ва $б$ — эквивалент ток генератори.

ган ҳолда, уларнинг эквивалент схемаларини тузиш мумкин. Масалан, (3.48) га асосан униполяр транзисторнинг сток занжирини ўзаро кетма-кет уланган R_i ва R_c резисторларга ЭЮК μdU_3 га тенг генераторнинг уланиши деб қараш мумкин (3.35 а-расм). Шунга ўхшаш (3.49) ифода уни ўзаро параллель уланган R_i ва R_c резисторларга SdU_3 га тенг ЭЮК ли генераторнинг уланиши деб қараш мукинлигини кўрсатади (3.35 б-расм.) Улардан биринчиси *эквивалент кучланиш генератори* дейилса, иккинчиси — *эквивалент ток генератори* деб аталади. Улар ток кучи ва кучланишнинг фақат ўзгарувчан ташкил этувчиларинигина ҳисобга олади. Бу электрон қурилмаларни эквивалент схемалар билан алмаштириб текширишда уларнинг бошланғич иш режимини ҳосил қилиш учун хизмат қиладиган ўзгармас ток ва кучланишни ҳисобга олмаслик имконини беради. Бундан ташқари, электрон асбобнинг ишчи соҳаси қилиб характеристикалар системасининг тўғри чизиқли қисми танланган бўлса, ток кучи ва кучланишнинг дифференциал қийматларини уларнинг комплекс амплитудалари билан алмаштириш мумкин.

IV б о б

ЧИЗИҚЛИ БЎЛМАГАН ПАССИВ СИСТЕМАЛАР

4.1. Электр занжирининг чизиқли бўлмаган элементлари

Параметрлари электр занжирига таъсир этадиган кучланиш ва ундан ўтадиган токка боғлиқ ўзгарадиган элементга *чизиқли бўлмаган элемент* деб аталади:

$$Z = Z(I, U) \quad (4.1)$$

Агар чизиқли бўлмаган элементнинг параметрлари занжирдаги кучланиш ёки токнинг ўзгариши билан оний вақт ичида ўзгарса, бундай элемент *инерциал бўлмаган элемент*, агар бу ўзгариш маълум вақт ўтгач юз берса, *инерциал элемент* дейилади. Бошқача қилиб айтганда, инерциал чизиқли бўлмаган элементларнинг параметрлари ток кучи ёки кучланишнинг оний қиймати ўзгаришини эмас, балки амплитудавий ёки эффектив қийматлари ўзгаришини маълум вақт ўтгач сезади.

Чизиқли бўлмаган элементнинг вольт-ампер характеристикаси ҳам чизиқли бўлмайди. Унинг кўриниши турлича бўлиб, элементнинг физик хусусиятлари ва тузилишига боғлиқ бўлади.

Чизиқли бўлмаган элементлар икки турга — *актив* ва *реактив элементларга* ажратилади.

Реактив чизиқли бўлмаган элементларга мисол қилиб ферромагнит ўзакли индуктивлик ғалтагини ва сегнето-диэлектрикли конденсаторни, актив чизиқли бўлмаган элементларга эса, кўп электродли электрон лампаларни, ярим ўтказгичли триодларни ва бошқаларни кўрсатиш мумкин.

4.2. Чизиқли бўлмаган занжирларни ҳисоблаш

Чизиқли бўлмаган электр занжири деганда ифодаловчи дифференциал ёки интеграл тенгламаси чизиқли бўлмаган занжирлар тушунилади. Тенгламанинг қандай бўлиши занжирда қатнашувчи чизиқли бўлмаган элементнинг физикавий хусусиятлари билан белгиланади. У ҳамма вақт ҳам бирор функция кўринишидаги ягона ечимга эга бўлавермайди. Шунга кўра чизиқли бўлмаган занжирларни ҳисоблаш ва текшириш усулларининг барчаси тақрибийдир. Унинг аниқлик даражаси масала шартининг қўйилишига ва чизиқли бўлмаган элемент характеристикасининг функционал боғланишига боғлиқ бўлади.

Чизиқли бўлмаган элемент характеристикасининг функционал боғланиши тажрибада аниқланади ва графикда вольт-ампер характеристика кўринишида тасвирланади. Унинг аналитик ифодасини аниқлаш *характеристикани апроксимациялаш* деб аталади. У жуда кўп ҳадли бўлмаслиги ва тажриба натижаларини аниқ ифодалашни керак.

Характеристикани апроксимациялаш усуллари жуда кўп. Лекин улардан бирортаси ҳам универсал эмас. Улардан бири характеристикани кўрсаткичли полином орқали ифодалашдир:

$$I = a_0 + a_1 U + a_2 U^2 + a_3 U^3 + \dots + a_n U^n + \dots \quad (4.2)$$

Бунда $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n, \dots$ коэффицентлар Тейлор қаторининг коэффицентлари бўлиши шарт эмас. Шунинг учун улар шундай танланиши керакки, занжирни ифодалайдиган тенглама ишчи соҳани тўлиқроқ экс эттирсин.

Амалда (4.2) чексиз қатордан тўлиқ фойдаланиш мумкин эмас. Текширишда унинг чекли сондаги ташкил этувчилари билан кифояланилади. У масала шартининг қўйилиши ва текшириш аниқлигига боғлиқ бўлади. Масалан, ферромагнит ўзакли индуктивлик ғалтагининг ҳарактеристикасини (гистерезис ҳодисаси ҳисобга олинмаса) қуйидаги қисқартрилган полином

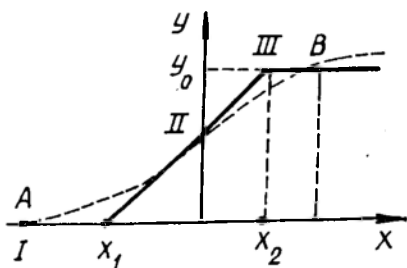
$$\Phi = a_1 I - a_3 I^3 \quad \text{ёки} \quad L_a = \frac{d\Phi}{dt} = a_1 - 3a_3 I^2, \quad (4.2a)$$

сигнетодиэлектрикли конденсатор характеристикасини эса,

$$q = b_1 U_c + b_3 U_c^3 \quad \text{ёки} \quad C_d = b_1 - 3b_3 U_c^2 \quad (4.26)$$

орқали ифодалаш мумкин.

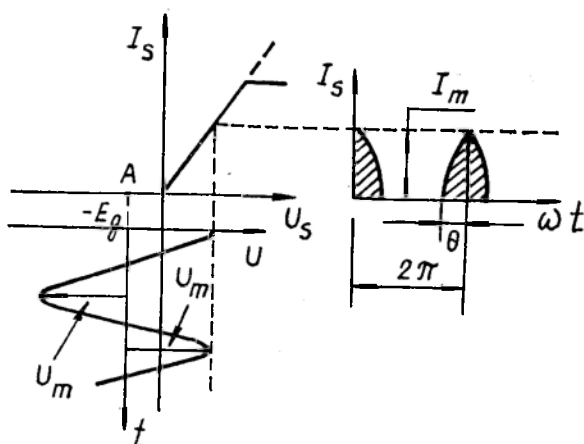
Чизиқли бўлмаган элемент характеристикасини апроксимациялашда унга таъсир этувчи сигнал амплитудасининг катталиги катта аҳамиятга эга. Шунга кўра иккита хусусий ҳол ажратилади: кичик ва катта амплитудали сигнал ҳоллари. Биринчи ҳолда сигнал амплитудаси



4.1-расм. Чизиқли бўлмаган элемент характеристикасини тўғри чизиқ кесмалари билан алмаштириш.

характеристиканинг кичик соҳасини эгаллайди ва характеристикани апроксимациялашда (4.2) полиномнинг (энг кўпи билан) бешинчи даражали ҳади билан чегараланилади. Иккинчи ҳолда сигнал амплитудаси характеристиканинг етарлича катта қисмини қоплайди. Шунинг учун

характеристиканинг кичик эгрилигини ҳисобга олинмайди ва уни тўғри чизиқ кесмалари билан алмаштирилади (4.1-рasm). Бу ҳолда аналитик ҳисоблаш мураккаб бўлади, чунки (4.2) полином ташкил этувчиларининг юқори тартибли ҳадларини ҳам ҳисобга олиш зарур бўлади. Лекин график усулда ҳисоблашга ўтиш текширишни соддалаштиради. Уни *Берг усули* деб аталади.



4.2- расм. Чизиқли бўлмаган занжирдан катта амплитудали сигнал ўтиши.

Берг усулининг моҳияти қуйидагидан иборат. Чизиқли бўлмаган занжирга гармоник сигнал таъсир этганда, занжирдаги ток косинусоидал импульслар кетма-кетлигидан иборат бўлади (4.2- расм). Уларнинг катталигини токнинг I_m амплитуда қиймати ва θ кесиш бурчаги орқали ифодалаш қулай. Элементдан ток ўтиш вақтининг ярмига мос келадиган бурчак *кесиш бурчаги* дейилади. Шунга кўра токнинг оний қиймати қуйидагича ифодаланади:

$$I_s(t) = \frac{I_m}{1 - \cos \theta} (\cos \omega t - \cos \theta) \quad (4.3)$$

Бунда θ — кесиш бурчаги.

Бу ифодани Фурье қаторига ёйсақ, занжирдаги токнинг спектри ҳосил бўлади. Функция жуфт бўлгани учун спектр косинусоидал ташкил этувчилардан ташкил топади:

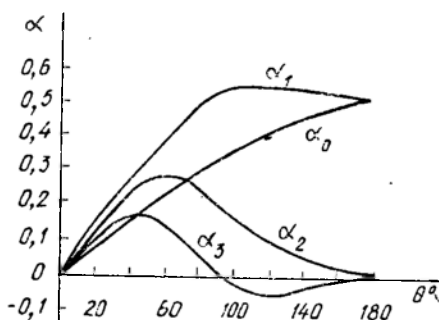
$$I_s(t) = I_{m0} + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2 \omega t + \dots \quad (4.4)$$

Унда:

$$\left. \begin{aligned} I_{m0} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I_s(t) d(\omega t) = I_m \frac{\sin \theta - \theta \cdot \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} \\ I_{m1} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I_s(t) \cos \omega t d(\omega t) = I_m \frac{\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} \\ &\dots \dots \dots \\ I_{mn} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I_s(t) \cos n \omega t d(\omega t) = I_m \frac{2[\sin n \theta \cdot \cos \theta - n \sin \theta \cdot \cos n \theta]}{n \pi(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)} \end{aligned} \right\} (4.5)$$

(4.5) ифодани умумлаштириш учун ўзгармас ва ўзгарувчан гармоникалар коэффиценти деган катталиқ кiritилади. У ташкил этувчилар амплитудасини токнинг амплитуда қийматига нисбатн кўринишида аниқланади:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_0 &= \frac{I_{m0}}{I_m} = \frac{1}{\pi} \frac{\sin \theta - \theta \cdot \cos \theta}{1 - \cos \theta} & \text{— ўзгармас ташкил этувчи коэффиценти} \\ \alpha_1 &= \frac{I_{m1}}{I_m} = \frac{1}{\pi} \frac{\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta}{1 - \cos \theta} & \text{— I—гармоника коэффиценти} \\ &\dots \dots \dots \\ \alpha_n &= \frac{I_{mn}}{I_m} = \frac{2}{\pi} \frac{\sin n \theta \cdot \cos \theta - n \sin \theta \cdot \cos n \theta}{n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)} & \text{— } n\text{—гармоника коэффиценти} \end{aligned} \right\} (4.6)$$



4.3-расм. Берг коэффицентларининг кесиш бурчагига болиқлиги.

Бу коэффицентлар Берг коэффицентлари деб аталади ва катталиги кесиш бурчагига болиқ бўлади. У 4.3-расмда кўрсатилган. Расмга кўра ҳар бир ташкил этувчи — гармониканинг нормаллашган токи ўзининг максимал қийматига кесиш бурчагининг бирор оптимал қиймати-

дагина эришади. Уни қўйидагича ифодалаш мумкин:

$$\theta_n = \frac{120}{n} [\text{град.}] \quad (4.7)$$

Чунки 1—гармониканинг максимал қиймати (α) кесиш бурчагининг 120° қийматига тўғри келади.

4.3. Сигналнинг чизиқли бўлмаган занжирдан ўтиши

Чизиқли занжирлардан фарқли ўлароқ чизиқли бўлмаган занжирлар частотани органик ўзгартиш хусусиятига эга. Бунинг маъноси шуки, занжирдаги токнинг ўзгариши таъсир этадиган сигналнинг ўзгариш қонунига боғлиқ бўлмайди. Занжирнинг киришига гармоник тебраниш таъсир этганда ҳам унинг чиқиш катталиклари гармоник бўлмайди ва, умумий ҳолда, ўзгармас ва ўзгарувчан (кириш сигнали частотасига каррали бўлган частотали) ташкил этувчилар йиғиндисидан ташкил топади. Бу ташкил этувчиларни ё Фурье коэффициентларини ҳисоблаш йўли билан, ёки занжирдаги токни кўрсаткичли полином орқали апроксимациялаш йўли билан аниқлаш мумкин. Бунга ишонч ҳосил қилиш учун қуйидаги мисолни кўрайлик.

Чизиқли бўлмаган занжир киришига гармоник тебраниш $U = U_m \cdot \sin \omega t$ таъсир этаётган бўлсин. Агар занжир характеристикаси (4.2) полином орқали апроксимация қилинган десак, занжирдаги ток қўйидагича бўлади:

$$I = a_0 + a_1 U_m \cdot \sin \omega t + a_2 U_m^2 \cdot \sin \omega t + a_3 U_m^3 \sin^3 \omega t + \dots \quad (4.8a)$$

Бунда

$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t \quad \text{ва} \quad \sin^3 \omega t = \frac{3}{4} \sin \omega t - \frac{1}{4} \sin 3\omega t$$

эканини ҳисобга олсак, у қўйидаги кўринишга келади:

$$I = \left(a_0 + \frac{1}{2} a_2 U_m^2 + \dots \right) + \left(a_1 U_m + \frac{3}{4} a_3 U_m^3 + \dots \right) \sin \omega t - \left(\frac{1}{2} a_2 U_m^2 + \dots \right) \cos 2\omega t - \left(\frac{1}{4} a_3 U_m^3 + \dots \right) \sin 3\omega t + \dots, \quad (4.8b)$$

(4.8 б) нинг биринчи қавс ичидаги ифодаси ўзгармас ташкил этувчи токни ифодаласа, қолган қавслар час-

тотаси каррали бўлган ўзгарувчан ташкил этувчиларни кўрсатади.

Исбот қилиш мумкинки, агар занжир киришига гармоник бўлмаган тебраниш таъсир этса, ҳар бир ташкил этувчига мос келадиган ва (4.8 б) ифода билан аниқланадиган ташкил этувчилар билан бир қаторда яна

$$\omega_k = n \omega_1 \pm m \omega_2 \pm p \omega_3 + \dots$$

частотали ташкил этувчилар ҳам ҳосил бўлади. Улар *комбинацион ташкил этувчилар* деб аталади; ω_k эса, *комбинацион частота* дейилади. Унда $n, m, p = 1, 2, 3 \dots$ — натурал сонлар; $\omega_1, \omega_2, \omega_3 \dots$ — кириш сигнали ташкил этувчиларнинг частотаси.

Масалан, чизиқли бўлмаган занжирга бир вақтда иккита гармоник тебраниш $U_1 = U_{m1} \sin \omega_1 t$ ва $U_2 = U_{m2} \sin \omega_2 t$ таъсир этса, ундаги ток қуйидагича ифодаланади:

$$I = a_0 + a_1 U_{m1} \sin \omega_1 t + a_1 U_{m2} \sin \omega_2 t + a_2 U_{m1}^2 \sin^2 \omega_1 t + a_2 U_{m2}^2 \sin^2 \omega_2 t + 2a_2 U_{m1} U_{m2} \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t + \dots \quad (4.9a)$$

Агар тригонометрик формулалар асосида алмаштириш ўтказсак, (4.9 а) ифода қуйидаги кўринишга келади;

$$I = \left(a_0 + \frac{1}{2} a_2 U_{m1}^2 + \frac{1}{2} a_2 U_{m2}^2 + \dots \right) + (a_1 U_{m1} + \dots) \sin \omega_1 t + (a_1 U_{m2} + \dots) \sin \omega_2 t - \left(\frac{1}{2} a_2 U_{m1}^2 + \dots \right) \cos 2 \omega_1 t - \left(\frac{1}{2} a_2 U_{m2}^2 + \dots \right) \cos 2 \omega_2 t + (a_2 U_{m1} \cdot U_{m2} + \dots) \cos (\omega_1 - \omega_2) t - (a_2 U_{m1} U_{m2} + \dots) \cos (\omega_1 + \omega_2) t + \dots \quad (4.9б)$$

Демак, чизиқли бўлмаган занжирлар кенг маънодаги частоталарни ўзгартиш хусусиятига эга. Бирор частотавий фильтр ёрдамида ўзгармас ёки ўзгарувчан ташкил этувчилардан кераклисини ажратиб олиш мумкин.

Чизиқли бўлмаган занжирларнинг бу хусусияти қатор радиотехник масалаларни ҳал қилиш имконини беради. Уларга ўзгарувчан токни тўғрилаш, частоталарни кўпайтириш, модуляциялаш, детекторлаш ва бошқалар каби физик жараёнларни кўрсатиш мумкин.

Чизиқли бўлмаган занжирдан тебраниш узатилганда янги ташкил этувчиларнинг ҳосил бўлиши занжир чиқишидаги тебраниш шаклининг бузилишига олиб келади. Улар *чизиқли бўлмаган бузилишлар* деб аталади

ва сон жиҳатдан *чизиқли бўлмаган бузилишлар* коэф-
фициенти орқали ифодаланади:

$$\gamma = \frac{\sqrt{I_{m2}^2 + I_{m3}^2 + \dots + I_{mn}^2}}{I_{m1}} \quad (4.10)$$

Бунда I_{m1} — биринчи ташкил этувчининг амплитудавий (ёки
эффектив) қиймати.

$I_{m1}, I_{m2}, \dots$ — юқори частотали ташкил этувчи (гармоника)-
ларнинг амплитудавий (ёки эффектив) қиймат-
лари.

Ташкил этувчилардан асосий гармоника — I ташкил
этувчининг амплитудаси энг катта бўлади ва радиотех-
ник алмаштиришларда асосий ролни ўйнайди.

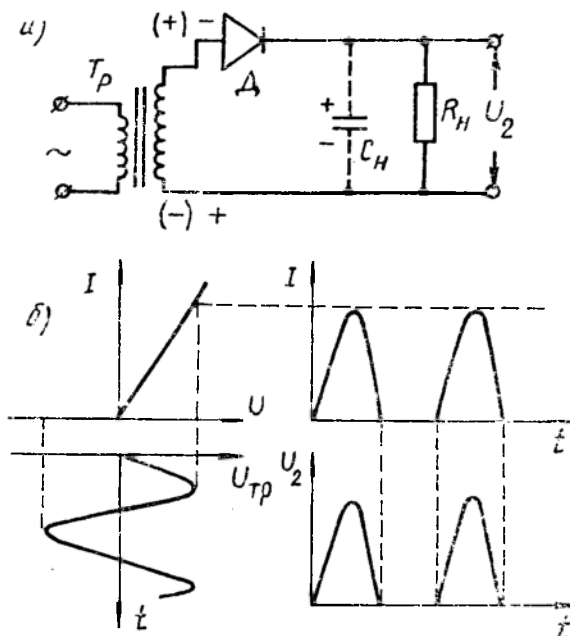
4.4. Ўзгарувчан токни тўғрилаш

Чизиқли бўлмаган занжир ёрдамида ток спектрида
ўзгармас ташкил этувчини ҳосил қилиш ва уни ажра-
тиб олиш жараёни *ўзгарувчан токни тўғрилаш* деб ата-
лади. Уни амалга оширувчи қурилма (чизиқли бўлма-
ган занжир) *тўғрилагич* дейилади.

Демак, тўғрилаш жараёнини амалга ошириш учун
фақат токнинг ўзгармас ташкил этувчисига эга бўлган
чизиқли бўлмаган занжиргина яроқли бўлар экан. Ун-
дан ташқари, тўғрилаш эффекти етарли бўлиши учун
бу ўзгармас ташкил этувчи ток катта бўлиши керак.
Бундай хусусиятга таркибида вентиль хусусиятига эга
бўлган элемент қатнашувчи чизиқли бўлмаган занжир
эга бўлади. Вентиль хусусиятга эга элементга мисол
қилиб лампавий ва ярим ўтказгичли диодларни, газо-
трон, тиратрон ва бошқа элементларни кўрсатиш мум-
кин. Шунинг учун тўғрилагичлар ана шу элементларда
йиғилади.

Тўғрилашда занжирга таъсир этувчи тебраниш (ки-
риш кучланиши) етарлича катта амплитудага эга бўл-
гани учун тўғриловчи элемент вольт-ампер характе-
ристикаси тўғри чизиқлар кесмасидан иборат деб олинади
(4.1-расм).

Тўғрилаш схемаси икки хил — битта ва иккита ярим
даврли бўлади. Бизга трансформаторнинг иккиламчи
чулғами билан кетма-кет уланган D диод ва R_n резис-
тордан тузилган занжир берилган бўлсин (4.4 а-расм;
конденсаторсиз). Агар трансформаторга ўзгарувчан



4.4- расм. Битта ярим даврли тўғрилаш схемаси (а) ва унинг ишлаш принципи (б).

кучланиш берилса, иккиламчи чулғам кучланишининг мусбат ярим даври тўғри келганда диод очилиб, занжирда ток ҳосил бўлади. Кучланишнинг манфий ярим даврида диод ёпилиб, занжирдан ток ўтмайди. Унинг график тасвири 4.4 б-расмда кўрсатилган (тескари ток ҳисобга олинмаган). Демак, занжирдаги ток ва чиқиш кучланиши узлукли бўлади. Бундай ток ва кучланиш *пульсланувчи ток ёки кучланиш* деб аталади.

Демак, қўрилган схемада ток кириш кучланишининг мусбат (+) ярим даврларидагина ҳосил бўлади. Шунинг учун бу схема *битта ярим даврли тўғрилаш схемаси* дейилади. Унинг асосида тузилган тўғрилагич эса, мос равишда, битта ярим даврли тўғрилагич бўлади.

Радиоқурилмаларда пульсланувчи ток ёки кучланишдан фойдаланиш мумкин эмас. Шунинг учун пульсланишни йўқотиш — текислаш зарур. Бунинг учун

ся длина и диаметр каркаса, в результате чего изменяются шаг и диаметр витков; кроме того, при изменении температуры изменяется диэлектрическая проницаемость материала каркаса, что ведет к изменению собственной емкости катушки.

Для повышения температурной стабильности применяют каркасы из материала с малым значением коэффициента линейного расширения. Этим требованиям в наибольшей степени удовлетворяет керамика. Повышению температурной стабильности катушек способствует прочное сцепление обмотки с каркасом. С этой целью обмотку выполняют методом вжигания серебра в керамический каркас. В этом случае изменение размеров токопроводящего слоя определяется только линейным расширением каркаса. Такие катушки индуктивности имеют $TKL \approx (5-10) \cdot 10^{-6}$. Стабильность многослойных катушек существенно хуже, так как в них невозможно избежать изменения линейных размеров провода обмотки. Многослойные катушки имеют $TKL \approx (50-100) \cdot 10^{-6}$.

Потери в катушках индуктивности

В катушках индуктивности помимо основного эффекта взаимодействия тока и магнитного поля наблюдаются паразитные эффекты, вследствие которых сопротивление катушки не является чисто реактивным и равным X_L . Наличие паразитных эффектов ведет к появлению потерь в катушке, оцениваемых сопротивлением потерь $R_{\text{п}}$, которое определяет *добротность катушки индуктивности*:

$$Q = \frac{\omega L}{R_{\text{п}}} . \quad (2.42)$$

Потери складываются из потерь в проводах, диэлектрике, сердечнике и экране.

Потери в проводах вызваны тремя причинами.

Во-первых, провода обмотки обладают омическим сопротивлением

$$r_0 = \rho \frac{l}{S} = \frac{4l}{\pi d^2} \rho , \quad (2.43)$$

где l — длина провода обмотки;

d — диаметр провода;

ρ — удельное сопротивление.

Это сопротивление [Ом] можно выразить через число витков W и средний диаметр катушки $D_{\text{ср}}$:

$$r_0 = \frac{7,3 D_{\text{ср}} W}{d^2} \cdot 10^{-6} , \quad (2.44)$$

где $D_{\text{ср}} = \frac{D_0 + D}{2}$, см;

d — диаметр провода, см.

Во-вторых, сопротивление провода обмотки переменному току возрастает с ростом частоты, что обусловлено *поверхностным эффектом*, суть которого состоит

в том, что ток протекает не по всему сечению проводника, а по кольцевой части поперечного сечения (рис. 2.29), ширина которой равна [мм]

$$x_{\text{эф}} = 0,5 \sqrt{\frac{\rho}{f}}, \quad (2.45)$$

где f — частота, МГц,

ρ — удельное сопротивление, мкОм·м.

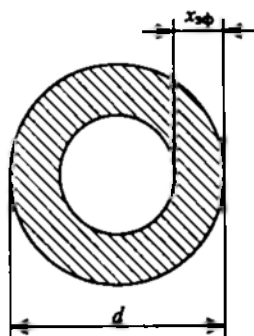


Рис. 2.29

Вследствие этого провод длиной l имеет сопротивление переменному току, равное

$$r_n = \rho \frac{l}{S_{\text{эф}}}, \quad (2.46)$$

где $S_{\text{эф}}$ — площадь кольца, которая равна

$$S_{\text{эф}} = \frac{\pi}{4} (d^2 - d_{\text{вн}}^2), \quad (2.47)$$

где $d_{\text{вн}} = \frac{d - x_{\text{эф}}}{2}.$

После преобразования получаем:

$$r_n = \rho \frac{l}{\pi d x_{\text{эф}}}. \quad (2.48)$$

В-третьих, в проводах обмотки, свитой в спираль, проявляется *эффект близости*, суть которого состоит в вытеснении тока под воздействием вихревых токов и магнитного поля к периферии провода, прилегающей к каркасу, в результате чего сечение, по которому течет ток, принимает серповидный характер, что ведет к дополнительному возрастанию сопротивления провода (рис. 2.30).

Сопротивление r_6 , обусловленное эффектом близости, прямо пропорционально диаметру провода, а сопротивление $r_{\text{п}}$, обусловленное поверхностным эффектом, обратно пропорционально диаметру провода (рис. 2.31).

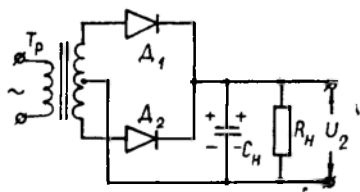
зистор орқали заряд-сизланиши учун камроқ вақт талаб қилинади. Натижада ундаги қолдиқ кучланиш катта бўлади.

Демак, тўғрилаш схемалари фақат икки хил бўлади. Тўғрилагичлар ана шу схемалар асосида ясалади. Лекин унда чизиқли бўлмаган элемент нагрузка резисторига нисбатан турли усулда уланиши мумкин. Масалан, шулардан бир тури 4.7-расмда кўрсатилган. У *кўпруксимон схема* бўлиб, *Грец схемаси* деб аталади. Унинг асосини иккита ярим даврли тўғрилаш схемаси ташкил этади.

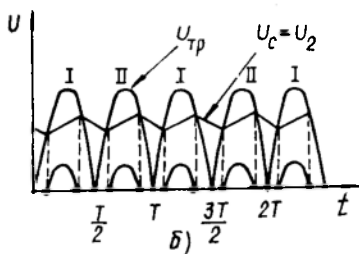
Трансформатор кучланишининг биринчи ярим даврида D_1 ва D_3 диодлар ишласа, иккинчи ярим даврида — D_2 ва D_4 диодлар ишлайди.

Грец схемасининг асосий афзалликлари шундаки, тўғриланган ток амплитудасининг пульсланиши етарлича кичик бўлади. Ундан ташқари, ўрта нуқтали трансформаторга ҳожат қолмайди. Ҳар бир диодга тўғри келувчи тесқари кучланиш қиймати трансформатор кучланишининг амплитуда қийматидан ортмайди.

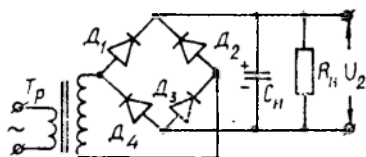
Грец схемасининг камчилиги шундаки, диодлар кетма-кет улангани учун тармоқнинг тўлиқ қаршилиги ортади ва кўпроқ энергия сочади.



а)



4.6- расм. Иккита ярим даврли тўғрилаш схемаси (а), тўғриланган ток ва кучланишнинг вақт диаграммаси (б).



4.7- расм. Кўпруксимон схема.

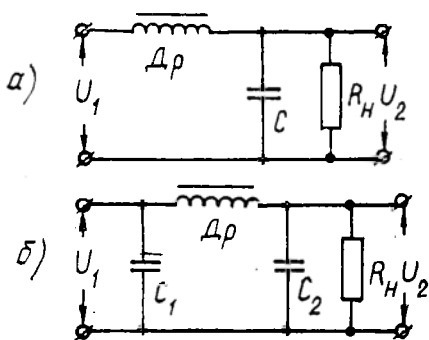
4.5. Текисловчи филътрлар

Тўғриланган ток ёки кучланиш амплитудасининг пулъсланиши улар спектрида ўзгармас ташкил этувчи билан бир қаторда каррали частотага эга бўлган ўзгарувчан ташкил этувчилар мавжудлигидан келиб чиқади. Бунга ишонч ҳосил қилиш учун тўғриланган кучланишни Фурье қаторига ёйиш керак. Масалан, иккита ярим давр даврли тўғрилаш схемасининг чиқиш кучланиши қуйидагича ифодаланади:

$$U_2 = \frac{2}{\pi} U_m - \frac{4U_m}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4U_m}{15\pi} \cos 4\omega t - \dots$$

U_m — трансформаторнинг иккиламчи чўлғамидаги кучланиш амплитудаси.

4.4- § да ўзгармас ташкил этувчи ток (кучланиш) ни ажратиб олиш учун нагрузка резисторига параллель қилиб конденсатор уланишини кўрдик. Лекин бу кўп ҳолларда ё етарли бўлмайди, ёки бутунлай яроқсиз бўлади. Шунинг учун ўзгармас ташкил этувчини ажратиб олишда махсус занжирлар — текисловчи филътрлардан фойдаланилади. Уларнинг вазифаси ток ёки кучланишнинг ўзгарувчан ташкил этувчиларини ютиб қолишдан иборат. Лекин улар иложи борица ўзгармас ташкил этувчи ток ёки кучланиш миқдорини камайтирмаслиги керак. Шунинг учун текисловчи филътрлар асосан реактив қаршиликли элементлар — индуктивлик ғалтаги ва конденсаторларда тузилади.



4.8- расм. Текисловчи Г — симон (а) ва П — симон (б) филътрлар.

Элементларнинг ула-нишига қараб текисловчи филътрлар — «Г — симон» ва «П — симон» бўлади. Уларнинг схемаси 4.8- расм-да кўрсатилган. Иккала ҳолда ҳам индуктивлик ғалтаги — дросель (D_r) дан токнинг ўзгармас ташкил этувчиси кам қаршиликка учраган ҳолда ўтади. Конденсаторлар эса, ўзгармас токни ўтказмайди. Натижа-

да R_n резисторда ўзгармас кучланиш ҳосил бўлади. Унинг ўзгаришсиз қолиши учун токнинг ўзгарувчан ташкил этувчиси дросселда ютилиб қолиб, R_n нагрузкада кучланиш тушувини ҳосил қилмаслиги керак. Бу ҳол дроссель қаршилиги конденсатор қаршилигидан жуда катта бўлганда содир бўлади:

$$\omega_n L \gg \frac{1}{\omega_n C} \quad \text{ва} \quad \frac{1}{\omega_n C} \ll R_n \quad (4.11a)$$

Бунда ω_n — ўзгарувчан ташкил этувчиларнинг энг кичик частотаси. Бу шарт бажарилганда ўзгарувчан ташкил этувчилар асосан индуктивлик ғалтагида энг кўп потенциал тушувини ҳосил қилади ва унинг жуда оз қисми конденсаторга тўғри келади.

Демак, текисловчи фильтр ўзгарувчан ташкил этувчиларга нисбатан кучланиш бўлгичи вазифасини бажарар экан.

«П-симон» фильтрлар (4.8 б-расм) нинг ишлаши «Г-симон» фильтрларникидан фарқ қилади. Лекин қулайлик учун уни икки босқичли фильтрлаш деб қараш мумкин. Биринчи босқичда C_1 конденсатор нагрузка резисторига параллель уланган конденсатор (4.5-расм) каби ишласа, иккинчи босқич — «Г — симон» филтрни ташкил этади. Шунинг учун (4.11 а) тенгсизлик қуйидагича ифодаланиши керак:

$$\omega_n L \gg \frac{1}{\omega_n C_2} \quad \text{ва} \quad \frac{1}{\omega_n C_2} \ll R_n \quad (4.116)$$

Қўпинча «П — симон» фильтрларда $C_1 = C_2 = C$ қилиб олинади.

Демак, «П-симон» фильтрлар «Г-симон» фильтрларга қараганда сифатлироқдир. Лекин тўғрилагич элементида токнинг кескин ўзгаришлари кузатиладиган бўлса, «П-симон» филтрдан фойдаланиш мумкин эмас. Чунки C_1 сиғим токни ўтказиб юборади. Бундай ҳолларда фақат «Г-симон» фильтр ишлатилади.

Юқори кучланишли (4—5 кВ дан ортиқ) қурилмаларда ва айрим кичик кучланишли қурилмаларда дроссель ўрнига резистор ишлатилади. Шунда тўғрилагич схемаси соддалашиб, унинг оғирлиги камаяди.

4.6. Содда стабилизаторлар

Радиоэлектрон қурилмаларнинг бир меъёрда ишлаши учун ўзгармас ток манбаларидан олинадиган ток кучи ёки кучланиш қиймати катта аниқлик билан ўзгаришсиз бўлиши керак. Бу қурилмаларда манба вазифасини асосан тўғрилагичлар бажаради. Шунинг учун улардан олинадиган ток ёки кучланиш кўпинча қўйилган талабга жавоб бермайди. Тўғрилагичдан олинадиган кучланишнинг қиймати ўзгаришсиз бўлиши учун икки шарт, биринчидан, тўғриланадиган кучланиш қиймати ва, иккинчидан, тўғрилагич нагрузкасининг ўзгаришсиз бўлиши талаб қилинади. Аниқки, бу шартларнинг иккаласи бир вақтда бажарилиши жуда қийин. Шунинг учун кучланиш ёки ток кучининг қийматини бир меъёрда тутиб турувчи махсус қурилмадан фойдаланилади. Улар *ток кучи ёки кучланиш стабилизатори* деб аталади.

Ток кучи ёки кучланишнинг қийматини бир меъёрда тутиб туриш жараёни *стабиллаш* деб аталади. У чизиқли бўлмаган занжирда амалга оширилади. Стабилловчи чизиқли бўлмаган элементнинг турига қараб стабилизаторлар содда ва мураккаб стабилизаторларга ажратилади.

Содда стабилизаторларда стабилловчи элемент вазифасини айрим газоразряд асбоблар ёки терморезисторлар бажарса, мураккаб стабилизаторларда электрон асбоблар (электрон лампа ёки транзисторлар) бажаради. Шунинг учун мураккаб стабилизаторлар *электрон стабилизаторлар* деб ҳам аталади.

Умуман содда ва мураккаб стабилизаторларнинг схемалари хилма-хил бўлади ва турлича синфларга ажратилади. Масалан, стабилланадиган катталик турига қараб стабилизаторлар ўзгармас ёки ўзгарувчан ток ва кучланиш стабилизаторларига бўлинса, схемасининг турига қараб — кетма-кет, параллель ва комбинацияланган стабилизаторларга ажратилади.

Стабилизаторлар ишининг сифати *стабиллаш коэффиценти* деб аталувчи катталик орқали баҳоланади.

Идеал стабилизаторларнинг стабиллаш коэффицентлари чексизга тенг бўлади, яъни уларда юз фоизли стабиллаш ҳосил бўлади. Реал стабилизаторларда эса, стабиллаш жараёни юз фоизли бўлмайди. Стабилиза-

тор параметрларидан яна бири унинг чиқиш қаршилиги ҳисобланади:

$$R_{\text{чик}} = \left. \frac{dU_2}{dI_2} \right|_{U_1 = \text{const}}$$

Энергетик жиҳатдан стабилизаторнинг тежамкорлиги фойдали иш коэффициентининг катталиги билан баҳоланади. У нагрузкада ажраладиган чиқиш ва кириш қувватлари номинал қийматларининг нисбати кўринишида аниқланади:

$$\eta = \frac{P_{20}}{P_{10}}$$

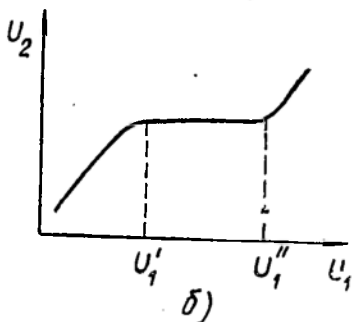
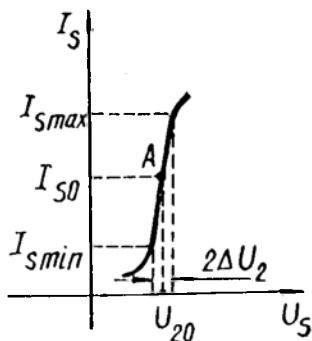
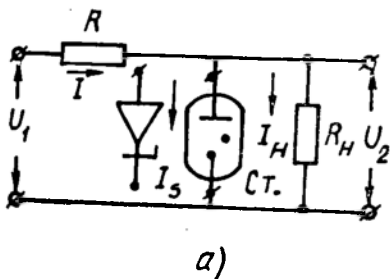
Ўзгармас кучланишни стабиллаш учун шундай чизиқли бўлмаган элемент бўлиши керакки, ундаги потенциал тушуви ўтадиган токка боғлиқ бўлмасин. Бошқача қилиб айтганда, чизиқли бўлмаган элементнинг характеристикаси ўсувчан чизиқли қисмга эга бўлиши керак. Ярим ўтказгичли (3.10 б-расм) ва газларда разряд ҳодисаси асосида ишловчи стабилитронлар (4.9-расм) ана шундай характеристикага эга.

Газоразряд стабилитрон кичик босимли инерт газ тўлатилган шиша баллон кўринишида бўлади. Унинг ичига икки электрод — анод ва катод жойлаштирилади. Катод катта юзага эга бўлиб, одатда цилиндрсимон шаклда ясалади ва ўқи бўйича анод сими тортилади. Инерт газ сифатида аргон, неон ва бошқа газ аралашмаси ишлатилиши мумкин. (Стабилитронларнинг катоди қиздирилмайди).

Стабилитронлар разряд турига қараб тутاما ёки тож разрядли бўлади. Тож разрядли стабилитронларда инерт газ ўрнига водород газидан фойдаланилади. Улар юқори (300÷1000 В) кучланишли қурилма бўлиб, кичик (бир неча ўн микроампер) токларда ишлайди.

Амалда тутاما разряд асосида ишлайдиган стабилитронлардан кенг фойдаланилади. Уларда разряд вақтида кучланишнинг кичик ўзгариши жуда катта ток ўзгаришига сабаб бўлади, яъни кучланиш токка боғлиқ бўлмай қолади (4.9-расм).

Стабиллаш схемасида стабилитрон нагрузка резисторига параллель қилиб уланади. Шунинг учун кириш кучланиши ўзгаришларини ютиб қолиш учун у билан кетма-кет қилиб R резистор уланиши керак. У *сўндирувчи* ёки *балласт қаршилиқ* деб аталади (4.10 а-расм).



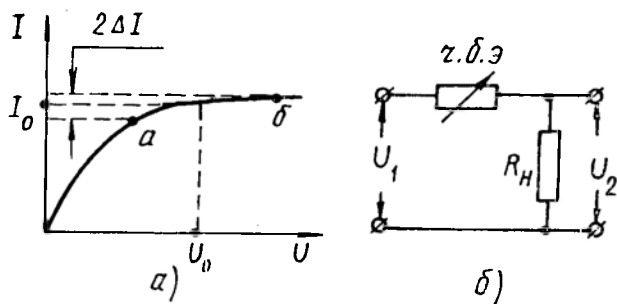
4.9- расм. Стабилитроннинг
вольт- ампер характе-
ристикаси.

4.10- расм. Ўзгармас кучланиш
стабилизатори: а—принципал
схема, б—стабиллаш графиги.

Агар кириш кучланиши U_1 орта бошласа, стабилитрондаги ток кичик бўлгани учун чиқиш кучланиши U_2 ҳам орта бошлайди. Кириш кучланиши U_1' қийматга етгач, стабилитроннинг ички қаршилиги камаydi ва **катта** ток ўтади. Натижада R_H резистор шунтланиб, умумий қаршилик доимий бўлиб қолади. Шунга кўра чиқиш кучланиши ўзгармас бўлиб қолади (4.10 б-расм). Кириш кучланишининг ортиқча қиймати R балласт резисторда сўндирилади.

Ўзгармас токни стабиллаш учун шундай чизиқли бўлмаган элементдан фойдаланиш керакки, ундан ўтувчи ток қўйилган кучланишга боғлиқ бўлмасин, яъни пасаювчи характеристикали элемент бўлиши керак (4.11 а-расм). Шунинг учун ишлаш вақтида чизиқли бўлмаган элементнинг ички қаршилиги етарлича катта бўлади.

Стабилловчи элемент стабиллаш схемасида нагрузка резистори билан кетма-кет уланади ва сўндирувчи қаршилик вазифасини бажаради (4.11 б-расм). Эле-



4.11- расм. Ўзгармас токни стабилловчи элементнинг вольт-ампер характеристикаси (а) ва стабиллаш схемасига уланиши (б).

мент характеристикасининг тўғри чизиқли қисмида (4.11 а-расмда (а — б) оралиқ) кучланиш ортиши билан унинг ички қаршилиги ҳам орта боради ва нагрукадан ўтадиган ток деярли ўзгаришсиз қолади; кириш кучланишининг ўзгариши чизиқли бўлмаган элементда ютилиб қолади. Юз фоизли стабиллаш бўлиши учун элементнинг ички қаршилиги чексиз катта бўлиши керак. Лекин унинг бўлиши мумкин эмас, чунки реал элементларнинг ички қаршилиги чекли қийматли бўлади.

Стабиллашнинг сифати ички қаршилиқнинг инерцияси — ўзгара олиш тезлиги билан боғлиқ бўлади. Тўйиниш режимида ишловчи лампавий диод ва бареттор деб аталувчи элемент шундай хусусиятга эга бўлади.

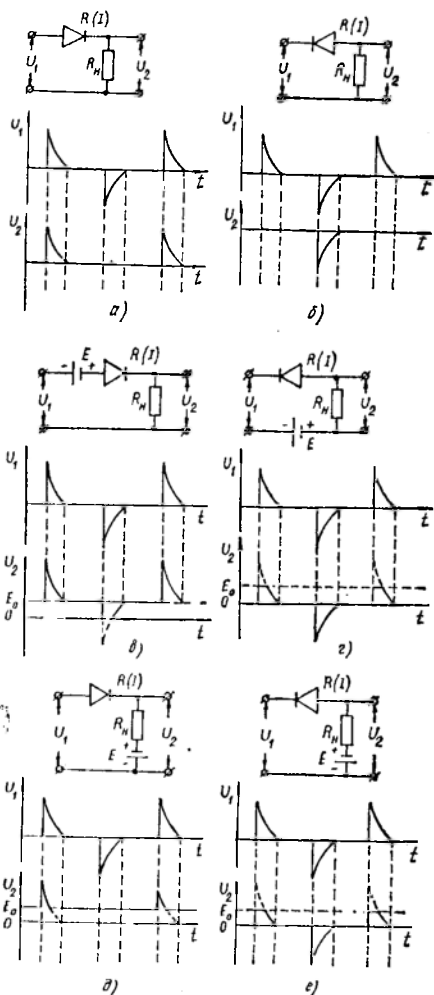
Бареттор ичида темир ўзаги бўлган ва водород буғи тўлдирилган шиша найдан иборат. Темир ўзақ учларига қўйилган кучланиш ортиши билан қаршилиги ҳам орта боради. Бу боғланиш кучланиш ўзгаришининг бирор оралиғида деярли мутаносиб бўлади, яъни элементдан ўтувчи ток деярли ўзгаришсиз қолади (4.11 а-расм). Бареттор инерциал элемент бўлгани учун кучланишнинг ўзгариши жуда суст бўлган ҳоллардагина фойдаланиш мумкин.

4.7. Амплитудаларни чеклаш. Диодли чеклагичлар

Занжирга таъсир этувчи сигнал амплитудасининг бирор қисмини кесиб ташлаш жараёни *амплитудаларни чеклаш* деб аталади. Уни амалга оширувчи қурилма амплитуда чеклагичи ёки *чеклагич* деб аталади.

Чеклагичда чиқиш сигналининг шакли бирор сатҳгача кириш сигнали шакли билан мос тушади, сўнгра у

ўзгармас ёки кам ўзгарадиган бўлиб қолади. Чиқиш сигнаlining кириш сигнали шакли билан мос келади-
ган қиймати *чеклаш чегараси* (остонаси) ёки *чеклаш сатҳи* — *баландлиги* деб аталади.



4.12- расм. Кетма-кет диодли чекла-
лагичлар ва уларнинг ишлаши.

Чеклаш жара-
ёнида кириш сиг-
наlining амплиту-
даси ё қуйи томон-
дан, ё юқори то-
мондан чекланиши
мумкин. Шунга қа-
раб чеклаш ё *қуйи-*
дан (минимум бўй-
ича), ё *юқоридан*
(максимум бўйича)
деб аталади. Бир
вақтда ҳам қуйи-
дан, ҳам юқоридан
чеклаш эса, *икки*
ёқлама чеклаш бў-
лади.

Амплитудаларни
чеклаш турли мақ-
садларда қўллани-
лади. Масалан:

— гармоник теб-
ранишдан тўғри бур-
чакли, учбурчакли
ва бошқа шаклда-
ги импульсларни ҳо-
сил қилишда;

— сигналларнинг
максимал ёки ми-
нимал амплитудаси-
ни чегаралашда;

— амплитудаси
бирор қийматдан
катта бўлган сиг-
налларни ажратиб
олишда;

— импульс сиг-
налларининг бирор

қутби (мусбат ёки манфий)ни ажратиб олишда;

— давом этиш вақти жуда қисқа бўлган ўткир импульсларни ҳосил қилишда ва бошқалар.

Амплитудаларни чеклаш жараёни чизиқли бўлмаган жараён бўлгани учун чеклагичлар чизиқли бўлмаган занжир бўлиб ҳисобланади.

Ҳозирда чеклагичларнинг жуда кўп турлари мавжуд. Улар чизиқли бўлмаган элементнинг тури ва характеристикасига 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 оғий қиймати

$$I = \frac{U_1}{R_n + R(I)}$$

бўлади. Чунки кучланишнинг мусбат қийматларидагина $R(I)$ — диоднинг тўғри ўтиш қаршилиги чекли бўлади ва чиқиш кучланиши $R_n \gg R(I)$ бўлгани учун $U_2 \simeq IR_n = \frac{R_n}{R_n + R(I)} U_1 \simeq U_1$ деб қаралиши мумкин.

Манфий импульслар учун $R(I) = R_{\text{теск}}$. Агар $R_{\text{теск}} \gg R_n$ бўлса, тескари токни ҳисобга олмаслик мумкин. Шунга кўра кўрилган схемада кириш импульсларининг амплитудаси қуйи томондан ноль баландликда чекланади.

Агар схемадаги диоднинг уланиш йўналиши ўзгартирилса (4.12-б-расм), занжирдаги токнинг йўналиши ўзгаради ва амплитуда ноль баландликда юқоридан чекланади.

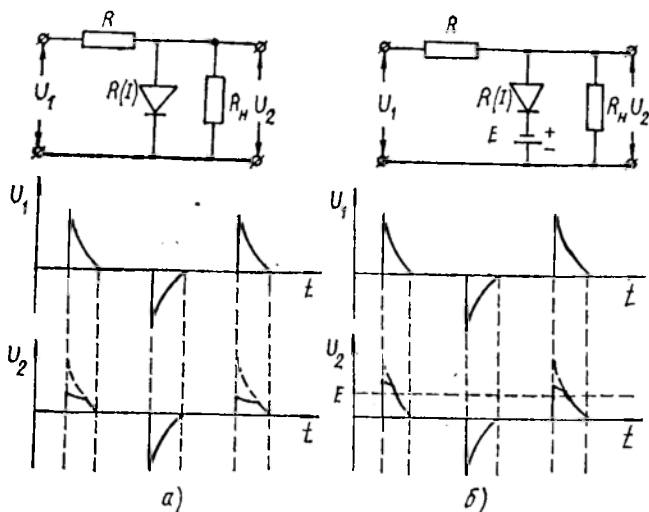
Демак, бу схемалар импульсларнинг бирор қутблизини ажратиш учун хизмат қилади.

Чеклаш баландлигини нолдан фарқли қилиш учун чеклагич схемасига қўшимча ўзгармас ток манбаи киритилади. Унинг уланиш йўналиши, қутбланишига ва кучланишининг катталигига қараб диоднинг очилиб ток

ўтказиш хусусияти ўзгаради. Масалан, 4.12 в-расмда кўрсатилган схемада E манба диоднинг анод занжирига мусбат қутби анодга тўғри келадиган қилиб уланган. Шунинг учун кириш импульслари бўлмаганда ҳам диоддан ток ўтиб туради ва нагрузка резисторида E_0 кучланиш мавжуд бўлади. Агар шунда занжир киришига мусбат импульслар таъсир этса, занжирдан ўтувчи ток ва нагрузка резисторидаги потенциал тушуви ортади. Унинг ўзгариши кириш импульсларига мос бўлади. Занжирнинг киришига манфий импульслар таъсир этганда эса, диоддан анод кучланиши нолга тенг бўлгунча, яъни кириш кучланиши манба кучланишига тенг бўлгунча ($U_1 = E$) ток ўтади ва нагрузка резисторида потенциал тушуви ҳосил бўлади. $U_1 > E$ бўлгач, 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 уланиши шарт (4.13-расм). Унинг катталиги $R(I) \ll R \ll R_n$ тенгсизлик



4.13-расм. Параллел диодли чеклагичлар ва уларнинг вақт диаграммалари.

асосида танланади. 4.13 а-расмдаги схемада кириш кучланиши сўндирувчи ва схеманинг эквивалент чиқиш қаршиликлари тақсимланади. Унда $R(I) \ll R_n$ бўлгани учун $R_{экв} = \frac{R(I)}{1+R(I)/R_n} \approx R(I)$ 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 манфий 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 моҳияти ўзгармайди. Фақат манфий импульслар чекланади, холос.

Чеклаш баландлигини ўзгартиш учун бу ҳолда ҳам схемага қўшимча манба киритиш керак (4.13 б-расм).

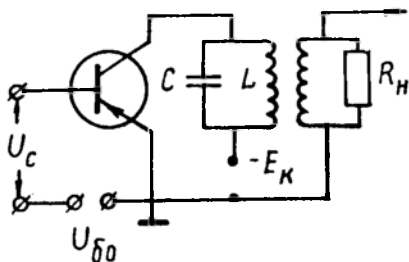
4.8. Частоталарни кўпайтириш

Чизиқли бўлмаган занжир токининг спектридан $n\omega$ частотали ташкил этувчини ажратиб олиш жараёни *частоталарни кўпайтириш* деб аталади. Буни амалга оширувчи қурилма *частота кўпайтиргичи* дейилади.

Тебранишлар частотасини кўпайтириш жараёнидан юқори частотали тебранишларни ҳосил қилишда, ўлчаш техникасида ва бошқа ҳолларда кенг фойдаланилади. Частоталарни кўпайтириш жараёнининг асосий хусусияти шундаки, унда частотаси таъсир этувчи тебраниш частотасига n марта каррали тебраниш ҳосил бўлишида частотанинг четлашиши кузатилмайди. Частотанинг $n\omega$ қийматдан четлашиш катталиги — ностабиллиги занжирга таъсир этувчи тебраниш частотасининг ностабиллиги билан белгиланади.

Частота кўпайтиргичининг ишлаш жараёни занжирдаги чизиқли бўлмаган элементнинг хусусияти ва таъсир этувчи тебранишнинг амплитудасига боғлиқ бўлади.

Кўпинча занжир чиқишидаги тебраниш амплитудаси етарлича бўлиши учун таъсир этувчи тебраниш амплитудаси катта қилиб олинади. Шунинг учун чизиқли бўлмаган элементнинг характеристикаси тўғри чизиқ-



4.14- расм. Частота кўпайтиргичининг содда схемаси.

сиш бурчаги кичрайиб боради. Масалан, тебраниш частотасини иккилантириш учун (4.7) формулага асосан кесиш бурчаги $\theta = 60^\circ$, учлантириш учун $\theta = 40^\circ$ ва ҳоказо, қилиб танланиши керак. Лекин θ нинг кичрайиши α_n нинг максимал қийматини тезроқ кичрайтиради. Унинг етарлича бўлиши учун филтрловчи тебраниш контурининг асслиги жуда катта бўлиши керак. Бу частотани кўпайтиришнинг юқори қиррали бўлишини чегаралайди. Шунинг учун битта кўпайтириш босқичида тебраниш частотасини 4 мартагача орттириш мумкин. Ундан ортиқ кўпайтиришга эришиш учун кўп босқичли кўпайтиргичларга ўтилади. 4.14- расмда частота кўпайтиргичининг соддалаштирилган схемаси кўрсатилган. Унда коллектор токининг чекланиш даражаси кесиш бурчагининг катталиги ва базага бериладиган доимий $U_{б0}$ силжитиш кучланишига боғлиқ.

База токи база кучланиши эмиттерга нисбатан манфий ($U_c + U_{б0} < 0$) бўлганда пайдо бўлгани учун кесиш бурчаги

$$U_{б0} = U_{mc} \cdot \cos \theta = 0$$

тенгликдан топилади.

Коллектор токининг амплитуда қиймати транзисторнинг динамик характеристикасидан аниқланади.

4.9. Модуляция ҳақида маълумот

Информацияни узоқ масофага узатиш юқори частотали гармоник тебраниш ёрдамида амалга оширилади. Буни қуйидагича тушунтириш мумкин.

Электромагнит тебранишини эффектив узатиш ва қабул қилиш учун антенна қурилмасининг геометрик ўлчамини узатилаётган тебранишнинг тўлқин узунлиги тартибда бўлиши керак. Масалан, частотаси 1000 Гц бўлган електромагнит тебранишни тарқатиш (қабул қилиш) учун антеннанинг узунлиги 300 км га яқин бўлиши керак. Табиийки, бундай антеннани яшаш мумкин эмас.

Информация узатишда юқори частотали тебранишдан фойдаланиш антенна ўлчамини қисқартириш, тебранишларни бир-биридан фарқлаш ва бошқа радиотехник муаммоларни ҳал қилиш имконини беради.

Умумий кўринишда юқори частотали гармоник тебраниш қуйидагича ифодаланади:

$$y(t) = A \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (4.12)$$

Бунда унинг амплитудаси — A , частотаси — ω_0 ва бошланғич фазаси φ_0 ўзгармас бўлса, (4.12) ифода соф гармоник тебранишдан иборат бўлади ва ҳеч қандай информацияга эга бўлмайди. Агар улардан бирортаси узатилиши зарур бўлган ахборот қонунини бўйича ўзгартирилса, $y(t)$ тебраниш информацияга эга бўлади ва модуляцияланган тебранишга айланади. Шунга кўра тебранишлар модуляцияси деганда, юқори частотали тебранишнинг бирор параметрини паст частотали тебранишнинг ўзгариш қонунини бўйича бошқаришга айтилади.

Юқори частотали тебранишнинг қайси бир параметри бошқарилаётганига қараб модуляция жараёни амплитудавий ва бурчак модуляциясига ажратилади. Бурчак модуляцияси эса, ўз навбатида, частотавий ва фазавий модуляцияга бўлинади.

Юқори частотали тебранишнинг частотаси ω_0 *ташувчи частота* деб, паст частотали тебранишнинг частотаси Ω эса, *модуляцияловчи частота* деб аталади. Модуляциянинг барча тури учун $\omega_0 \gg \Omega$ тенгсизлик ўринли бўлиши керак.

Умуман модуляцияланган тебраниш мураккаб бўлиб, маълум частотавий спектрга эга бўлади. Унинг қандай бўлиши модуляциялашнинг тури ва узатилаётган ахборот характери билан белгиланади.

Фан ва техниканинг ривожланиши билан модуляциялашнинг янги турлари ҳам вужудга келди. Масалан, *импульсли модуляция*. Уни яна *импульсли мани-*

пуляция деб ҳам аталади. Импульсли модуляцияда ҳам гармоник тебраниш модуляциясидаги каби импульслар кетма-кетлигининг бирор параметри ёки бир неча параметри узатилиши зарур бўлган ахборотнинг ўзгариш қонуни бўйича бошқарилади. Масалан, импульслар кетма-кетлигининг амплитудаси бошқарилса, амплитуда — импульсли модуляция (АИМ) деб, давом этиш вақти ўзгартирилса, давом этиш вақти бўйича модуляция (ДИМ) деб, такрорланиш частотаси ўзгартирилса, частота — импульсли модуляция (ЧИМ) деб аталади. Агар импульснинг бошқа бир параметри ўзгартирилса, модуляция унга мос ном билан аталади.

Модуляция жараёни чизиқли бўлмаган занжирда амалга оширилади ва модуляцияланган тебраниш тебраниш контури ёрдамида ажратиб олинади.

4.10. Амплитудавий модуляция

Юқори частотали тебраниш амплитудасини паст частотавий тебранишнинг ўзгариш қонуни бўйича бошқариш жараёни *амплитудавий модуляция* деб аталади. Бунда юқори частотали тебранишнинг частотаси ва бошланғич фазаси ўзгармас бўлади.

Агар модуляцияловчи тебраниш оддий гармоник тебранишдан иборат бўлса, бундай модуляцияни *тональ модуляция* деб аталади.

Чизиқли бўлмаган занжирга бир вақтда иккита $U_1 = U_{m1} \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ — юқори частотали ва $U_2 = U_{m2} \sin(\Omega t + \psi_0)$ — паст частотали гармоник тебраниш таъсир этсин. Занжирда ҳосил бўладиган токни аниқлаш учун бу тебранишларнинг йиғиндисини (4.2) ифодага қўямиз.

$$I = a_0 + a_1 U_{m1} \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + a_1 U_{m2} \sin(\Omega t + \psi_0) + a_2 U_{m1}^2 \sin^2(\omega_0 t + \varphi_0) + a_2 U_{m2}^2 \sin^2(\Omega t + \psi_0) + 2a_2 U_{m1} U_{m2} \sin(\Omega t + \psi_0) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \dots \quad (4.13)$$

Ундаги $2a_2 U_{m1} \cdot U_{m2} \sin(\Omega t + \psi_0) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ ҳадни $\omega_0 \gg \Omega$ тенгсизлик бажарилса, амплитудаси $\sin(\Omega t + \psi_0)$ қонун бўйича ўзгарадиган ω_0 частотали тебраниш деб қараш мумкин. Шунинг учун занжирнинг нагрузкаси (контур) ω_0 частотага созланган бўлса, унда (4.13) ток спектридаги юқори частотали ташкил этувчи ва ω_0 частотали ўзгарувчан амплитудали ташкил этувчи ток:

$$I(t) = I_0[1 + M\sin(\Omega t + \psi_0)]\sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (4.14)$$

ажралади ва нагруккада

$$U(t) = U_0[1 + M\sin(\Omega t + \psi_0)]\sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (4.15)$$

потенциал тушуви ҳосил бўлади. Унда $I_0 = a_1 U_{m1}$, $U_0 = Z \cdot I_0$, $M = 2 \frac{a_2}{a_1} U_{m2}$.

М коэффициент модуляция чуқурлиги деб, $I(t)$ ва $U(t)$ — амплитудавий модуляцияланган тебранишлар деб аталади. М коэффициент модуляцияланган тебраниш амплитудасининг ўзгариш катталигини ифодалайди.

4.15-расмда тонал модуляцияланган тебранишнинг вақт диаграммаси кўрсатилган. Ундан модуляция чуқурлигини қуйидагича аниқлаш мумкин:

$$M = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}} \quad (4.16)$$

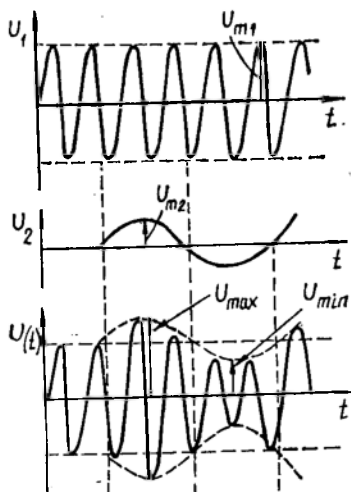
Модуляцияланган тебраниш шакли бузилмаслиги учун $0 \leq M \leq 1$ оралиқда ўзгариши керак.

Агар $M > 1$ бўлса, модуляцияланган тебраниш шакли бузилади. Уни *ўта модуляция* деб аталади.

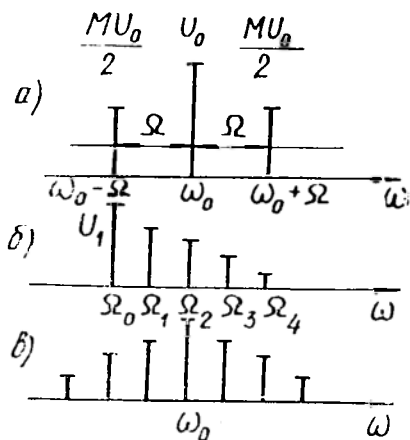
Амплитудавий модуляцияланган тебраниш мураккаб сигнал бўлиб, тональ модуляция ҳолида унинг спектрида учта ташкил этувчи қатнашади:

$$U(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{U_0 M}{2} \sin[(\omega_0 - \Omega)t + (\varphi_0 - \psi_0)] + \frac{U_0 M}{2} \sin(\omega_0 + \Omega)t + (\varphi_0 + \psi_0) \quad (4.17)$$

(4.17) ифоданинг 1 ҳади бошланғич юқори частотали тебранишидир. Иккинчи ва учинчи ҳадлар модляциялаш натижасида вужудга келади. Уларнинг частоталари $\omega_0 + \Omega$ ва $\omega_0 - \Omega$, мос равишда, юқори ва қуйи ён частоталар.



4.15-расм. Тонал модуляция жараянининг вақт диаграммаси.



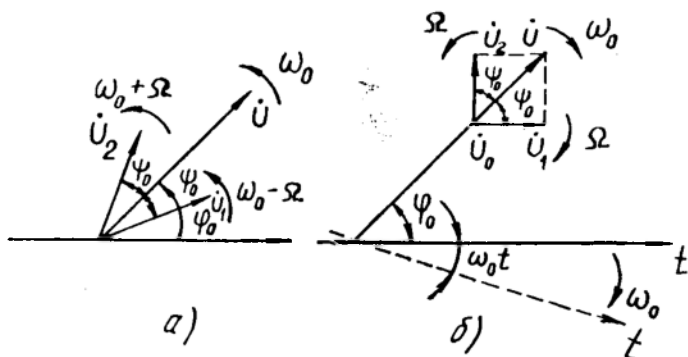
4.16- расм. Тонал (а) ва мураккаб (б) модуляцияланган тебраниш-нинг спектрал диаграммаси.

талар деб аталади. Ён тебранишлар амплитудаси M га боғлиқ бўлиб, сон жиҳатдан ўзаро тенг бўлади. Унинг спектрал диаграммаси 4.16а- расмда кўрсатилган. Модуляцияловчи тебранишлар сони ортиши билан ташкил этувчилар сони ҳам орта бошлайди. Масалан, модуляцияловчи тебраниш иккита бўлса, ён частотали тебраниш тўртта, модуляцияловчи тебраниш 3 та бўлса, ён тебраниш — 6 та ва ҳ. к. бўлади.

Демак, модуляцияловчи тебраниш қандай бўлса ҳам модуляцияланган тебраниш спектрида уч хил ташкил этувчи — ташувчи, юқори ва қуйи ён частотали тебранишлар ҳосил бўлади. Ён тебранишлар ўз навбатида маълум частота спектрига эга. Унда юқори ён частота спектри модуляцияловчи тебраниш спектрига мос келади. Қуйи ён частота спектри эса, ω_0 га нисбатан юқори ён частота спектрининг кўзгу тасвири каби бўлади (4.16 б ва в- расм).

Айрим ҳолларда амплитудавий модуляцияланган тебранишни текшириш учун унинг вектор диаграммасидан фойдаланиш қулай. Бунинг учун уни комплекс соҳада ётадиган ва соат стрелкасига тескари йўналишда ҳаракатланадиган радиус-векторларнинг йиғиндисига тенг деб қараш керак. Радиус-векторларнинг катталиги спектрдаги ташкил этувчилар амплитудасига сон жиҳатдан тенг бўлади. Тонал модуляция ҳолида ташкил этувчилар 3 та бўлгани учун радиус-векторлар $\dot{U}_0 = U_0 \cdot e^{j\varphi_0}$, $\dot{U}_1 = U_1 e^{j(\varphi_0 - \psi_0)}$ ва $\dot{U}_2 = U_2 \cdot e^{j(\varphi_0 + \psi_0)}$ дан иборат. Бунда $U_1 = U_2 = \frac{U_0 M}{2}$. Унинг вектор диаграммаси 4.17 а-расмда кўрсатилган.

Агар комплекс текислик соат стрелкаси йўналишида ω_0 бурчак тезлик билан ҳаракатланади деб қаралса, вектор ди-



4.17- расм. Тонал модуляцияланган тебранишнинг вектор диаграммаси.

аграмманинг кўргазмалилиги ортади. Чунки бунда $\dot{U}_0$ ташувчи тебраниш вектори қўзғолмас бўлиб қолади ва ён частоталарнинг векторлари $\dot{U}_1$ ва $\dot{U}_2$ эса, ўзаро қарама-қарши йўналишда Ω бурчак тезлик билан ҳаракатланади. Шунинг учун амплитудавий модуляцияни ифодаловчи натижавий вектор ҳам доим $\dot{U}_0$ вектор йўналишида жойлашади (3.17 б-расм) ва унинг фазаси ташувчи тебраниш фазаси билан устма-уст тушади. Натижавий векторнинг ω_0 тезлик билан ҳаракатланувчи вақт ўқиға проекцияси модуляцияланган тебранишнинг оий қийматини ифодалайди.

Амплитудавий модуляцияланган тебраниш спектрининг кенглиги модуляцияловчи тебраниш спектридаги энг кўри частотали ташкил этувчининг частотаси билан белгиланади ва қуйидагича бўлади:

$$\Delta\Omega = 2\Omega_{\max} \quad (4.18)$$

Амплитудавий модуляцияланган тебранишнинг қувватини аниқлайлик. Нагрузка вазифасини бажарувчи тебраниш контурида ажраладиган қувватнинг оий қийм ати қуйидагича ифодаланади:

$$P(t) = \frac{I_m^2 R}{2} \quad (4.19)$$

Унда $I_m = I_0(1 + M\sin\Omega t)$ — модуляцияланган тебраниш амплитудаси. $P(t)$ қувват қуйидаги турларга ажратилади:

1. Ташувчи тебраниш режимдаги қувват (модуляция йўқ ҳол). Уни «сукунат режими» дейилади);

$$P_0 = \frac{I_0^2 R}{2} \quad (4.20a)$$

2. Максимал режимдаги қувват:

$$P_{\max} = \frac{I_{\max}^2 R}{2} = \frac{I_0^2 (1+M)^2}{2} R = P_0 (1+M)^2 \quad (4.20б)$$

3. Минимал режимдаги қувват:

$$P_{\min} = \frac{I_{\min}^2}{2} R = \frac{I_0^2 (1-M)^2}{2} R = P_0 (1-M)^2 \quad (4.20в)$$

4. Ўртача қувват (бир давр учун);

$$P_{\text{ўрт}} = \frac{[I_0(1 + M \sin \Omega t)]^2}{2} R = P_0 (1 + 0,5M^2) \quad (4.20г)$$

Бу ифодалардан қўринадики, амплитудавий модуляцияланган тебранишнинг қуввати вақтга кўчирилган экан. Юз фоизли модуляция ҳолида ($M=1$) $P_{\max} = 4 P_0$ ва $P_{\text{ўрт}} = 1,5 P_0$ бўлади. Бу энг яхши модуляциялаш режими ҳосил қилинганда ҳам қўрилма қувватининг жуда оз қисмидан фойдаланиш мумкин эканини кўрсатади. У амплитудавий модуляция жараёнининг асосий камчилигидир. Бундан ташқари, амплитудавий модуляция жараёни ташқи табиий ва индустриал таъсирларга боғлиқ бўлади. Чунки улар тебраниш амплитудасини қўшимча модуляциялаб, фойдали тебранишни бузади. Шунга қарамай амплитудавий модуляция жараёни энг кенг тарқалган модуляциялаш турлари бўлиб ҳисобланади. Бунга сабаб, бир томондан, модуляциялашни амалга оширувчи қўрилманинг соддалиги бўлса, иккинчи томондан, модуляциялаш жараёнининг кенг частота диапазонида амалга оширишнинг мумкинлигидир.

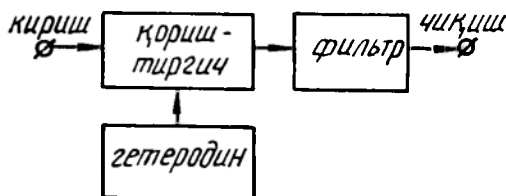
4.11. Бурчак модуляцияси

Бурчак модуляциясида (4.12) юқори частотали тебранишнинг амплитудаси ўзгармаган ҳолда унинг аргументи модуляцияловчи тебранишнинг ўзгариши қонуни бўйича ўзгаради.

ляцияланган тебранишнинг ўртача қуввати модуляция бўлмаган ҳолдаги қиймати билан бир хил бўлади, яъни (4.30) ифодага биноан у спектр ташкил этувчиларига тақсимлангандир.

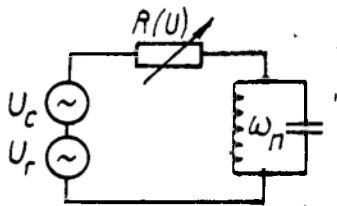
4.12. Частоталарни ўзгартиш

Тебраниш қонунини ўзгартмаган ҳолда сигнал спектрини частота ўқи бўйича силжитиш *частоталарни ўзгартиш* деб аталади. Шунга кўра модуляцияланган сигналнинг частотаси ўзгартилганда унинг ташувчи частотаси ё оширилади, ёки кичрайтирилади, лекин модуляция тури ва модуляция қонуни ўзгаришсиз сақланади. Тебранишнинг силжиши натижасида ҳосил бўладиган янги ташувчи частотаси ω_n *оралиқ частота* деб аталади.



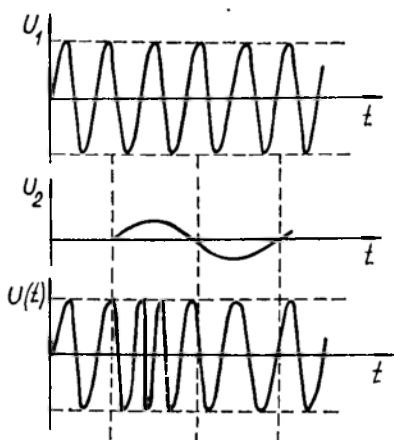
4.21- расм. Частота ўзгарткичининг таркибий схемаси.

Частотани ўзгартиш ё чизиқли бўлмаган элемент ёрдамида, ёки параметри ўзгарадиган чизиқли элемент ёрдамида амалга оширилади. Улардан тузилган занжир *қориштиргич* деб аталади. Унга бир вақтда иккита тебраниш — сигнал ва катта амплитудали ёрдамчи гармоник тебраниш таъсир этади. Ёрдамчи гармоник тебраниш генератори *гетеродин* деб аталади. Оралиқ частотали тебраниш махсус фильтр (масалан, параллель тебраниш контури) ёрдамида ажратиб олинади. Частота ўзгарткичининг таркибий схемаси 4.21- расмда кўрсатилган. Унда гетеродин ик-



4.22- расм. Частота ўзгарткичининг эквивалент схемаси.

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 ўзгарганлиги 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 сабабчи бўлади.



4.18- расм. Бурчак бўйича модуляцияланган тебранишнинг вақт диаграммаси.

Бурчак модуляциясида тебранишнинг ўзгариш қонуни унинг вектор диаграммаси орқали аниқроқ тасвирланади. Лекин бунда икки вектор — ташувчи ва модуляцияловчи тебранишлар векторларининг ҳолати ҳақидаги маълумотга эга бўлиш талаб этилади.

Информация икки вектор орасидаги бурчак кўринишида ёки векторлар оний тезликларининг фарқи кўринишида ифодаланиши мумкин. Биринчи ҳол фазавий модуляцияга мос келса, иккинчиси — частотавий модуляцияни ифодалайди. Улар қуйидаги кўринишда ифодаланади:

$$\Phi(t) = \int_{t_1}^{t_2} \omega(t) dt \quad \text{ва} \quad \omega(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (4.21)$$

Бунда $t_2 - t_1$ — модуляциялаш содир бўладиган вақт оралиғи

Тонал модуляция ҳолини кўрайлик. Фараз қилайлик, юқори частотали тебранишнинг частотаси гармоник тебраниш қонуни бўйича ўзгарсин (частотавий модуляция):

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega U_{m2} \cdot \cos \Omega t = \omega_0 + \omega_d \cos \Omega t \quad (4.22)$$

Бунда $\omega_d = \Delta\omega U_{m2}$ — частота девиацияси деб аталади ва

юқори частотали тебраниш частотасининг ўзгариш амплитудасини ифодалайди. (4.21) ифодага биноан тебранишнинг тўлиқ фазаси

$$\Phi(t) = \int (\omega_0 + \omega_d \cos \Omega t) dt = \omega_0 t + \frac{\omega_d}{\Omega} \sin \Omega t \quad (4.23)$$

бўлади. Шунга кўра частотавий модуляцияланган тебраниш қуйидагича ифодаланади:

$$y(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \frac{\omega_d}{\Omega} \sin \Omega t) = A_0 \sin(\omega_0 t + m \sin \omega t) \quad (4.24)$$

Бунда $m = \frac{\omega_d}{\Omega}$ — *модуляция индекси* (кўрсаткичи) деб аталади ва частотавий модуляцияланган тебраниш фазасининг ўзгариш амплитудасини ифодалайди.

Худди шу тартибда фазавий модуляцияни кўрайлик. Унда тебраниш фазаси

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi U_{m2} \cos \Omega t = \varphi_0 + \varphi_{\max} \cos \Omega t \quad (4.25)$$

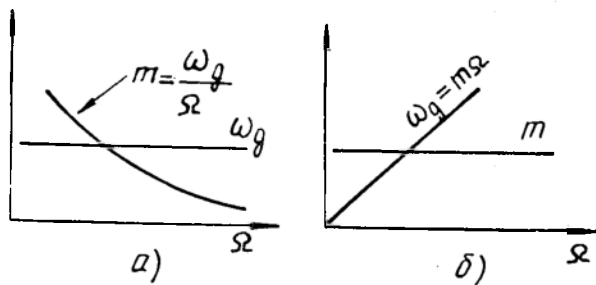
қонун бўйича ўзгаради ва $\varphi_{\max} = \Delta\varphi U_{m2}$ катталик тебраниш фазаси ўзгаришининг амплитуда қийматини характерлайди. Юқори частотали тебранишнинг тўлиқ фазаси

$$\Phi(t) = \omega_0 t + \varphi_{\max} \cos \Omega t + \varphi_0 \quad (4.26)$$

бўлиб, $\varphi_0 = 0$, $\varphi_{\max} = m$ ҳолда фазавий модуляцияланган тебраниш қуйидагича ифодаланади:

$$y(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + m \cos \Omega t) \quad (4.27)$$

(4.24) ва (4.27) ифодаларнинг ўхшаш бўлиши частотавий ва фазавий модуляциялар орасидаги туб фарқни кўрсата олмайди. У модуляцияловчи тебраниш частото-



4.19- расм. Частотавий (а) ва фазавий (б) модуляцияда ω_d ва m нинг частотавий характеристикаси.

таси Ω ўзгарганида ёки мураккаб сигнал орқали модуляциялашда намоён бўлади.

Частотавий модуляцияда частота девиацияси, фазавий модуляцияда эса, модуляция индекси модуляцияловчи тебраниш амплитудасига мутаносиб бўлиб, унинг частотасига боғлиқ бўлмайдилар. Бу хусусият 4.19-расмда тасвирланган. Унда модуляцияловчи тебранишнинг амплитудаси ўзгармас бўлиб, частотаси бирор $\Omega_{\min}$ ва $\Omega_{\max}$ қийматлар орасида ўзгаради.

Бурчак модуляциясида тебраниш спектри қандай бўлишини аниқлайлик. 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 якка 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. $tm \geq 1$ — чуқур модуляция ҳоли.

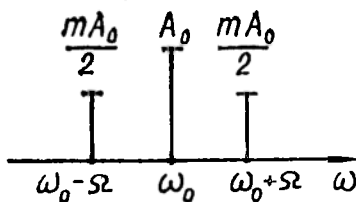
Модуляция чуқурлиги оз бўлган ҳолда (4.27) дан ҳосил бўладиган ифодаларда

$$\sin(m \sin \Omega t) \simeq m \sin \Omega t \quad \text{ва} \quad \cos(m \cos \Omega t) \simeq 1$$

алмаштиришларни ўтказсак, у қуйидаги кўринишга келади:

$$y(t) \simeq A_0 \left[\sin \omega_0 t + \frac{m}{2} \sin(\omega_0 + \Omega)t - \frac{m}{2} \sin(\omega_0 - \Omega)t \right] \quad (4.29)$$

Демак, бурчак модуляцияси бир тонли бўлса, модуляция чуқурлиги кичик бўлганда худди (4.17) амплитудавий модуляцияланган тебраниш каби тебраниш спектрида ташувчи частота билан иккита ён частотали тебраниш ҳосил бўлар экан. Уларнинг фарқи қуйи ва юқори ён тебранишлар орасидаги фаза силжишидадир.



4.20-расм. $m \ll 1$ ҳол учун бурчак бўйича модуляцияланган тебранишнинг спектрал 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 амплитудавий модуляцияланган тебранишнинг спектрал диаграммасига ўхшашдир (4.16 а-расм). Ён частотали тебранишлар амплитудаси бир-бирига тенг. Шунга кўра модуляция индекси m модуляция чуқурлиги коэффициенти M га мос келади.

Модуляция индекси m нинг ортиши билан (4.29) ифода ва 4.20-расмда кўрсатилган спектрал диаграмма ҳақиқий воқеликни ифодалай олмай қолади. Сабаби ён частотали ташкил этувчиларнинг амплитудаси ҳам, фазаси ҳам синуслар қонуни бўйича ўзгара бошлайди. Шунинг учун чуқур модуляция ҳолида ($m \geq 1$) модуляцияланган тебраниш спектри ҳақида фикр юритиш учун $\sin(m \sin \Omega t)$ ва $\cos(m \sin \Omega t)$ функцияларнинг аниқ ифодасидан фойдаланиш керак. Модуляцияловчи тебраниш битта тондан иборат бўлган ҳол учун у қуйдагича 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 ён частотали ташкил этувчилардан ташкил топар экан. Улар ташувчи частота ω_0 дан $n\Omega$ га фарқ қилади ва $A_n = J_n(m) A_0$ амплитудага эга бўлади.

Шуни айтиш керакки, бурчак модуляциясида модуляцияланган тебранишнинг энергетик хусусиятлари амплитудавий модуляцияланган тебранишникидан яхшироқ бўлади. Қуввати эса, ўзгармасдир. Сабаби бир даврдаги ўртача қувват

$$P_{\text{срт}} = \frac{1}{2} \int_0^T \frac{U^2(t)}{R} dt = \frac{U_0^2}{2R}$$

бўлиб, барча даврлар учун ўзгаришсиз қолади. У модуляцияловчи тебраниш даврлари учун ҳам шундай аниқланади. Шунга кўра частотавий ва фазавий моду-

ки усулда жорий қилинади: мустақил генератор сифатида ёки қориштирувчи актив элемент асосида. Иккинчи ҳолда қориштиргич бир вақтда генератор вазифасини ҳам бажаради. Шунинг учун частота ўзгарткичининг амалий схемалари хилма-хилдир. Уларни 4.22- расмда кўрсатилган эквивалент схема асосида умумлаштириш мумкин.

I ҳол. Қориштиргич чизиқли бўлмаган элементда ясалган бўлсин. Бу ҳолда ундаги ток (4.2) формула орқали ифодаланади. Шунинг учун сигнал модуляцияланмаган бўлса, частотанинг ўзгариш эффекти $I(t) = 2a_2 U_c U_r$ ҳад ҳисобига жорий бўлади. Агар $U_c = U_{mc} \cos \omega_c t$ ва $U_r = U_{mr} \cos \omega_r t$ гармоник тебранишлар бўлса, тебраниш контурида потенциал тушуви ҳосил қиладиган ток (4.9 б) ифодага биноан қуйидагича ёзилади:

$$I(t) = 2a_2 U_{mr} U_{mc} [\cos(\omega_c + \omega_r)t + \cos(\omega_c - \omega_r)t] \quad (4.31a)$$

Умумий ҳолда ўзгартилган частота бўлиб $\Delta\omega = \omega_c \pm \omega_r$ ҳисобланади. Амалда частота ўзгаришда частотани кичрайтиришдан кенг фойдаланилади, яъни оралиқ частота қилиб $\omega_n = \omega_c - \omega_r$ олинади. Частота ўзгарткичининг контури ана шу частотага созланади. Ундан олинadиган кучланиш $U_{mc} U_{mr}$ кўпайтмага мутаносиб ўзгаради. Агар сигнал модуляцияланган бўлса, унинг умумий кўриниши қуйидагича бўлади:

$$U_c(t) = U_{mc}(t) \cos [\int \omega_c(t) dt]$$

Бунда $U_{mc}(t)$ ва $\omega_c(t)$ вақтга боғлиқ функциялар бўлиб, модуляция турига боғлиқ ўзгарадиган катталиклардир. Шунинг учун

$$I(t) = 2a_2 U_{mc}(t) U_{mr} \{ \cos [\int \omega_c(t) dt + \omega_r t] + \cos [\int \omega_c(t) dt - \omega_r t] \} \quad (4.30б)$$

кўринишда ифодаланади. Масалан, (4.15) амплитудавий модуляцияланган тебраниш частотаси ўзгарттирилса, (4.31 б) ифода қуйидаги кўринишга олади:

$$I(t) = I_0 (1 + M \sin \Omega t) \cos(\omega_c - \omega_r)t \quad (4.32)$$

Демак, агар гетеродиннинг кучланиши ва частотаси доимий бўлса, чизиқли бўлмаган элемент характеристикасининг квадратик қисмида ҳосил бўладиган частота ўзгариши бузилишсиз бўлади. Частота ўзгарткичининг

чиқишидаги оралиқ частотали тебранишнинг амплитудаси ва частотаси кириш сигналининг ўзгариш қонунига мос тушади.

II ҳол. Қориштиргич параметри ўзгарадиган чизиқли элементда йиғилган бўлсин. Бунда элемент характеристикасининг қиялик коэффициенти гетеродин кучланишига боғлиқ ҳолда ўзгариши керак:

$$S(t) = S_0 + S_1 \sin \omega_r t + S_2 \sin 2 \omega_r t + \dots \approx \\ \approx S_0 (1 + n \sin \omega_r t) \quad (4.33)$$

Шунга кўра частота ўзгартиш эффекти қуйидагича бўлади:

$$I(t) = S(t)U_c = S_0 U_{mc} \sin \omega_c t + \frac{n S_0 U_{mc}}{2} \cos(\omega_c - \omega_r) t + \\ + \frac{n S_0 U_{mc}}{2} \cos(\omega_c + \omega_r) t \quad (4.34)$$

Бунда ҳам фильтр ё $\omega_c - \omega_r$, ёки $\omega_c + \omega_r$ частотали тебранишга созланган бўлади.

Частоталарни ўзгартиришдан номаълум сигнал частотасини ўлчашда ва радио алоқа қурилмаларида кенг фойдаланилади.

4.13. Детекторлаш

Модуляцияланган юқори частотали тебраниш таркибидаги модуляцияловчи тебранишни ажратиб олиш жараёни *детекторлаш* деб аталади. Бинобарин, детекторлаш модуляцияга тескари жараёндир. Шунинг учун уни *демодуляция* деб ҳам аталади. Лекин детекторлаш жараёнидан юқори частотали тебраниш модуляцияланмаган ҳолда ҳам фойдаланилади. Шунинг учун умумий ҳолда детекторлаш деганда юқори частотали тебранишнинг бирор параметрини ажратиб олиш жараёни тушунилади. Шунга кўра детекторлаш жараёни юқори частотали тебранишнинг амплитудасини, частотасини, фазасини, тебраниш бирор қисмининг давом этиш вақтини, бу параметрларнинг ўзгаришини ва бошқа қатор катталикларни аниқлаш имконини беради.

Детекторлаш жараёни чизиқли бўлмаган занжирларда амалга оширилади. Лекин ҳар қандай чизиқли бўлмаган занжир ҳам детекторлаш эффектини ҳосил қилмайди. Детекторлаш эффекти бўлиши учун занжирдан юқори частотали тебраниш ўтганда унда ўзгармас

ташқил этувчи токнинг орттирмаси вужудга келиши керак. Ана шу оттирма таркибида фойдали тебраниш бўлади.

Бизга (4.2) кўрсаткичли полином орқали ифодаланувчи чизиқли бўлмаган занжир берилган бўлсин. Унга $U = U_m \sin \omega_0 t$ юқори частотали тебраниш таъсир этсин:

$$I = a_0 + a_1 U_m \sin \omega_0 t + \frac{a_2 U_m^2}{2} (1 - \cos 2 \omega_0 t) + \\ + \frac{a_3 U_m^3}{2} (1 - \cos 2 \omega_0 t) \cdot \sin \omega_0 t + \dots$$

Бу ифодадаги

$$\Delta I = \frac{1}{2} a_2 U_m^2 \quad (4.35)$$

катталиқ юқорида айтилган ток орттирмаси бўлиб, унинг катталиги юқори частотали тебраниш амплитудаси U_m га мутаносибдир. Шунга кўра у детекторлаш эффектидир.

Демак, детекторлаш эффекти полиномнинг квадратик ҳадлари ҳисобига юзага келади. Тоқ даражали ҳадлар эса, бу эффектни бермайди. Бундан детекторлаш жараёни полиноми жуфт даражали ҳадларга эга бўлган чизиқли бўлмаган занжирларда амалга оширилиши мумкин деган хулоса чиқади. Характеристикаси квадратик қонун бўйича ўзгарадиган элементли чизиқли бўлмаган занжир шундай хусусиятга эга бўлади.

Модуляция турига қараб детекторлар частотавий, амплитудавий, фазавий ва бошқа детекторларга ажратилади.

Амплитудавий детекторлар учун модуляцияланган тебраниш амплитудаси катта аҳамиятга эга. Шунга кўра детекторлаш *квадратик ва чизиқли детекторлашга* ажратилади.

Квадратик детекторлашда амплитуда кичик қийматли бўлади. Шунинг учун уни *кичик амплитудаларни детекторлаш* деб ҳам аталади. Чизиқли детекторлашда эса, тебраниш амплитудаси етарлича катта бўлади ва *катта амплитудаларни детекторлаш* деб аталади.

4.14. Квадратик детекторлаш

Квадратик детекторлашни ўрганишда юқори частотали тебраниш амплитудаси кичик бўлгани учун (4.2) полиномнинг квадратик ҳади билан чегараланиш мум-

кин. У ҳолда (4.35) ифода детекторлаш эффекти бўлиб ҳисобланади. Агар U_m ни (4.14) амплитудавий модуляцияланган тебранишнинг амплитудаси деб қарасак, у қуйидагича ифодаланади:

$$\Delta I = \frac{1}{2} a_2 U_0^2 (1 + M \sin \Omega t)^2 = \frac{1}{2} a_2 U_0^2 [1 + 2M \sin \Omega t + \frac{M_2}{2} - \frac{M_2}{2} \cos 2 \Omega t] \quad (4.36)$$

Бу ифодадаги $a_2 U^2 \sin \Omega t$ катталик фойдали тебраниш ҳисобланади. У детектор нагрукасидан ажратиб олиниши керак. Лекин 2Ω частотали ташкил этувчи ҳам паст частотали тебраниш бўлгани учун у ҳам нагрукда ажралади ва фойдали сигнални бузади. Бу бузилиш чизиқли бўлмаган бузилиш бўлиб, (4.10) ифода орқали аниқланади. Шунга кўра квадратик детекторлашда чизиқли бўлмаган бузилиш

$$\gamma = \frac{M}{4} \quad (4.37)$$

бўлади. Бу ҳол чизиқли бўлмаган бузилишлар коэффициентининг M модуляция чуқурлиги коэффициентига боғлиқ бўлишини кўрсатади ва детекторга юз фоизли модуляцияга эга тебраниш ($M=1$) таъсир этганда у 25 фоизни ташкил этади.

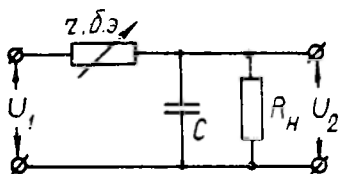
Модуляцияланган тебранишнинг мураккаблиги ортиши билан, детектордаги чизиқли бўлмаган бузилишлар ҳам ортиб боради. Масалан, детекторга Ω_1 ва Ω_2 частотали иккита гармоник тебраниш орқали модуляцияланган тебраниш:

$$U(t) = U_0 [1 + M_1 \sin \Omega_1 t + M_2 \sin \Omega_2 t] \cdot \sin \omega_0 t \quad (4.38)$$

таъсир этса, детекторлаш эффекти қуйидагича ифодаланади:

$$\Delta I = a_2 U_0^2 \left[\frac{1}{2} + \frac{M_1^2}{4} + \frac{M_2^2}{4} + M_1 \sin \Omega_1 t + M_2 \sin \Omega_2 t - \frac{M_1^2}{4} \cos 2 \Omega_1 t - \frac{M_2^2}{2} \cos 2 \Omega t + \frac{M_1 M_2}{2} \cos(\Omega_2 + \Omega_1) t - \frac{M_1 M_2}{2} \cos(\Omega_2 - \Omega_1) t \right] \quad (4.39)$$

Унда Ω_1 , Ω_2 , $2\Omega_1$ ва $2\Omega_2$ частотали ташкил этувчилардан ташқари яна $\Omega_2 \pm \Omega_1$ комбинацион частотали ташкил этувчилар ҳам мавжуд. Уларнинг амплитуда-



4.23-расм. Детекторнинг содда схемаси.

си иккиланган частотали ташкил этувчилар амплитудасидан катта. Жумладан, $M_1 = M_2 = M$ бўлса, у икки баробар катта бўлади. Шунинг учун комбинацион частотали ташкил этувчилар детектордаги чизиқли бўлмаган бузилишларга иккилан-

ган частотали ташкил этувчилардан кўра кўпроқ ҳисса қўшади.

Детекторлаш эффектини ажратиб олиш учун детекторнинг нагрузкаси етарлича катта ўтказиш соҳасига эга бўлиши керак. Лекин ўтказиш соҳасининг ҳаддан ташқари кенг бўлиши зарарли тебранишларнинг ҳам нагрузкада ажралиб чиқишига сабаб бўлади. Шунинг учун детекторларда нагрузка сифатида боғланган тебраниш контурларидан фойдаланилади. Чунки уларнинг ўтказиш соҳаси тўғри тўртбурчак шаклига яқин бўлади. Агар зарарли тебранишлар оз бўлса, фойдали тебранишни филтрлаш нагрузка резисторига параллель уланган конденсатор ёрдамида амалга оширилади (4.23 расм). Бунда филтр элементлари

$$\frac{1}{\omega C} \ll R_n \quad \text{ва} \quad \frac{1}{\Omega C} \gg R_n \quad (4.40)$$

тенгсизликлар асосида танланиши керак. Детекторлашда ҳосил бўладиган чизиқли бўлмаган бузилишлар икки йўл билан камайтирилади:

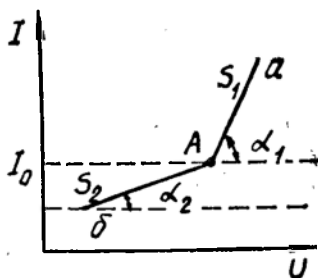
1. Модуляция чуқурлигини камайтириш;
2. Детекторланувчи сигнални кучайтириб олиш.

4.15. Чизиқли детекторлаш

Чизиқли детекторлашда модуляцияланган тебраниш амплитудаси етарлича катта бўлгани учун занжирдаги чизиқли бўлмаган элементнинг характеристикасини тўғри чизиқлар кесмаси билан алмаштирилади (4.24-расм). Бунда A бошланғич ишчи нуқта кесмаларнинг фақат бирортасидагина (aA ёки bA) ҳаракатланса, кириш сигнали чиқишда ўзгаришсиз бўлади. Шунинг учун занжирдаги токнинг ўртача қиймати нолга тенг.

Агар занжирнинг иш режими бир вақтда иккита

(ёки ундан ортиқ) тўғри чизик кесмасига тўғри келса, токнинг бир йўналишдаги импульси иккинчи йўналишдаги импульсидан фарқли бўлади ва унинг ўртача қиймати полдан фарқ қилади. Аниқланишича, токнинг ана шу ўртача арифметик қиймати детекторлаш эффектини ифодалайди. Бошқача қилиб айтганда, модуляцияловчи тебраниш токнинг катталиги модуляцияланган тебраниш таъсирида ҳосил бўладиган токнинг мусбат ва манфий амплитудаларининг ўртача арифметик қийматига мутаносиб бўлади. Масалан, А ишчи нуқта тўғри чизик кесмаларининг кесишган жойида танланган бўлса, таъсир этувчи тебранишнинг мусбат ярим даврида занжирда $I_m^{(+)} = I_0 + S_1 U_0 (1 + M \sin \Omega t)$ амплитудали, манфий ярим даврида эса, $I_m^{(-)} = I_0 - S_2 U_0 (1 + M \sin \Omega t)$ амплитудали ток ҳосил бўлади ($S_1 = \operatorname{tg} \alpha_1$ ва $S_2 = \operatorname{tg} \alpha_2$ — мос кесмаларнинг қиялик коэффициентлари). Шунга кўра, $I_m^{(+)}$ ва $I_m^{(-)}$ нинг ўртача арифметик қиймати



4.24-раом. Чизикли детекторлашда чизикли бўлмаган элементнинг вольт-ампер характеристикаси.

$$I_{\text{ўрт}} = I_0 + \frac{S_1 - S_2}{2} U_0 + \frac{S_1 - S_2}{2} M U_0 \sin \Omega t \quad (4.41)$$
 бўлади. Ундаги

$$\Delta I = \frac{S_1 - S_2}{2} M U_0 \cdot \sin \Omega t \quad (4.42)$$

ифода детекторлаш эффектидир. У иккиланган частотали ташкил этувчига эга эмас. Модуляцияловчи тебраниш мураккаб характерга эга бўлганда ҳам иккиланган частотали ҳадлар ҳосил бўлмайди. Масалан, модуляцияловчи тебраниш иккита гармоник тебранишдан иборат бўлса, детекторлаш эффекти 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 детекторлашда, квадратик детекторлашдан фарқли чизикли бўлмаган бузилишлар бўлмас (ёки жуда оз бўлар) экан. Ундан ташқари, детектор-

лаш эффекти модуляция чуқурлиги M нинг ортиши билан яхшиланиб боради.

4.16. Синхрон детекторлаш

Амплитудавий модуляцияланган тебранишларни частоталарни ўзгартиш ёрдамида детекторлаш *синхрон детекторлаш* деб аталади. Бунда сигнал частотаси гетеродин частотасига тенг қилиб олинади: $\omega_c = \omega_r$

Ҳақиқатан ҳам (4.34) ифодада $\omega_c = \omega_r$ деб олинса, у қуйидаги кўринишга келади:

$$I(t) = S_0 U_{mc} \sin(\omega_c t + \varphi_c) + \frac{n S_0 U_{mc}}{2} \cos(\varphi_c - \varphi_r) - \frac{n S_0 U_{mc}}{2} \cos(2\omega_c + \varphi_c + \varphi_r) \quad (4.44)$$

Унинг иккинчи ҳади детекторлаш эффектидир. Чунки у U_{mc} сигнал амплитудасига мос равишда ўзгаради. Уни RC — фильтр ёрдамида ажратиб олиш мумкин. Тонал модуляцияланган тебраниш учун у қуйидагича ифодаланади:

$$\Delta I = \frac{n S_0 U_0}{2} (1 + M \sin \Omega t) \cos(\varphi_c - \varphi_r) \quad (4.45)$$

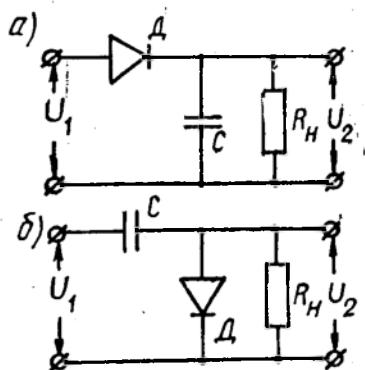
Синхрон детекторлашдан кам қувватли сигнални шовқин таркибидан ажратиб олишда фойдаланилади. Бунда $\cos(\varphi_c - \varphi_r)$ кўпайтувчи детекторнинг фаза танлаш хусусиятини ифодалайди. Шунинг учун тебранишларнинг частоталари тенг бўлса ҳам, улар фазалари жиҳатдан бир-биридан фарқ қилади.

4.17. Диодли детектор

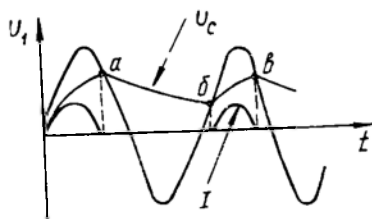
Диоднинг нагрузка резисторига нисбатан уланишига қараб диодли детектор кетма-кет ёки параллель детекторга ажратилади. Иккала ҳолда ҳам у сигнал амплитудасига қараб квадратик ёки чизиқли детекторлаш режимида ишлаши мумкин.

Кетма-кет диодли детекторнинг ишлаш принципи билан танишайлик. Унинг схемаси 4.25 а-расмда кўрсатилган. Қулайлик учун диодни идеал (тескари ток нолга тенг) деб ҳисоблаймиз.

Бошланғич ҳолатда конденсатордаги кучланиш нолга тенг бўлсин. Шунинг учун кириш кучланишининг мусбат ярим даври таъсир эта бошлаши билан диоддан ток ўтиб, конденсаторни зарядлай бошлайди. Нагрузка



4.25- расм. Диодли детекторнинг кетма-кет (а) ва параллель (б) схемаси.

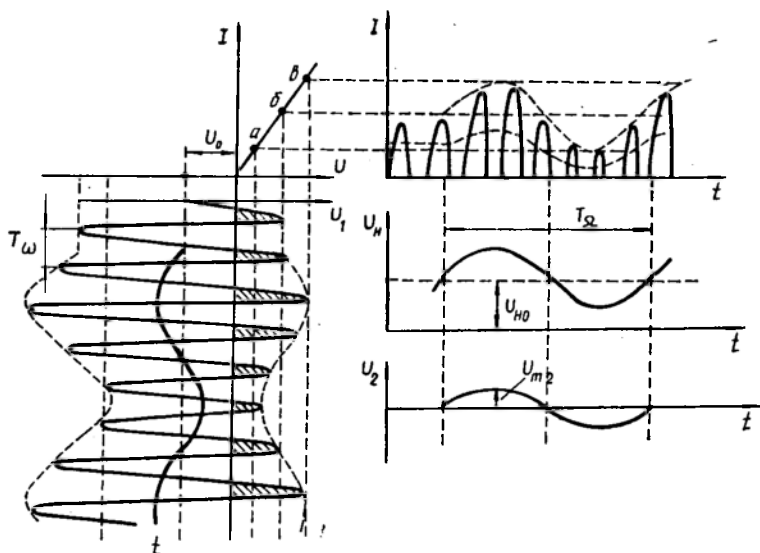


4.26- расм. Модуляцияланмаган тебранишни детекторлаш.

резистори конденсаторга параллель уланган бўлгани учун чиқиш кучланиши конденсаторнинг кучланишига тенг бўлади. Лекин конденсатор кучланиши кириш кучланишига тескари йўналган. Шунинг учун кириш кучланиши конденсатор кучланишига тенг бўлгач (4.26- расмдаги «а» нуқта), диод ёпилади ва заряд токи нолга тенг бўлади. Шундан кейин конденсатор R_n нагрузка резистори орқали зарядсизланади (аб чизиқ); у «б» нуқтага ча давом этади. Чунки бу нуқтада кириш кучланиши яна конденсаторнинг кучланишига тенг бўлади. Ундан кейин $U_1 > U_c$ бўлиб, диод очилади ва ток конденсаторни яна зарядлай бошлайди (бв чизиқ) ва ҳ. к. Бу жараён натижасида системада динамик мувозанат вужудга келади. Унда юқори частотали тебранишнинг ҳарбир даври ичидаги конденсаторнинг зарядланиши ва зарядсизланиши бир хил бўлиб қолади. Натижада чиқишдаги кучланиш деярли ўзгаришсиз бўлади. Унинг ўзгариши конденсатор кучланишининг пульсланиши билан белгиланади ва катталиги $R_n C$ — занжирнинг вақт доимийсига боғлиқ бўлади.

Юқори частотали тебраниш даврига нисбатан занжирнинг вақт доимийси қанча катта, яъни $R_n C \gg \frac{1}{f_0} = T_0$ бўлса, конденсаторнинг зарядсизланиш вақти шунча катта бўлади ва чиқиш кучланиши ўзгармас қийматга эриша бошлайди.

Детекторга модуляцияланган юқори частотали тебраниш таъсир этганда ҳам юқорида кўрилган жараён-



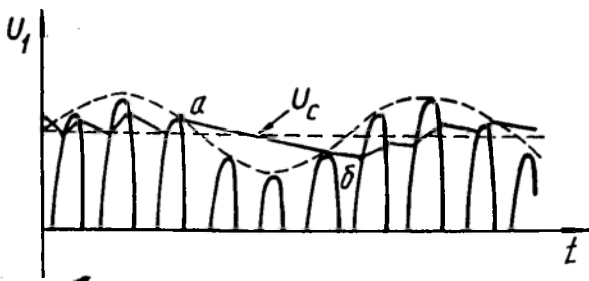
4.27- расм. Диодли детекторда амплитудавий модуляцияланган тебранишни детекторлаш.

лар содир бўлади. Лекин чиқиш кучланишида ўзгармас ташкил этувчи токдан ташқари, юқори частотали тебранишнинг қопловчи чизиғига мос келувчи ўзгарувчан ташкил этувчиси ҳам ҳосил бўлади (4.27- расм).

Чизиқли детекторлаш режимида схема элементлари нотўғри танланган бўлса, чиқиш кучланишида бузилиш ҳосил бўлади. У 4.28- расмда кўрсатилган. «а» нуқтага-ча бўлган жараёнларда конденсатор кучланиши кириш кучланишининг қопловчи чизиғи қонунини такрорлайди. Лекин «аб» қисмда конденсатор кучланиш ўзгаришини сезмай қолади ва бузилиш вужудга келади. Унинг ҳосил бўлмаслиги учун ҳамма вақт диод ёпиқ бўлганда конденсатор кучланишининг ўзгариш тезлиги кириш кучланиши қопловчи чизиғи ўзгариш тезлигидан етарлича

катта бўлиши керак, яъни $\left| \frac{dU_c}{dt} \right| \gg \frac{dU_1}{dt}$

Бошқача қилиб айтганда, детекторнинг нагрузкаси юқори частотали тебраниш учун инерциал, паст частотали тебраниш учун эса, инерциал бўлмаслиги керак. У қуйидагича ифодаланади:



4.28- расм. Детекторлашда чиқиш кучланишининг бузилиши.

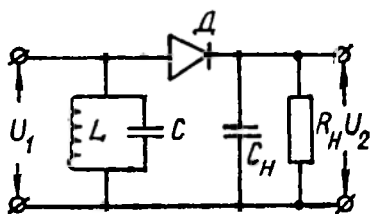
$$T_{\omega} \ll \tau \ll T_{\Omega} \quad (4.45)$$

Бунда T_{ω} — ташувчи тебранишнинг даври,
 T_{Ω} — модуляцияловчи тебраниш даври,
 $\tau = R_n C$ — нагрузка занжирининг вақт доимийси.

Диодли детекторнинг параллель схемаси 4,25 б- расмда кўрсатилган. Ундаги физик жараёнлар кетма-кет детектордагидан кўп фарқ қилмайди. Асосий фарқи шуки, схемадаги конденсатор фақат нагрузка резистори орқали эмас, балки схема киришидаги тебраниш контури (расмда кўрсатилмаган) орқали ҳам зарядсизланади. Ундан ташқари, диод нагрузка резисторига параллел бўлгани учун ундаги кучланиш чиқиш кучланиши билан бир хил бўлади. Бу деган сўз занжир чиқишида фақат модуляцияловчи тебранишнинг кучланиши эмас, юқори частотали тебранишнинг кучланиши ҳам кузатилади (4.27- расм). Шунинг учун радиоприемникларда диодли детекторнинг параллель схемаси қўлланилса, спектрдаги юқори ва қуйи частотали тебранишларни ажратиш чораси кўрилиши зарур бўлади.

4.18. Частотавий модуляцияланган тебранишлар детектори

Частотавий модуляцияланган (ЧМ) тебранишларни детекторлаш ҳам чизиқли бўлмаган занжирларда амалга оширилади. Лекин чизиқли бўлмаган элементлар фақат амплитуда ўзгаришларинигина сезиб, частота ўзгаришларини қайд этмаганликлари учун ЧМ тебранишларни детекторлаш занжирида шундай элемент бўлиши керакки, унинг чиқиш кучланиши вақт бўйича модуля-

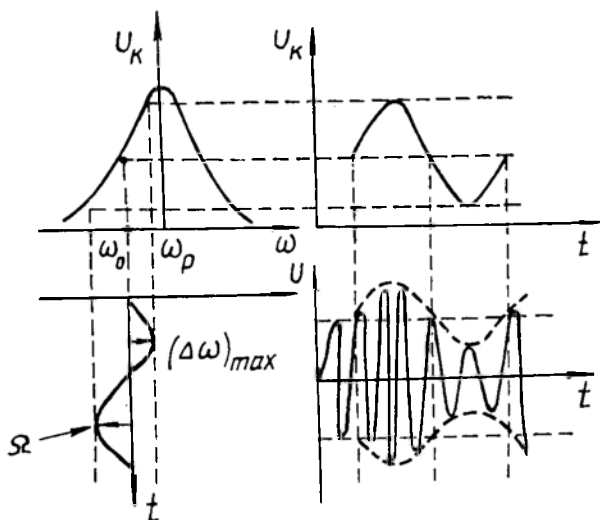


4.29- расм. Контури созланмаган детектор.

цияловчи тебраниш қонуни бўйича ўзгариб, ташувчи тебранишнинг частотасига боғлиқ бўлмаслиги керак. Бундай занжирлар частотавий детекторлар деб аталади. Уларга тебраниш контури созланмаган детектор ва частотавий дискриминаторлар мисол бўлади.

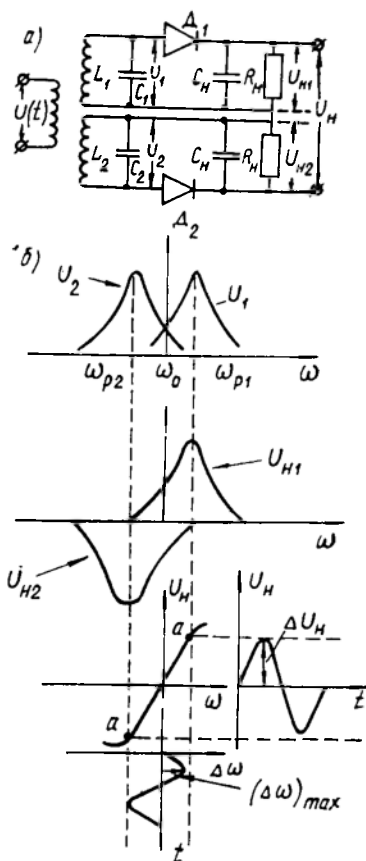
4.29- расмда тебраниш

контури созланмаган детекторнинг содда схемаси кўрсатилган. У тебраниш контури ва диодли детектордан ташкил топган. Агар тебраниш контури ЧМ тебранишнинг ташувчи частотаси ω_0 га созланган бўлса, контурдаги потенциал тушуви деярли ўзгармас бўлади ва схема чиқишида детекторлаш эффекти кузатилмайди. Шунинг учун ω_0 резонанс чизигининг ё ўсиш, ёки пассив қисмига тўғри келадиган қилиб танланади (созланмаган контур). Натижада кириш сигнали частотасининг ўзгариши билан контурдаги потен-



4.30- расм. Контури созланмаган детекторнинг ишлаши.

циал тушуви ҳам ўзгариб боради, яъни частота ўзгариши амплитуда ўзгаришига олиб келади. Демак, ЧМ тебраниш ҳам амплитудавий, ҳам частотавий модуляцияланган тебранишга айланади (4.30-расм). У диодли детекторда детекторланади. Бу детекторнинг сифатли ишлаши учун тебраниш контурининг асслиги анча катта бўлиб, ЧМ тебранишнинг ($\Delta\omega$) тах частота девиацияси резонанс чизиғининг тўғри чизиқли қисмига мос келиши керак. Лекин бу шарт етарли даражада бажарилмайди. Шунинг учун детекторда чизиқли бўлмаган бузилишлар жуда кўп бўлади. Бу камчиликдан қутилиш учун контури соzланмаган детектордан иккитаси битта схемага бирлаштирилади (4.31-расм). Уни частота фарқлагичи ёки частотавий дискриминатор деб аталади. Биринчи контур ω_0 ташувчи частотадан каттароқ, частотага, II контур эса, ундан кичикроқ частотага соzланади. R_H резистордан олинadиган U_{H1} ва U_{H2} чиқиш кучланишлари, мос равишда, кириш кучланишлари U_1 ва U_2 га мутаносиб бўлиб, ўзаро қарама-қарши фазада ўзгаради. Шунинг учун қурилманинг чиқиш кучланиши $U_H = U_{H1} - U_{H2}$ га тенг бўлади. U_H нинг частотага боғлиқлик графиги детекторнинг харктеристикаси ҳисобланади. Унинг қандай бўлиши 4.31 б-расмда кўрсатилган (а—а чизиқ). Детектор характеристикасининг тиклик



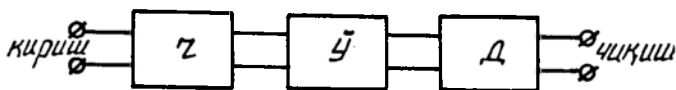
4.31-расм. Частотавий дискриминаторнинг схемаси (а) ва ишлаш графиги (б).

коэффициенти унинг асосий параметри ҳисобланади:

$$S_H = \frac{dU_H}{d\omega}$$

Демак, ҳар бир частотавий детектор икки қисмдан ташкил топади: ЧМ тебранишни амплитудавий модуляцияланган тебранишга айлантирувчи қурилма ва амплитудавий детектор.

Шуни айтиш керакки, частотавий детекторнинг чиқиш кучланиши фақат частота ўзгаришларигагина эмас, балки кириш сигналининг амплитудасига ҳам боғлиқ. Бунга зарарли халақитлар сабаб бўлади. Уни йўқотиш учун ЧМ тебранишлар детекторга берилишидан олдин амплитудавий чеклагичдан ўтказилади. Умумий ҳолда частотавий детекторнинг таркибий схемаси амплитудавий чеклагич — ўзгартгич — амплитудавий детектордан иборат бўлади. (4.32- расм).



4.32- расм. Частотавий детекторнинг таркибий схемаси:

Ч — амплитудавий чеклагич, Ў — ўзгартгич,

Д — амплитудавий детектор.

4.19. Фазавий детектор

Фазавий модуляцияланган тебранишларни детекторлаш икки гармоник тебранишни ўзаро солиштиришга асослангандир. Бунда иккинчи (аниқ) тебраниш *таянч тебраниши* деб аталади.

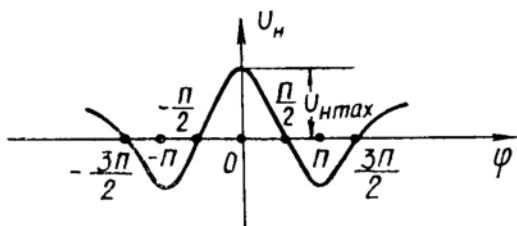
Чиқиш кучланиши икки гармоник тебраниш фазалари фарқига боғлиқ бўлган қурилма *фазавий детектор* деб аталади. У ҳам чизиқли бўлмаган занжирдир. Унинг киришига иккита гармоник тебраниш

$$U_1 = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \text{ ва } U_2 = U_{m2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (4.47)$$

таъсир этса, (4.9 б) формулага биноан комбинацион частотали ташкил этувчилар ҳосил бўлади. Улар орасида $\omega_1 - \omega_2$ частотали тебраниш ҳам бўлади. Шунинг учун чиқиш кучланиши қуйидагича ифодаланади:

$$U_H(t) = K_\Phi U_{m1} U_{m2} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)] \quad (4.48)$$

Бунда, K_Φ — детектор схемасига боғлиқ бўлган узатиш коэффициенти



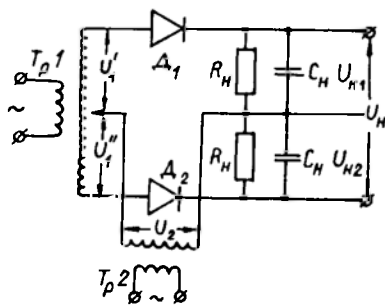
4.33- расм. Детекторлаш характеристикаси.

Агар (4.47) кириш кучланишларининг частоталари ўзаро тенг ($\omega_1 = \omega_2$) бўлса, (4.48) чиқиш кучланиши фақат уларнинг бошланғич фазаларининг фарқи $\varphi_1 - \varphi_2$ га боғлиқ бўлади. Агар $\omega_1 \neq \omega_2$ бўлса, у оний фазалар фарқи $\omega_1 t - \omega_2 t$ га ҳам боғлиқ ўзгаради. Демак, фазавий детекторнинг чиқиш кучланиши солиштирилаётган тебранишлар фаза фарқининг оний қийматига мутаносиб ўзгаради. У детекторнинг детекторлаш характеристикасини ташкил қилади: $U_n = f(\varphi)$, бунда φ — фазалар фарқи (4.33- расм).

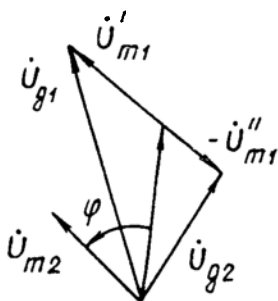
Фазавий детекторнинг асосий параметрлари бўлиб характеристиканинг тиклик коэффиценти $S_\phi = \frac{dU_n}{d\varphi_{\max}}$ ва кучланиш бўйича узатиш коэффиценти ҳисобланади. У сон жиҳатдан чиқиш кучланиш максимал қийматининг кириш кучланиши амплитудасига нисбатига тенг:

$$K_\phi = \frac{U_{n \max}}{U_{m1}}$$

Булардан ташқари қурилманинг кириш ва чиқиш қаршилиги, бузилишлар катталиги фазавий детекторнинг асосий параметрларидир. Фазавий детекторлардан энг кенг қўлланиладигани икки тактли — қўш елкали (балансли) фазавий детектордир (4.34- расм). У иккита диодли амплитудавий детекторнинг қарама-қарши йўналишда



4.34- расм. Икки тактли фазавий детектор.



4.35- расм. Фазавий детекторнинг вектор диаграммаси.

$$U_{g1} = U'_1 + U_2 \quad \text{ва} \quad U_{g2} = U_2 - U'_1$$

Бу кучланишларнинг амплитуда қийматларини 4.35-расмда кўрсатилган вектор диаграммадан аниқлаш мумкин. Уларнинг модули қуйидагича бўлади:

$$\left. \begin{aligned} U_{g1} &= \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + 2U_{m1}U_{m2}\cos\varphi} \\ U_{g2} &= \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 - 2U_{m1}U_{m2}\cos\varphi} \end{aligned} \right\} \quad (4.49)$$

Шунга кўра натижавий чиқиш кучланишининг амплитудаси амплитудавий детекторларнинг чиқишидаги кучланиш амплитудаси $U_{n1} = K_g U_{g1}$ ва $U_{n2} = K_g U_{g2}$ ларнинг айирмасига тенг: $U_n = K_g (U_{g1} - U_{g2})$. Бунда K_g — амплитудавий детекторнинг узатиш коэффициенти.

В 6 0 6

АКТИВ ЧИЗИҚЛИ БУЛМАГАН СИСТЕМАЛАР

5.1. Сигналларни кучайтириш. Электрон кучайтиргичлар

Техникада кам энергия сарф қилган ҳолда манбаларнинг катта энергиясини бошқариш жараёни кенг тарқалган. Унда ҳам бошқарувчи, ҳам бошқарилувчи энергия механик, ёруғлик, иссиқлик, электр ва бошқа тур табиатга эга бўлиши мумкин.

Агар энергияни бошқариш узлуксиз, бир меъёрда ва ўзгариш қонуни сақланган ҳолда бўлса, уни *кучайтириш*

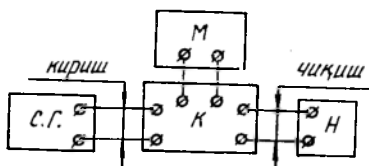
жараёни деб аталади. Уни амалга оширувчи қурилма эса, *кучайтиргич* дейилади.

Энергия турига қараб кучайтиргичлар электр, механик, иссиқлик ва бошқа тур кучайтиргичларга бўлинади. 5.1-расмда кучайтириш жараёнининг асосий қисмлари кўрсатилган.

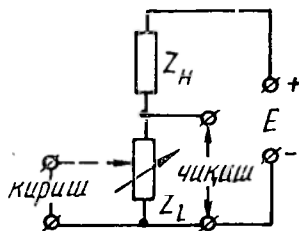
Кучайтиргичнинг сигнал таъсир этадиган занжири *кириш занжири* ёки *кириш* деб, кучайиб чиққан сигнал бериладиган қурилма эса, *ташқи нагрузка* — *истеъмолчи* деб аталади. Кучайтиргичнинг (ташқи) нагрузка уланадиган занжири *чиқиши занжири* ёки *чиқиш* деб аталади.

Кучайтиргичлар ичида электр сигнали кучайтиргичлари энг кўп тарқалган бўлиб, уларда бошқарувчи ва бошқарилувчи энергия электр энергиясидан иборат бўлади. Бу кучайтиргичлар электрон, электромеханик, магнит ва бошқа тур кучайтиргичларга бўлинади. Улардан электрон кучайтиргичлар универсаллиги, қатор сифатли характеристикаларга эга бўлиши билан бошқа кучайтиргичлар устун туради. Шунинг учун улардан жуда кўп радиоэлектрон ва бошқа масалаларни ҳал қилишда кенг фойдаланилади. Қўлланиладиган ўрни, вазифаси ва бошқа белгиларига қараб жуда кўп турдаги электрон кучайтиргичлар ишлаб чиқарилади ва турлича номлар билан юритилади.

Кучайтириш жараёнини 5.2-расмда кўрсатилган схема ёрдамида тушунтириш мумкин. Унда ўзгармас E ток манбаи билан кетма-кет қилиб икки қаршилик — Z_1 (бошқарилувчи) ва Z_H (ўзгармас) уланган. Z_H қаршилик *нагрузка қаршилиги* деб аталади. Z_1 чизиқли бўлмаган актив элемент қаршилиги бўлиб, занжирнинг *киришига* (пунктир чизиқ) бошқарувчи кучланиш ёки ток таъсир этганда катта-



5.1-расм. Кучайтириш жараёнининг умумий таркиби. М—манба, С.Г.—сигнал генератори, К—кучайтиргич, Н—нагрузка (истеъмолчи).



5.2-расм. Кучайтириш схемасининг 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_n қаршилиқда ажраладиган қувват ортади. Шунга кўра, бошқарувчи элементнинг вазифаси ўзгармас ток манбаи энергиясини Z_n нагрузка қаршилигига узатилишини тартибга солишдан иборатдир. Одатда бу жараён жуда катта тезликда ўтади. Шунинг учун Z_i жуда кичик инерцияли элемент бўлиши керак. Энг содда ҳолда Z_i вазифасини кўп электродли электрон лампа ёки ярим ўтказгичли триод бажаради.

Шундай қилиб, кучайтириш физикавий жараён бўлиб, кам қувватли манба ёрдамида катта қувватли манба энергияси бошқарилишидан иборатдир. Бу катта қувватли манба энергиясининг кам қувватли сигналга узатилишига мос келади. Шунга кўра кучайтиргич катта қувватли манба энергиясини кам қувватли сигналга узатилишини амалга оширувчи қурилмадир.

Агар сигнал қувватининг ортишида унинг шакли сақланса, кучайтириш *чиқиқли* деб, акс ҳолда эса, *чиқиқли бўлмаган кучайтириш* деб аталади.

Шуни ёдда тутиш керакки, кучайтиргич таъсир этувчи тебраниш амплитудасини ошириб берадиган жуда кўп қурилмалардан тубдан фарқ қилади. Масалан, юксалтирувчи трансформаторнинг иккиламчи чўлғамининг кучланиши бирламчи чўлғамининг кучланишидан катта бўлади; якка контурда резонанс вақтида реактив элементидаги кучланиш ёки ток асклик (Q) марта ортади ва ҳ.к. Лекин уларда чиқиш қуввати кириш қувватидан ҳамма вақт кичик бўлади. Шунинг учун уларни кучайтиргич дейиш мумкин эмас.

Умуман ҳар бир кучайтиргич учта асосий қисмга эга:

1. Бошқарувчи (кучайтирувчи) инерцион бўлмаган элемент;

2. Ўзгармас ток манбаи;

3. Нагрузка — истеъмолчи.

Қолган барча қисмлар ёрдамчидир. Бунда нагрузка кучайиб чиққан сигнални ажратиб олса, ёрдамчи қисмлар — кучайтиргичнинг у ёки бу иш режимини ҳосил қилади.

Бошқарувчи элемент турига қараб кучайтиргичлар лампавий ёки яримўтказгичли (транзисторли), нагрузканинг турига қараб эса, аperiодик ёки танловчи кучайтиргичларга ажратилади.

Танловчи кучайтиргичларда нагрузка вазифасини тебраниш контурлари бажаради. Агар у якка тебраниш контуридан иборат бўлса, кучайтиргич резонанс кучайтиргич деб, боғланган тебраниш контури бўлса, ўзгармас соҳали кучайтиргич деб аталади.

Резонанс кучайтиргичлар турли частотали сигналлар спектридан якка ёки жуда кичик частота соҳасига тўғри келадиган тебранишларни кучайтириб беради. Бу хусусият унинг *частота танлаш хусусияти* деб аталади.

Ўзгармас соҳали кучайтиргичлар деярли тўғри тўрт бурчак шаклига яқин ўтказиш соҳасига эга. Шунинг учун улар сигнал спектридаги тебранишларнинг маълум частота оралиғини кучайтириб беради.

Апериодик кучайтиргичларда нагрузка вазифасини резонанс хусусиятига эга бўлмаган элементлар — резистор, дроссель, трансформатор ва бошқалар бажаради. Шунга кўра улар нагрузканинг турига мос номлар билан юритилади. Масалан, резисторли кучайтиргич, дросселли кучайтиргич ва бошқалар. Резисторли кучайтиргичлар реостат кучайтиргич, сиғим боғланишли кучайтиргич ёки RC — кучайтиргич деб ҳам аталади.

Кучайтириладиган сигнал частотасининг абсолют қийматига қараб кучайтиргичлар паст частотали, юқори частотали ва ўзгармас ток кучайтиргичи деган турларга ажратилади.

Паст частотали кучайтиргичлар товуш диапазонидаги тебранишларнинг $f_k - f_{\text{ю}}$ ишчи частота оралиғини бир меъёрда кучайтириш учун хизмат қилади, яъни уларнинг асосий хислати $f_{\text{ю}}/f_k$ частота нисбатининг етарлича катта бўлишидир. Бу тур кучайтиргичларга апериодик кучайтиргичлар мисол бўлади.

Юқори частотали кучайтиргичлар юқори частотали сигналларнинг якка ёки частоталарнинг кичик оралиғини кучайтириш учун хизмат қилади. Уларга резонанс ёки ўзгармас соҳали кучайтиргичлар мисол бўлади.

Ўзгармас ток, аниқроғи, суст ўзгарувчи ток ёки кучланиш кучайтиргичлари паст частотали кучайтиргичнинг бир кўриниши бўлиб, уларда кучайтириладиган сигнал частотаси нолга яқин бўлади. Кучайтиргичлар ўтказиш соҳасининг кенглигига, сигналнинг шаклига ва бошқа белгиларига қараб ҳам турларга ажратилиши мумкин.

Умуман олганда ҳамма кучайтиргичлар сигналнинг қувватини ошириш учун хизмат қилади яъни барча тур кучайтиргичлар *қувват кучайтиргичларидир*. Лекин кўп ҳолларда кучайтиргичнинг ишини баҳолаш учун унинг чиқишидаги ток ёки кучланишнинг қиймати катта аҳамиятга эга бўлади. Шунинг учун улар шартли равишда кучланиш, ток ва қувват кучайтиргичларига бўлинади. Қувват кучайтиргичлари кучайтириш босқичининг охирги поғонасига тўғри келади. Шунинг учун улар *охирги каскад, чиқиш каскади* каби номлар билан ҳам аталади.

5.2. Кучайтиргичларнинг асосий характеристика ва параметрлари

Кучайтиргичларнинг турлари кўп бўлишига қарамай, улар умумий характеристика ва параметрларга эга. Асосий параметрлардан бири кучайтириш коэффициентидир. У кучайтиргич чиқишида қайси бир катталик (ток, кучланиш ёки қувват) асосий бўлишига қараб аниқланади ва мос ном билан аталади. Масалан, чиқиш кучланишнинг кириш кучланишига нисбати

$$K_U = \frac{U_2}{U_1} \quad (5.1a)$$

кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти дейилса, чиқиш токининг кириш токига нисбати

$$K_I = \frac{I_2}{I_1} \quad (5.1б)$$

ток бўйича кучайтириш коэффициенти деб аталади.

Қувват бўйича кучайтириш коэффициенти эса, кучайтирилаётган сигналнинг чиқиш қувватининг кириш қувватига нисбати кўринишида аниқланади:

$$K_P = \frac{P_2}{P_1} \quad (5.1в)$$

Амалда кучланиш бўйича кучайтириш коэффициентидан кенг фойдаланилади. Шунинг учун уни оддий қилиб кучайтириш коэффициенти деб аталади ва «U» белги тушириб ёзилади.

Умуман олганда кучайтиргичнинг чиқиш кучланиши кириш кучланишидан фақат амплитуда қиймати билан эмас, балки фазаси билан ҳам фарқ қилади. Шунинг

учун кучайтириш коэффициентни комплекс катталиқ бўлиб, частотага боғлиқ миқдордир.

$$\dot{K}(\omega) = K(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)} \quad (5.2)$$

Унда, $K(\omega)$ — кучайтириш коэффициентининг модули.

$\varphi(\omega) = \varphi_2 - \varphi_1$ — кириш ва чиқиш кучланишлари орасидаги фаза фарқи. Қўпинча кучайтириш коэффициентни «бел» деган бирликда ўлчанади. Бир «бел» кучайтириш деганда чиқиш ва кириш қувватлари нисбатининг ўнли логарифмаси бирга тенг бўлган катталиқ тушунилади, яъни нисбатнинг абсолют қиймати 10:1 дир.

Қувват бўйича кучайтириш коэффициенти белларда қуйидагича ифодаланади:

$$K_p [\text{бел}] = \lg \frac{P_2}{P_1} = \lg K_p \quad (5.3a)$$

«Бел» жуда катта миқдор ҳисобланади. Шунинг учун амалда ундан ўн марта кичик миқдор — децибел ишлатилади:

$$K_p [\text{дБ}] = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 10 \lg K_p \quad (5.3б)$$

(5.3б) формула асосида ток ва кучланиш бўйича кучайтириш коэффициентларининг децибелларда ўлчанган ифодасига ўтиш мумкин:

$$\begin{aligned} K [\text{дБ}] &= 20 \lg \frac{U_2}{U_1} = 20 \lg K \\ K_I [\text{дБ}] &= 20 \lg \frac{I_2}{I_1} = 20 \lg K_I \end{aligned} \quad (5.3в)$$

Бунда қувватнинг ток ёки кучланишнинг квадратиға мутаносиб бўлиши ҳисобга олинган.

Кучайтириш коэффициенти «непер» деган катталиқда ҳам ўлчанади. У кучайтириш коэффициентининг натурал логарифми орқали ифодаланишидир:

$$K [\text{непер}] = \ln \frac{U_2}{U_1} = \ln K \quad (5.4a)$$

Кучайтириш коэффициентининг децибел ва неперда ўлчанган қийматлари орасидаги боғланиш мавжуд:

$$\left. \begin{aligned} K [\text{дБ}] &\cong 8,7 K [\text{непер}] \\ K [\text{непер}] &\cong 0,115 K [\text{дБ}] \end{aligned} \right\} \quad (5.4б)$$

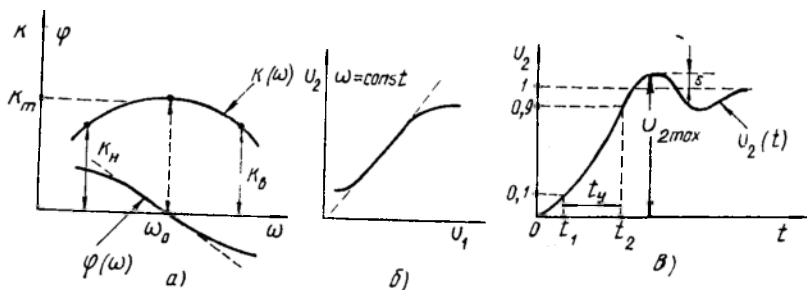
Кучайтиргичларнинг характеристикалари тўрт гуруҳга ажратилиши мумкин. Биринчи гуруҳга кучайтиришдаги сигнал шаклининг бузилишини ифодаловчи характеристикалар киради. Улар кучайтириш жараёнида сигнал шаклининг бузилиш даражасини баҳолаш ёки бузилишсиз кучайтириш хусусиятини белгилаш имконини беради.

Иккинчи гуруҳ характеристикалар кучайтириш схемасидан сигнал бузилмай ўтиши учун кучайтиргичнинг параметрлари қандай бўлиши зарурлигини ифодалайди.

Учинчи гуруҳ характеристикалар сигнални кучайтириш жараёнида унга бўладиган зарарли таъсирларни ифодалайди.

Тўртинчи гуруҳ характеристикалар кучайтириш схемаси хусусиятлари ва кучайтирувчи элемент иш режимини характерлаб беради.

Бу характеристикалардан биринчи ва иккинчи гуруҳ характеристикалари энг катта аҳамиятга эга. Улар кучайтиргичнинг ўтиш ва стационар характеристикаларидир (5.3- расм).



5.3- расм. Кучайтиргичнинг стационар (а ва б) ва ўтиш (в) характеристикаси.

Идеал кучайтиргичда чиқиш кучланишининг шакли кириш кучланишининг шакли билан бир хил бўлади ва стационар характеристикалар (5.3 а, б- расм, пунктир чизиқ) тўғри чизиқли боғланишни беради. Реал кучайтиргичларнинг характеристикалари ҳамма вақт тўғри чизиқли боғланишдан четлашади. У кучайтиргичда содир бўладиган бузилишларни ифодалайди. Бузилишларни баҳолаш учун спектраль усулдан фойдаланиб, кучай-

тиргичнинг кириш ва чиқиш сигналини гармоник ташкил этувчилар йиғиндисидан иборат деб қараш керак.

Агар кучайтиргичнинг чиқиш кучланишининг спектри унинг кириш кучланиши спектрига мос тушса, сигнал бузилмаган бўлади. Бунда:

1) чиқиш кучланиши спектрида янги гармоник ташкил этувчилар ҳосил бўлмайди;

2) чиқиш ва кириш сигналининг мос гармоник ташкил этувчилари амплитудаларининг нисбати бир хил қийматли бўлади;

3) кириш ва чиқиш сигнали мос гармоник ташкил этувчилари фазалари бир хил бўлади.

Агар бу шартлардан бирортаси бажарилмай қолса, кучайтиргич сигнални бузиб кучайтирган бўлади.

Кучайтиргичлардаги бузилишлар чизиқли ва чизиқли бўлмаган бузилишга бўлинади. Чизиқли бузилишлар частотавий, фазавий ва ўтиш бузилишларига ажратилади ва мос номли характеристикалар орқали ифодаланади. Чизиқли бўлмаган бузилишлар эса, кучайтиргичнинг амплитудавий характеристикаси орқали аниқланади.

Гармоник ташкил этувчиларининг бирдай кучайтирилмагани сабабли сигнал шаклининг бузилиши частотавий бузилишлар деб аталади. Улар частотавий характеристиканинг ишчи частота диапазонидаги нотекислиги билан характерланади.

Ишчи частота диапазони деганда шундай частоталар оралиғи тушуниладики, бу оралиқда кучайтириш коэффициентининг ўзгариши олдиндан белгиланган чегаравий K_n ва K_v қийматидан камайиб кетмайди (5.3-расм).

Частотавий бузилишлар M^* — *частотавий бузилишлар коэффициент*и орқали ифодаланади. У кучайтириш коэффициентининг максимал қийматини берилган частотадаги кучайтириш коэффициентига нисбати кўринишида аниқланади:

$$M^* = \frac{K_{\max}}{K} \quad (5.5a)$$

Частотавий бузилишлар коэффициентига тескари бўлган миқдор *характеристиканинг нотекислик коэффициенти* деб аталади:

$$M = \frac{1}{M^*} = \frac{K}{K_{\max}}. \quad (5.56)$$

Частотавий бузилишлар коэффицентининг энг катта қиймати кучайтиргичнинг қандай мақсадда қўлланишига боғлиқ. Масалан, радиоэшиттириш мақсадида ишлатиладиган кучайтиргичларда у (2÷4) дБ, электрон ўлчов асбоблари кучайтиргичларида эса, децибелнинг юздан бир улуши тартибда бўлади.

Мураккаб сигнал ташкил этувчилари фазасининг кучайтиргичдан вақт бўйича бир хил силжймай ўтиши натижасида чиқиш сигнали шаклининг ўзгариши *фазавий бузилишлар* деб аталади ва кучайтиргичнинг фазавий характеристикаси орқали характерланади.

Шуни айтиш керакки, одамнинг қулоғи сигналнинг ташкил этувчиларида ҳосил бўладиган фаза ўзгаришларини сезмайди. Шунинг учун сигнал шаклининг фазавий бузилишлар ҳисобига ўзгаришини одам сезмайди. Шу сабабли паст частотали кучайтиргичларда фазавий бузилишлар ҳисобга олинмайди. Телевизор ва осциллографларнинг трубкаларида ҳамда айрим ўлчов асбоблари кучайтиргичларида фазавий бузилишлар катта таъсирга эга. Чунки бунда экрандаги тасвир ўзининг ҳақиқий ифодасидан четлашади. Шунинг учун бу қурилмаларда фазавий бузилишларнинг қатъий чегараси белгилаб қўйилади. Масалан, осциллограф трубкаларда у 4°—5° дан ортмаслиги керак.

Кучайтиргичларнинг схемасидаги реактив элементлар унинг ўтиш характеристикасининг ўзгаришига олиб келади. Бу ўзгариш ўтиш бузилишлари орқали ифодаланади ва икки хилга бўлинади: сигнал фронти ва чўққисининг бузилиши.

Замонавий кучайтиргичларда сигнал олди фронтининг тикланиши унинг давом этиш вақтига нисбатан жуда қисқа вақт ичида юз беради. Шунинг учун кучайтиргичдаги ўтиш бузилишларини аниқлаш учун унинг ўтиш характеристикасининг вақт ўқини даражалаш турлича қилиб олинади. Масалан, сигнал фронтининг бузилишларини аниқлашда вақт ўқининг даражаланиши узайтирилган ҳолда олинса, сигнал чўққисининг бузилишини аниқлашда вақт ўқининг даражаланиши жуда қисқартирилган ҳолда олинади. Биринчи ҳолда характеристика *қисқа вақтлар ўтиш характеристикаси* дейилса, иккинчи ҳолда у *узайтирилган вақтлар ўтиш характеристикаси* деб аталади. Сигнал фронтининг тик-

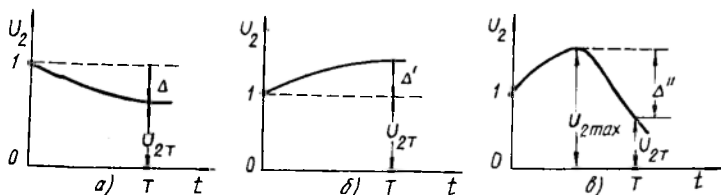
ланиш вақти t_1 ва четлашиш δ деган катталиклар орқали ифодаланади (5.3-в расм).

Импульс фронтининг тикланиш вақти деганда чиқиш кучланиши ўз қийматининг 0,1 улушидан 0,9 улушигача ўсишга эришиш учун кетган вақти тушунилади:

$$t_y = t_2 - t_1.$$

δ четлашиш ўтиш характеристикасидан сигнал максимал ординатасининг олди фронти тиклангандан кейинги ординатаси фарқи кўринишида аниқланади: $\delta = U_{2\max} - 1$ ва фойзларда ёки нисбий қиймат кўринишида ифодаланади.

Импульс чўққисининг бузилиши унинг тепа қисмининг импульс узилиш (туғаш) вақтидаги қийматидан оғиши билан белгиланади. 5.4-расмда кўрсатилган узоқ вақтлар ўтиш харктеристикасидан улар қуйидагича аниқланади:



5.4-расм. Нормаллашган узайтирилган вақтлар ўтиш характеристикаси.

$\Delta = 1 - U_{2T}$ — пасайиш,

$\Delta' = U_{2T} - 1$ — кўтарилиш,

$\Delta'' = U_{2\max} - U_{2T}$ — ўзгариш амплитудаси.

Сигнал шаклининг спектрда янги гармоник ташкил этувчиларнинг ҳосил бўлишига боғлиқ бузилишлари *чизиқли бўлмаган бузилишлар* деб аталади. Унинг ҳосил бўлишига сабаб кучайтиргичнинг схемасида чизиқли бўлмаган харктеристикали элементлар (электрон лампа лар, транзисторлар ва бошқалар)нинг мавжудлигидир. Кучайтиргичдаги чизиқли бўлмаган бузилишлар унинг амплитудавий характеристикаси орқали ифодаланади.

Идеал кучайтиргичнинг амплитудавий характеристикаси координат бошидан ўтувчи тўғри чизиқдан иборат бўлади (5.3 б- расм, пунктир чизиқ). Реал кучайтиргичда у координат бошидан эмас, балки чиқиш кучланиши-

нинг бирор қийматидан бошланади ва юқори қисмида тўғри чизиқдан четлашади. Ана шу четлашув кучайтиргичдаги чизиқли бўлмаган бузилишни ифодалайди. Унинг қандай ҳосил бўлишини кучайтирувчи элементнинг динамик характеристикасидан аниқлаш мумкин.

Амплитудавий характеристиканинг пастки қисми кучайтиргичнинг ички шовқинларининг сатҳи билан чегараланади. Чунки реал кучайтиргичларда кириш кучланиши берилмаганда ҳам чиқишда маълум миқдор кучланиш кузатилади. У кучайтиргичдаги шовқиннинг сатҳини белгилаб беради.

Шовқиннинг сатҳи кучайтиргичнинг ишини характерловчи асосий катталиклардан бири бўлиб, унинг сезгирлигини белгилайди. Кучайтиргичнинг сезгирлиги деганда, чиқиш кучланиши кузатилиши мумкин бўлган кириш сигналининг амплитуда қиймати тушунилади.

Шовқин сатҳининг катталиги шовқин коэффиценти орқали аниқланади. Унинг катталиги бир хил шароитда ишловчи реал кучайтиргич шовқин қувватининг шовқинсиз кучайтиргичнинг шовқин қувватига нисбати кўринишида аниқланади:

$$F_{ш} = \frac{P_{ш}}{P'_{ш}} \quad (5.6)$$

Унда, $P_{ш}$ — реал кучайтиргичнинг шовқин қуввати,
 $P'_{ш}$ — шовқинсиз (идеал) кучайтиргичнинг шовқин қуввати.

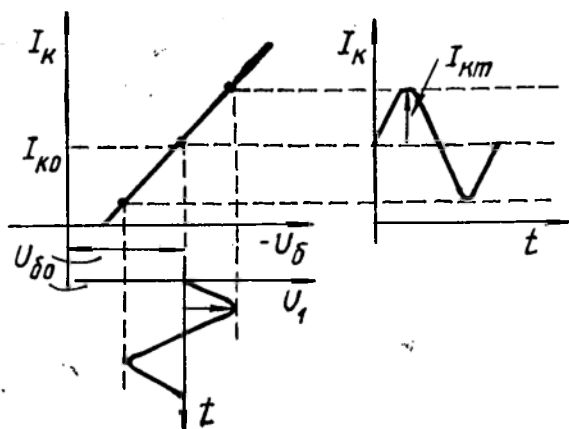
Амплитудавий характеристиканинг тўғри чизиқли қисми *кучайтиргичнинг динамик кучайтириш диапазони* деб аталади:

$$D = 20 \lg \frac{U_{\max}}{U_{\min}} [\text{дБ}] \quad (5.7)$$

Динамик кучайтириш диапазонининг юқори чегараси чизиқли бўлмаган бузилишлар ҳосил бўладиган кучланишнинг $U_{\max}$ қиймати билан, қуйи чегараси эса, кучайтиргичнинг ички шовқинининг сатҳи $U_{\min}$ билан чегараланади. Унинг кенглиги кучайтирувчи элемент характеристикасининг тўғри чизиқли қисми билан аниқланади. Бу қисм қанча катта бўлса, кучайтиргичнинг динамик кучайтириш диапазони шунча кенг бўлади.

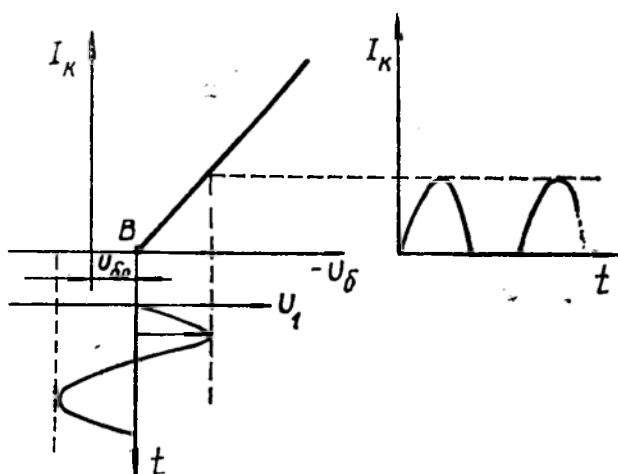
5.3. Кучайтиргичнинг иш режимлари

Кучайтиргичларнинг бошқарувчи элементи чизиқли бўлмаган элемент бўлгани учун кучайтириладиган сигнал бузилишга учрайди. Чизиқли бўлмаган бузилишларнинг бўлиши ёки бўлмаслиги сигнал амплитудасининг катталигига ва бошланғич ишчи нуқтанинг нагрузка чизигида танланиш ўрнига боғлиқ. Шунга кўра уларнинг иш режими 3 та асосий турга эга: А, В ва С режимлар. Кучайтиргичнинг бу иш режимлари *кучайтириш синфлари* деб ҳам аталади. Улар гармоник тебранишлар учун сон жиҳатдан кесиш бурчаги орқали характерланади.



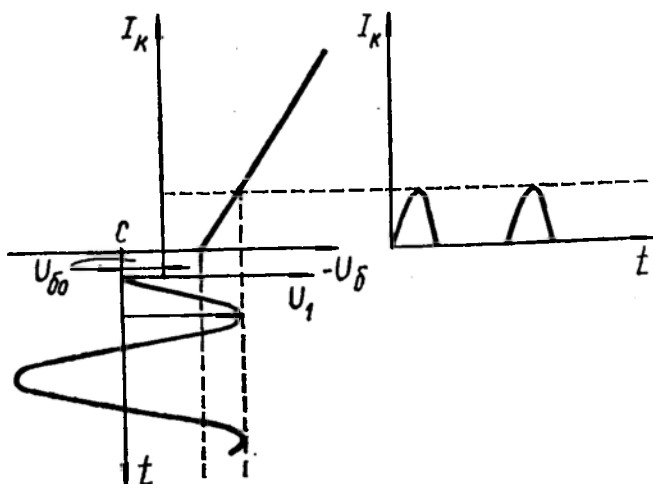
5.5- расм. Кучайтиргичнинг А иш режими.

Кучайтиргичнинг А иш режимида бошланғич ишчи нуқта кучайтирувчи элемент динамик характеристикасининг тўғри чизиқли қисмига жойлашган бўлиб, кириш кучланишининг таъсири давомида шу қисмдан чиқиб кетмайди. Бу 5.5- расмда биполяр транзисторнинг УЭ уланиш схемасининг ўтиш характеристикаси мисолида тасвирлаб берилган. Ундан коллектор токи ўзгаришининг кириш кучланишига мос бўлиши, амплитудасининг I_{K0} ўзгармас ташкил этувчи токдан кичиклиги кўринди. Шунинг учун кесиш бурчаги $\Theta = 180^\circ$ бўлиб, чиқиш сигналининг шакли кириш сигналикни билан мос ту-



5.6- расм. Кучайтиргичнинг В иш режими.

шади, яъни чизиқли бўлмаган бузилишлар кузатилмайди. А — режимда кучайтиргичнинг киришига сигнал таъсир этса ва этмаса ҳам манбадан кўп энергия сарф бўлади, чунки I_{K0} ток катта қийматга эга. Шунинг учун



5.7- расм. Кучайтиргичнинг С иш режими.

бу режимнинг фойдали иш коэффициенти жуда кичик ($\eta < 50\%$). Бу унинг камчилигидир.

В иш режимда бошланғич ишчи нуқта ўтиш характеристикасининг бошланиш нуқтасида (очишиш потенциалга тенг) жойлашган бўлади (5, 6-расм). Шунинг учун ўзгармас ташкил этувчи $I_{ко}$ ток нольга тенг (идеал ҳолда) бўлиб, кириш сигналининг ярим даврларидагина транзистордан ток ўтади ($\Theta = 90^\circ$). Натижада кучайтиргичнинг фойдали иш коэффициенти 80% гача етади. Лекин чизиқли бўлмаган бузилишлар жуда катта бўлади.

Кучайтиргичнинг фойдали иш коэффициентини янада орттириш учун С иш режимга ўтилади. Унда бошланғич ишчи нуқта ёпилиш потенциалдан ҳам ичкарироқда танланади (5.7-расм, С нуқта). Сигнал таъсир этмаса, кучайтирувчи элемент тўлиқ ёпиқ ҳолатда бўлади. Сигнал таъсир эттирилганда эса, элементдан ток ярим даврнинг бир қисмидагина ўтади ($\Theta < 90^\circ$). Шунинг учун чизиқли бўлмаган бузилишлар В иш режимидан кўра кўпроқ бўлади.

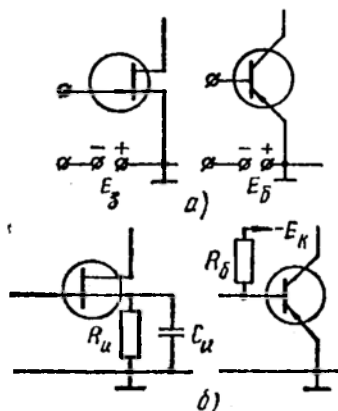
Шуни айтиш керакки, импульс сигналларини кучайтиришда кучайтирувчи элементнинг Д иш режим деган режимдан фойдаланилади. Унда кучайтирувчи элемент ё кесиш, ёки тўйиниш ҳолатида бўлади. Кесиш ҳолатида элементдан ўтувчи ток нольга тенг бўлса, тўйиниш ҳолатида — чиқиш кучланишининг ўзгариши нольга тенг бўлади. Шунинг учун Д режим электрон калит режими бўлиб, фойдали иш коэффициенти бирга яқиндир.

5.4. Кучайтириш режимларини ҳосил қилиш

Кучайтиргичнинг бирор иш режимини жорий қилиш учун кучайтирувчи элементнинг электродларига тегишли ўзгармас кучланишларни бериш керак. Бунда кучайтирувчи элемент электродларига берилган кучланишнинг абсолют қиймати эмас, балки унинг электродлараро нисбий қиймати катта аҳамиятга эга бўлади.

Динамик характеристикада ишчи нуқтанинг ўрнини белгиловчи кучланиш *силжитиш кучланиши* деб аталади. У икки хил усулда — ўзгармас ток манбаи ёрдамида ёки автоматик усулда (СТОК ёки коллектор манбаи ҳисобида) ҳосил қилинади.

Силжитиш кучланиши ҳосил қилишнинг биринчи усулида кучайтирувчи элементнинг кириш занжирига



5.8- расм. Силжитиш кучланишини ҳосил қилиш.

(затвор ёки базара) сигнал манбаи билан кетма-кет қилиб ўзгармас ток манбаи уланади (5.8 а-расм). Унинг афзаллиги схеманинг соддалиги ва силжитиш кучланишининг доимийлигидир. Аммо алоҳида ўзгармас ток манбаининг қўлланилиши бу усулнинг камчилигидир. Чунки кучайтириш каскадларининг сони ортиши билан манбалар сони ҳам ортиб борадики, бу ноқулайдир. Ундан қутулиш учун иккинчи усулдан кенг фойдаланилади. Лекин уни фақат кучайтиргичнинг А иш

режимидагина қўллаш мумкин.

Униполяр транзисторнинг затворида автоматик силжитиш кучланишини ҳосил қилиш учун унинг исток занжирига R_n резистор уланади (5.8 б- расм). Уни *силжитиш қаршилиги* деб аталади.

Сток токининг I_0 ўзгармас ташил этувчиси R_n резистордан ўтганда истокда $U_n = I_{co} \cdot R_n$ га тенг потенциал тушуви ҳосил бўлади ва унинг потенциали умумий симга нисбатан мусбатроқ бўлиб қолади. Лекин электродларнинг потенциали истокка нисбатан аниқлангани учун затвор потенциалини ана шу потенциал ташуви қадар манфий ($U_n = -U_{zo}$) деб қараш керак.

Демак, сток манбаи энергияси ҳисобига затворда силжитиш кучланиши ҳосил бўлади. Шунинг учун уни *автоматик силжитиш* деб аталади.

Кучайтиргичнинг киришига сигнал берилганда транзистордан ўзгармас ташкил этувчи ток билан бир қаторда ўзгарувчан ток ҳам ўта бошлайди. Натижада R_n резисторда ўзгарувчан кучланиш ҳам ҳосил бўлади. У затворга тескари ишора билан узатилгани учун кириш сигналининг таъсирини ўзгартиради. Ундан қутулиш учун R_n резистор етарлича катта сифимли C_n конденсатор билан шунтланади:

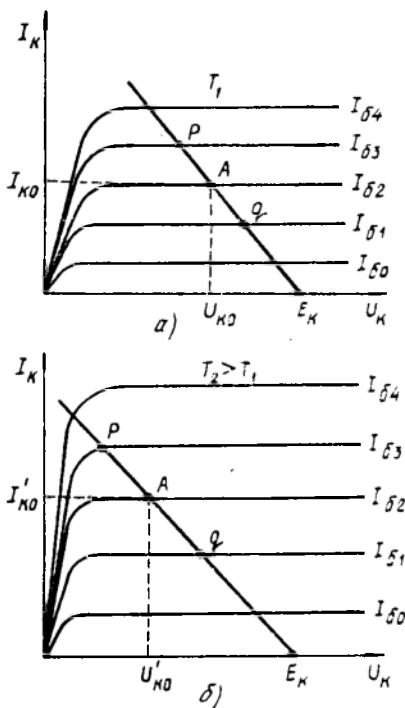
$$R_n \ll \frac{1}{\omega_n C_n}$$

Бу тенгсизлик сигнал спектридаги энг кичик частотали тебраниш учун ўринли бўлиши шарт.

Биполяр транзисторли схемаларда автоматик силжитиш кучланишини ҳосил қилиш бирмунча мураккаб. Унда автоматик силжитиш занжири бир вақтда икки вазифани — силжитиш кучланишини ҳосил қилиш ва термостабиллаш вазифаларини бажаради.

Умумий эмиттерли кучайтириш схемасида транзистор актив режимда ишлаши учун эмиттер ўтишига тўғри, коллектор ўтишига эса, тескари йўналишда кучланиш берилиши керак. Шунинг учун $p-n-p$ турли транзисторда база потенциали нолга тенг бўлганда эмиттерга мусбат ва коллекторга манфий кучланиш берилади. Уни жорий қилиш учун эса, коллектор манбаи билан база оралиғига R_6 резисторни улаш етарлидир (5.8 б-расм). База токининг ўзгармас қиймати учун R_6 резисторнинг кагталигини $U_{\delta 3} =$

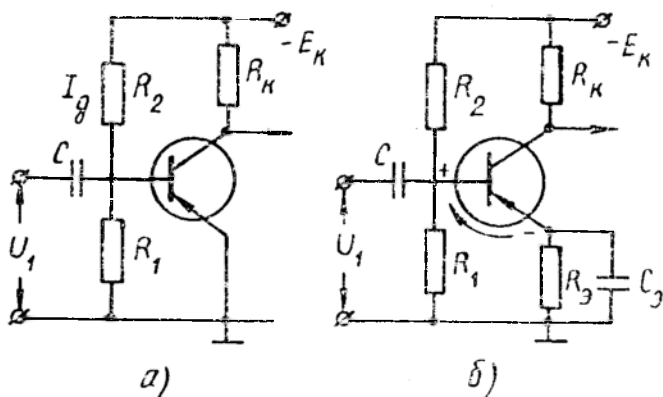
$-E_k + R_6 I_3$ ифодадан аниқлаш мумкин. Лекин транзисторларнинг параметрлари бир хил қилиб ишлаб чиқарилмаслиги, уларнинг ташқи муҳит ҳароратига кучли боғлиқ бўлиши ва бошқа сабаблар $I_6 = \text{const}$ усулдан фойдаланиш имконини бермайди, яъни бу режим тургун эмас. Масалан, ҳарорат ортиши билан транзисторнинг токлари (I_6 , I_3 , I_k), жумладан, коллектор токининг ўзгармас ташкил этувчиси I_{k0} ортади. Натижада нагрузка чизиги ўзгариб, кучайтиргичнинг иш режими бузилади. У 5.9-расмда кўрсатилган. Унда ишчи нуқтанинг ўрни ўзгаришсиз қолиши учун схемага



5.9- расм. Транзистор иш режими-нинг муҳит ҳароратига боғлиқлиги.

қўшимча элементлар киритилиши керак. У термостабиллаш занжири деб аталади. Термостабиллаш занжири фақат ишчи нуқтанинг ўрнини сақлайди, параметрлар ўзгаришига эса, таъсир этмайди.

Транзисторнинг стабил иш режимини ҳосил қилишнинг усуллари жуда кўп. Шулардан бири база потенциалини кучланиш бўлгичи орқали олишдир (5.10 а-расм). Унда $U_{бэ}$ кучланишга база токининг таъсирини йўқотиш учун R_1 ва R_2 резисторларнинг катталигини $I_g \gg I_б$ шарт бажариладиган қилиб танлаш керак. Ана шунда ташқи ҳарорат ўзгарса ҳам, транзистор алмаштирилганда ҳам база потенциали ўзгаришсиз қолади. Лекин $I_g \gg I_б$ тенгсизлик бажарилиши учун $R_1 R_2$ кучланиш бўлгичининг қаршилигини кичрайтириш керак. Бунда схеманинг кириш қаршилиги кичрайиб, манба токининг сарф бўлиши ортади. Шунинг учун иш режим танлашнинг бу усули ҳам рационал эмас.



5.10- расм. Транзисторнинг иш режимини ҳосил қилиш турлари.

Транзистор иш режими стабил бўлишини таъминлашнинг энг кенг тарқалган усулларида бири эмиттер занжирига $R_э$ ва $C_э$ элементларни улашдир (5.10б-расм). Унда кучланиш бўлгичининг қаршилигини камайтириш талаб қилинмайди.

Эмиттер-база оралиғининг $U_{бэ}$ кучланиши фақат $U_б$ база кучланиши билан эмас, балки эмиттер кучланиши билан ҳам аниқланади ва катталиги R_1 , R_2 , $R_э$ резисторларга боғлиқ бўлади.

Кириш сигналининг таъсири йўқ вақтда E_k манба таъсирида транзистор электродларида тегишли ўзгармас кучланишлар ҳосил бўлади ва коллектор занжиридан $I_{к0}$, база занжиридан $I_{б0}$, эмиттер занжиридан $I_{э0}$ ўзгармас тоқлар ўтиб туради. Шунда ташқи муҳит ҳарорати ўзгарса, масалан, ҳарорат кўтарилса, бу тоқлар ҳам ортади. Натижада база-ер, эмиттер-ер ва коллектор-ер ораллиғидаги кучланишлар ўзгаради. Лекин транзистор учун бу кучланишлар ўзгаришининг абсолют қиймати эмас, балки нисбий қиймати катта аҳамиятга эга. Шунинг учун $R_1 R_2$ кучланиш бўлгичининг қаршилиги кичик бўлса, база тоқининг $\Delta I_{б0}$ ўзгариши база-ер кучланишига кам таъсир этади ($\Delta U_{б0} = 0$). Лекин эмиттер тоқининг ўзгариши R_3 резисторда катта кучланиш тушуви ҳосил қилади ва у тескари ишора билан базага узатилади. Бу эмиттер $p-n$ ўтишининг ёпилишига, яъни эмиттер тоқининг камайишига олиб келади. Натижада коллектор тоқи стабилланади. Бунда R_3 резисторнинг қаршилиги қанча катта бўлса, унинг стабиллаш таъсири шунча кучли бўлади. Лекин R_3 нинг ортиши E_k манба энергиясининг сарф бўлишини ортиради. R_1 ва R_2 резисторларнинг қаршилигини ҳам жуда кичик қилиб олиш мумкин эмас. Чунки у кучайтиргичнинг кириш қаршилигини шунтлаб, яна энергия сарф бўлишини ортишига олиб келади. Одатда $R_1 \gg 10 R_{кир}$ қилиб олинади.

Умуман термостабиллаш занжирининг элементларини қуйидаги муносабатлар асосида танлаш мумкин:

$$R_3 = \frac{E_k - U_{к0} - I_{к0} R_k}{I_{э0}}; \quad R_1 = \frac{E_k}{I_{э0} (m-1)};$$

$$R_2 = \frac{E_k R_3}{(m-1)(E_k - I_{э0} R_3)} \quad (5.8)$$

Бунда $m = 1 + \frac{R_3}{R_1}$ — кириш қаршилигига боғлиқ коэффициент,

$$R_1' = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \text{ — эквивалент кириш қаршилиги.}$$

Умумий эмиттерли схема учун $m=2 \div 5$ қилиб олинади.

Кучайтиргичнинг киришига сигнал берилганда эмит-

тер токининг ўзгарувчан ташкил этувчиси ҳосил бўлади. Унинг R_3 резистордаги потенциал тушуvidан қутилиш учун эмиттерга C_3 конденсатор киритилади:

$$\frac{1}{\omega_n C_3} \ll R_3$$

5.5. Кучланиш кучайтиргичларини текшириш усуллари

Кучланиш кучайтиргичлари кучайтириш поғонасининг охирига каскади учун зарур бўлган миқдордаги кучланишни ҳосил қилади. Уларга қўйиладиган асосий талаб кириш занжири қаршилигининг етарлича катта бўлиши ва кам сонли кучайтириш поғонасида энг катта кучайтириш коэффициентига эришишдир. Бу талаблар кучайтиргичнинг бошқарувчи элементини улаш усулини танлаш йўли билан амалга оширилади. Масалан, биполяр транзисторлар умумий эмиттерли, униполяр транзисторлар умумий истоки ва ҳ.к. қилиб уланади.

Умуман олганда кучланиш кучайтиргичлари мураккаб қурилмадир. Уларни текшириш усули схемадаги элементлар характеристикасининг математик аппарати билан белгиланади. Танланган усул ҳарбир хусусий ҳолда схемадаги актив ва-passив элементларнинг фақат кўрилаётан шароитдаги иш режиминигина ифода-лайди.

Кўпинча кучланиш кучайтиргичларида актив ва-passив элементлар чизиқли режимда ишлайди. Шунинг учун қурилманинг кириш ва чиқиш кучланишлари орасидаги боғланиш чизиқли бўлади. Унда кучайтиргич чизиқли занжир бўлиб, чизиқли тенгламалар орқали ифодаланади.

Кучайтириладиган сигнал спектрининг ташкил этувчиларига қараб кучланиш кучайтиргичлари қуйидаги усуллар билан текширилади:

1. Частотавий усул.
2. Ўтиш характеристикалар усули.
3. Импульс характеристикалар усули.

Частотавий усул билан текширишда кириш сигнали гармоник ташкил этувчилар йиғиндисидан иборат деб қаралади. Улар кучайтиргичга таъсир этишидан етарлича узоқ муддат олдин бошланиб, доимий амплитуда, частота ва бошланғич фазага эга. Шунинг учун кучай-

тиргичнинг чиқиш сигнали турғун ҳолатдаги гармоник ташкил этувчилардан иборат бўлади. Уларнинг частотаси ўзгармаган ҳолда фақат амплитуда ва фазалари ўзгаришга учрайди. Бу ҳолда кучайтиргичнинг иши частотавий ва фазавий характеристикалар орқали ифодаланади.

Ўтиш характеристикалар усули билан текширишда кириш сигнали кучланиш сакрашларининг йиғиндисидан иборат деб қаралади. Бу сакрашлар бир-бирига нисбатан вақт бўйича силжиган бўлиб, катталиги «бирлик функция»ни сакраш баландлигига кўпайтирилганига тенг бўлади. Бу ҳолда кучайтиргичнинг хусусиятлари унинг ўтиш характеристикаси орқали ифодаланади.

Импульс характеристикалар усулида кириш сигнали чексиз қисқа вақт давом этадиган импульслар йиғиндисидан иборат деб қаралади. Унинг катталиги импульс юзаси билан «бирлик функция» нинг кўпайтмаси кўринишида аниқланади. Бунда кучайтиргичнинг иши унинг импульс характеристикаси орқали ифодаланади.

Кўпинча ўтиш ва импульс характеристикалари бирлаштирилиб, кучайтиргичнинг *вақт характеристикаси* деб аталади.

Кучайтиргичнинг частотавий ва вақт характеристикалари ўзаро узвий боғланган катталиклардир. Чунки улар бир кучайтиргичнинг у ёки бу хусусиятини ифодалайди. Шунинг учун юқорида келтирилган текшириш усуллари универсал бўлиб, кучайтиргичнинг хусусиятларини ўрганишда уларнинг истаган биттасидан фойдаланиш мумкин. Аммо кучайтиргичда гармоник сигналлар кучайтирилганда текшириш учун частотавий усул қулай бўлса, импульс сигналлар кучайтирилганда — вақт характеристикаларидан фойдаланиш қулайроқ бўлади.

Шуни айтиш керакки, юқорида келтирилган кучланиш кучайтиргичларини текшириш усулларида бевосита фойдаланишда маълум қийинчиликлар пайдо бўлади. Бу қийинчиликлар кучайтиргичда сигналнинг кучайтирилиши жараёнида кириш ва чиқиш кучланишларининг масштаби — катталиги ўзгаришига алоқадор. Бу ўзгаришларни эквивалент схемалар усули ёрдамида ҳисобга олишади. Унинг моҳияти шундан иборатки, кучайтиргичнинг бошқарувчи элементи ўзининг эквивалент схемаси билан алмаштирилади ва унга кучайтиргичнинг принципиал схемасига мос равишда пассив элементлар

қўшиб қўйилади. Натижада кучайтиргичнинг тўлиқ эквивалент схемаси ҳосил бўлади. Шундан кейин зажирларни ҳисоблаш усулларида биронтасини қўллаб, кучайтиргичнинг эквивалент схемаси текширилади ва кучайтириш коэффициенти, частотавий ва вақт характеристикалари топилади. Табиийки, кучайтиргични бу усулда текшириш учун кучайтирувчи элементнинг ўрнатилаётган кучайтириш режими учун эквивалент схемаси аниқланган бўлиши керак.

Эквивалент схема тузишнинг бир-биридан тубдан фарқ қиладиган икки усули мавжуд. Улардан бирида кучайтирувчи элемент чизиқли (актив) тўрт қутbli система билан алмаштирилса, иккинчисида у физикавий эквивалент схемалар билан алмаштирилади.

Эквивалент схема тузишнинг биринчи усулида кучайтирувчи элементнинг хусусиятлари схемадаги ток, кучланиш, қаршилиқ каби катталиклар орқали ифодаланади. Шунинг учун у кучайтириш каскадларининг ягона умумлашган эквивалент схемасини ҳосил қилиш ва бирдай текшириш имконини беради. Лекин бунда (актив) тўрт қутbli система электр схемасининг қандай бўлиши ифодаловчи тенгламалар системасининг танланишига боғлиқ бўлиб, кучайтирувчи элементдаги физик жараёнларни бевосита акс эттирмайди. Бу усул кучайтиргичнинг кўп турларини умумлаштириб текшириш имконини берса ҳам, бир кучайтиргични ҳар томонлама текшириш учун тўғри келмайди.

Эквивалент схема тузишнинг иккинчи усули бу камчиликдан холис бўлиб, кучайтирувчи элементнинг электр хусусиятларини етарлича аниқлик билан ифодалаб беради. Физикавий эквивалент схемалар кучайтиргич схемасидаги маълум физик жараёнларни ҳисобга олган ҳолда тузилади. Кучайтирувчи элементни турлича электр схемалар билан моделлаштириш мумкин бўлгани учун физикавий эквивалент схемалар ҳам турлича бўлади. Уларнинг ҳар бири ўзига хос физик параметрлар орқали характерланади.

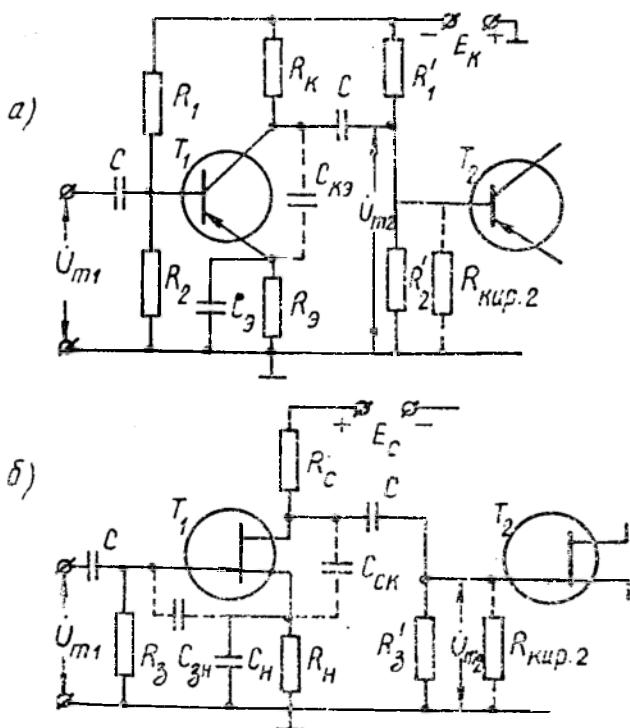
Физикавий эквивалент схемаларнинг асосий афзаллиги шундаки, уларнинг параметрлари кучайтирувчи элементнинг параметрларига боғлиқ бўлади ва ишлатаётган элементнинг хусусиятларини тўла акс эттиради. Лекин бунда кучайтирувчи элементлари турлича бўлган бирхил турдаги кучайтириш каскадларининг хусусиятларини умумлаштириш мумкин эмас. Чунки ҳар-

бир ҳолда кучайтиргичнинг бошқарувчи элементи турлича физик жараёнлар билан ҳаракатланади.

5.6. RC — кучайтиргич

RC — кучайтиргич паст частотали сигналнинг кучла-
нишини оширувчи кучайтиргичдир. Унда нагрузка си-
фатида резистор қўлланилгани учун уни *резисторларда*
тузилган кучайтиргич ёки қисқача *RC — кучайтиргич*
дейилади. Унинг кучайтириш хусусиятлари кенг частоталар
оралиғида сигнал частотасига боғлиқ эмас.

5.11-расмда биполяр ва униполяр транзисторда ту-
зилган RC — кучайтиргичнинг принципиал схемаси кўр-
сатилган. Ундаги актив элементлар турли хил вазифа-
ни бажаради. Масалан, актив занжирлардан C_3 , R_3 ,



5.11-расм. RC — кучайтиргич: а — биполяр транзис-
торда; б — униполяр транзисторда.

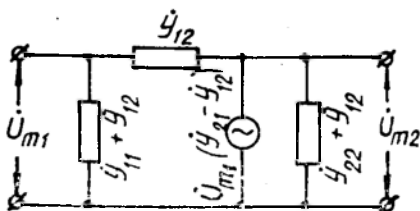
$C_n R_n$ ва $R_1 R_2$ кучайтиргичнинг ўзгармас ток бўйича, қолган элементлар эса, ўзгарувчан ток бўйича иш режими белгилайди.

Кучайтириш жараёнида бошқарувчи элементнинг чиқишида (коллекторда, стокда) катталиги ўзгарувчан кучланиш катталигига яқин бўлган ўзгармас кучланиш мавжуд бўлади. Бу кучланиш кейинги кучайтириш каскадининг кириш занжирига узатилса, унинг ўзгармас ток бўйича иш режими бузилади. Бундан қутилиш учун кучайтириш каскадларининг орасига конденсатор уланади. Уни *ажратувчи конденсатор* (C) деб аталади. У ўзгарувчан ташкил этувчи бўйича кучайтиргичнинг чиқишини кейинги каскаднинг кириши билан боғлайди, ўзгармас ташкил этувчи токни эса ўтказмайди. Шунга кўра RC — кучайтиргич *сиғим боғланишли кучайтиргич* деб ҳам аталади.

Кучайтиргичнинг иш режими схемадаги зарарли элементларга ҳам боғлиқ. Улар асосан кучайтирувчи элементнинг электродлараро сиғимидан, монтажнинг C_m сиғимидан ва кейинги кучайтириш каскадининг кириш сиғимидан иборатдир. Кучайтиргичнинг хусусиятларини ўрганишда улар албатта ҳисобга олиниши зарур.

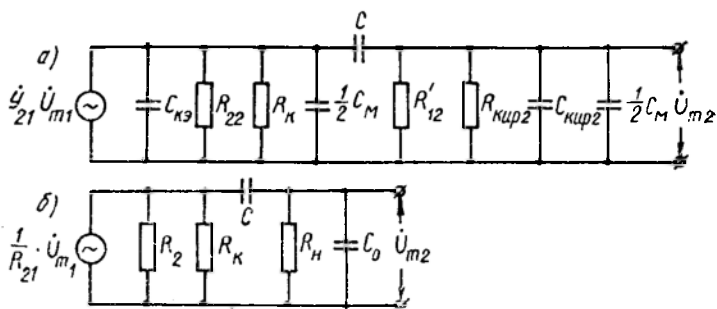
Кучайтиргичнинг стационар характеристикаларини аниқлаш учун кучайтириш коэффициентининг схема параметрлари орқали қандай ифодаланишини билиш керак. Уни кучайтиргичнинг эквивалент схемаси ёрдамида топилади.

Қўпинча биполяр транзисторли кучайтиргичнинг асосий параметрларини аниқлашда Y — параметрлардан фойдаланиш қулай бўлади. Y транзисторнинг Π — симон эквивалент схемаси орқали ифодаланади (5.12-расм). Умумий ҳолда Y — параметрлар комплекс катталик бўлиб, (3.28) тенгламалар орқали аниқланади.



5.12-расм. Транзисторнинг Π — симон эквивалент схемаси.

Лекин кучайтиргичда кучайтириладиган сигнал паст частотали бўлса, унинг мавҳум қисмини ҳисобга олмаслик мумкин. Бундан ташқари, биполяр транзистор учун катта аҳамиятга эга бўлган ички тескари боғланишни ҳам ҳисобга ол-



5.13- расм. Биполяр транзисторли RC — кучайтиргичнинг тўлиқ (а) ва соддалаштирилган (б) эквивалент схемаси.

масак,, яъни $\dot{U}_{12}=0$ деб ҳисобласак, кучайтиргичнинг эквивалент схемаси содда ҳолга келади ва 5.13 а- расм кўринишида тасвирланади. Унда

$\dot{U}_{21} \dot{U}_{m1}$ — эквивалент ток генератори.

R_{22} — транзисторнинг чиқиш қаршилиги.

$R_{12} = \frac{R'_1 \cdot R_2}{R'_1 + R_2}$ — силжитиш занжирининг эквивалент қаршилиги,

C_m — монтажнинг зарарли сигими.

$C_{кэ}$ — коллектор-эмиттер ораллиғининг сигими.

$C_{кпр.2}$ — кейинги кучайтириш каскадининг кириш сигими

Агар ажратувчи конденсаторнинг сигими схемада қатнашадиган зарарли сигимдан етарлича катта бўлишини ҳисобга олсак, уларни параллель уланган деб бирлаштириш мумкин:

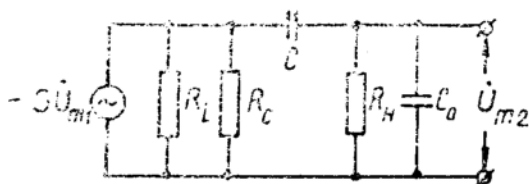
$$C_0 = C_m + C_{кэ} + C_{кпр.2}$$

Бундан ташқари, $R_{кпр.2}$ ва R'_{12} қаршиликларни

$$R_{н} = \frac{R_{кпр.2} \cdot R'_{12}}{R_{кпр.2} + R'_{12}}$$

деб бирлаштирилса, схема 5.13б- расмдаги каби содда кўринишга келади.

Униполяр транзисторли RC — кучайтиргичнинг эквивалент схемаси 5.14- расмда кўрсатилган. Унда ҳам ажратувчи конденсаторнинг сигими зарарли C_m , $C_{сн}$, $C_{кпр.2}$ сигимлардан етарлича катта бўлган учун $C_0 = C_m +$



5.14-расм. Униполяр транзисторли RC — кучайтиргичнинг эквивалент схемаси.

+ $C_{\text{си}} + C_{\text{кир.2}}$ ва $R_{\text{н}}$ $\frac{R_{\text{кир.2}} \cdot R_3'}{R_{\text{кир.2}} + R_3}$ соддалаштириш киритилган.

5.13 б ва 5.14-расмларда кўрсатилган эквивалент схемалар тузилиши жиҳатдан бир хилдир. Шунинг учун уларнинг узатиш коэффициентларининг умумий кўриниши ҳам бир хил бўлади. Уни Қирхгоф тенгламаларини ечиш ёки эквивалент генератор қондасини қўллаш йўли билан ҳисоблаш мумкин. У қуйидаги кўринишга эга:

$$\dot{K} = \frac{K_0}{a + j(\omega\tau_{\text{в}} - \frac{1}{\omega\tau_{\text{н}}})} \quad (5.9)$$

Унда,

$$a = 1 + \frac{R_{\text{эқв}}}{R_{\text{н}}} + \frac{C_0}{C}$$

$\tau_{\text{в}} = C_0 \cdot R_{\text{эқв}}$ — чиқиш (коллектор, сток) занжирининг вақт доимийси.

$\tau_{\text{н}} = CR_{\text{н}}$ — ўтиш занжирининг вақт доимийси.

— биполяр транзисторли схема учун:

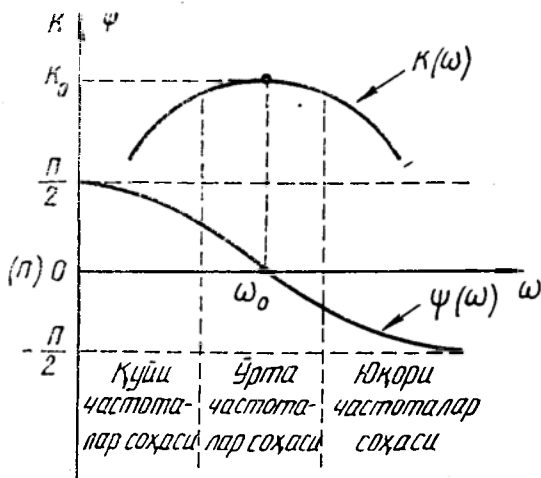
$$K_0 = -\frac{R_{\text{эқв}}}{R_{21}}; \quad \frac{1}{R_{\text{эқв}}} = \frac{1}{R_{\text{к}}} + \frac{1}{R_{22}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \quad (5.10\text{а})$$

— униполяр транзисторли схема учун:

$$K_0 = -SR_{\text{эқв}}; \quad \frac{1}{R_{\text{эқв}}} = \frac{1}{R_{\text{с}}} + \frac{1}{R_{\text{г}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \quad (5.10\text{б})$$

Одатда, барча схемалар учун $C \gg C_0$ ва $R_{\text{н}} \gg R_{\text{эқв}}$ тенгсизлик ўринли бўлгани учун $a \simeq 1$ деб олинади.

(5.9) ифоданинг модули кучайтиргичнинг частотавий характеристикасини, аргументи эса, унинг фазавий характеристикасини ифодаляйди:

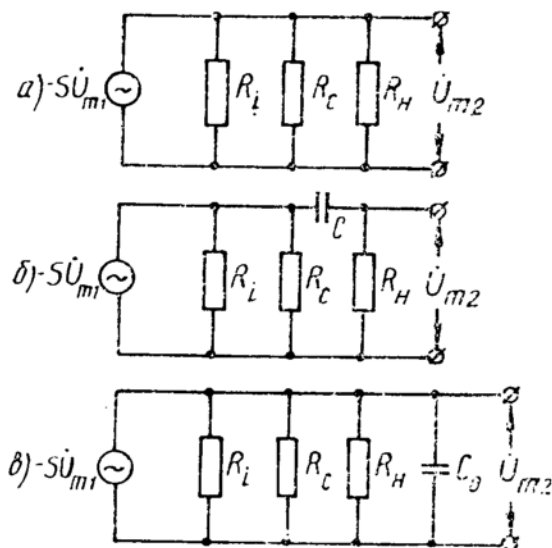


5.15- расм. RC — кучайтиргичнинг частотавий ва фазавий характеристикаси.

$$\left. \begin{aligned} K &= K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\omega\tau_B - \frac{1}{\omega\tau_H}\right)^2}} \\ \psi &= \psi(\omega) = \arctg\left(\frac{1}{\omega\tau_H} - \omega\tau_B\right) \end{aligned} \right\} \quad (5.11)$$

Уларнинг графиклари 5.15-расмда кўрсатилган. Унда фазавий характеристиканинг частота ўқи Π сатҳга тўғри келади. Чунки кучайтирувчи элементнинг чиқиш ва кириш кучланишлари орасидаги фаза фарқи 180° га тенгдир. (5.11) ифодадан кўринадики, кучайтириш коэффициенти ва фаза силжиши частотага боғлиқ катталикдир. Бу боғланишни қавс ичидаги ифода белгилайди ва у қандайдир ω_0 частотада нольга тенг бўлади. У ҳолда кучайтириш коэффициенти максимал қийматга эришиб, фаза силжиши нольга тенг бўлади. Бу схемадаги энергия тўловчи C ва C_0 элементларнинг таъсирлари ўзаро тенг ва қарама-қарши йўналишда бўлишини кўрсатади. Шунинг учун эквивалент схемаларда бу элементларни ҳисобга олмаслик мумкин (5.16-расм).

ω_0 частота *квазирезонанс частота* деб аталади ва қуйидагича аниқланади:



5.16- раом. Униполяр транзисторли RC — кучайтиргичининг ўрта (а), қўйи (б) ва юқори (в) частоталар сўҳаси учун эквивалент схемалари.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_n \tau_b}} \quad (5.12)$$

Сигнал частотаси квазирезонанс частотага нисбатан кичрайиши билан ($\omega < \omega_0$) $\omega \tau_b$ катталиқ нолга интилиб, $\frac{1}{\omega \tau_n}$ — ўсади. Шунинг учун (5.11) ифода соддалашиб, қўйидаги кўринишга келади:

$$\left. \begin{aligned} K_n &= \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega \tau_n}\right)^2}} \\ \psi_n &= \arctg \frac{1}{\omega \tau_n} \end{aligned} \right\} \quad (5.13)$$

Бу частота кичрайиши билан C ва C_0 сиғимларнинг ўтказувчанлиги кичрайишини ва C_0 сиғимнинг таъсирини ҳисобга олмаслик мумкинлигини кўрсатади (5.16 б- расм). Шунинг учун кучайтириш коэффициентининг кичрайиши ажратувчи конденсаторнинг ўтказувчанлигига боғлиқ бўлиб қолади. Сабаби R_c нагрузкадан

ажратиб олинадиган кучланиш ажратувчи конденсаторнинг қаршилигига ва R_n резисторга бўлинади. Частота кичрайиши билан ажратувчи сифим қаршилиги ортабошлайди ва ундаги потенциал тушуви ҳам ўсади. Натижа R_n резистордаги кучланиш камайиб, кучайтириш коэффициентининг кичрайишига олиб келади (Фаза силжишлари ортади).

Сигнал частотаси квазирезонанс частотага нисбатан ортса ($\omega > \omega_0$), 5.11-ифодадаги $\frac{1}{\omega\tau_n}$ катталнк кичрайиб, $\omega\tau_n$ катталнк ўсади. Шунинг учун у соддалашиб қуйидаги кўринишга келади:

$$\left. \begin{aligned} K_B &= \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_n)^2}} \\ \psi_B &= -\operatorname{arctg}\omega\tau_n \end{aligned} \right\} \quad (5.14)$$

Бу частота ортиши билан ажратувчи конденсаторнинг таъсири сусайиб, зарарли сифимларнинг таъсири ортишини кўрсатади (5.16 в-расм). Шунинг учун ажратувчи конденсаторнинг қаршилиги ҳисобга олинмайди. Бунда паразит сифимларнинг қаршилиги кичик бўлгани учун нагрузка резисторини шунтлай бошлайди. Натижада кучайтиргичнинг чиқишидаги натижавий эквивалент қаршилнк кичрайиб, чиқиш кучланишининг камайишига олиб келади ва кучайтириш коэффициенти кичраяди (фаза силжишлари ортади).

Шундай қилиб, кучайтиргичнинг частотавий ва фазавий характеристикасини урта частота соҳасига ажратиш мумкин (5.15-расм). 1. $\omega \simeq \omega_0$ — ўрта частоталар соҳаси. Бунда C ва C_0 сифимларнинг таъсири ҳисобга олинмайди, кучайтириш коэффициенти энг катта бўлиб, фаза силжишлари нолга яқин бўлади;

2. $\omega < \omega_0$ — қуйи частоталар соҳаси. Унда фақат ажратувчи конденсаторнинг таъсири ҳисобга олинади. Кучайтириш коэффициентининг кичрайишига (фаза силжишларининг ортишига) сифим қаршиликнинг ортиши сабаб бўлади.

3. $\omega > \omega_0$ — юқори частоталар соҳаси. Унда кучайтириш коэффициенти кичрайиши (фаза силжишининг ортиши)га зарарли сифимларнинг нагрузка резисторини шунтлаши сабаб бўлади.

Частотавий характеристиканинг нотекислик коэффициенти аниқлайлик. Қуйи частота соҳасида у (5.13)

ифодадан аниқланади ва кучайтиргичнинг ўтиш занжири билан характерланади:

$$M_H = \frac{K_H}{K_0} = \frac{K_H}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_H}\right)^2}} \quad (5.15)$$

Агар (5.15) ифодани фазавий характеристиканинг (5.13) ифодаси билан солиштирсак, бирор ω частотага тўғри келадиган характеристиканинг нотекислик коэффиценти билан оддий боғланишда эканини аниқлаш мумкин, яъни

$$M_H = \cos \psi_H \quad (5.16)$$

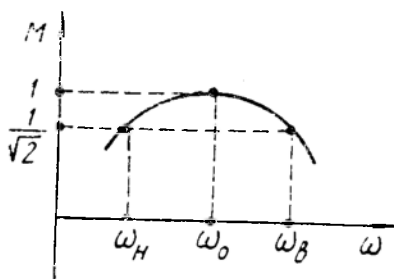
Демак, сигналнинг бирор частотадаги фаза силжишининг косинуси, шу частотага тўғри келадиган характеристиканинг нотекислик коэффицентиغا сон жиҳатдан тенг бўлар экан.

Худди шундай, кучайтиргичнинг юқори частота соҳаси учун характеристикасининг нотекислик коэффиценти ифодаси

$$M_B = \frac{K_B}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}} \quad (5.17)$$

ни (5.14) фазавий характеристика тенгламаси билан солиштириб

$$M_B = \cos \psi_B \quad (5.18)$$



5.17-расм. Нормаллашган частотавий характеристика.

эканини аниқлаш мумкин, яъни сигналнинг бирор частотадаги фаза силжишининг бурчак косинуси сон жиҳатдан шу частотадаги характеристика нотекислик коэффицентиغا тенг бўлади.

(5.16) ва (5.18) ифодалар частотавий бузилишлар кичик бўлса, фаза бузилишлари ҳам

кичик бўлишини кўрсатади.

5.17-расмда кучайтиргичнинг нормаллашган частотавий характеристикаси кўрсатилган. Ундан кучайтиргичнинг ўтказиш соҳасининг чегаравий частоталарини аниқлаш мумкин. Таърифга биноан ўтказиш соҳасининг қуйи частота чегараси

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_n}\right)^2}}$$

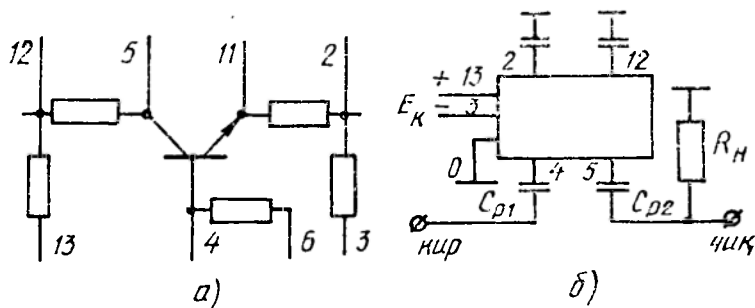
тенгликдан, юқори чегаравий частота эса,

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_n)^2}}$$

тенгликдан аниқланади ва қуйидагича бўлади:

$$\omega_n = \frac{1}{\tau_n} \quad \text{ва} \quad \omega_b = \frac{1}{\tau_b} \quad (5.19)$$

Демак, РС — кучайтиргичнинг ўтказиш соҳасининг қуйи частотаси ўтиш занжирининг вақт доимийсига, юқори частотаси эса, чиқиш занжирининг вақт доимийсига боғлиқ экан. Ўтказиш соҳасини кенгайтириш учун τ_n ни ортириш, τ_b ни эса, кичрайтириш лозим. Лекин уларни истаганча ўзгартиш мумкин эмас. Жуда кенг ўтказиш соҳасига эришиш учун махсус усулдан фойдаланилади.



5.18-расм. КР119УН1 микросхема (а) ва унда тузилган паст частотали кучайтиргич (б).

Юқорида кўрсатилган кучайтиргичлар дискрет элементлардан ташқари қиёсий ИМС да ҳам жорий қилинмоқда. 5.18-расмда энг содда шундай кучайтиргичлардан бири кўрсатилган. У паст частотали кучайтиргич бўлиб, КР119УН1 микросхемада жорий қилинган. Унда коллектор ва эмиттер резисторлари иккита резисторнинг кетма-кет уланишидан ташкил топган (Микросхеманинг 11 учидан фойдаланилмаган).

Шунин айтиш керакки, ИМСлар ёпиқ қобикда ишлаб

чиқарилгани учун универсал схемани ташкил қилади. Унда бир тур кучайтиргичнинг турли хил характеристика ва параметрларига эришиш чоралари кўрилган бўлади.

5.7. Юқори частотали кучайтиргичлар

Кўп ҳолларда юқори частотали кам қувватли тебранишларни бир неча ўн, ҳатто юз миллион марта кучайтириш талаб қилинади. Бундай тебранишларга радиоалоқада антенна орқали қабул қилинадиган сигналлар мисол бўлади. Уларни кучайтириш юқори частотали кучайтиргичлар ёрдамида амалга оширилади.

Қабул қилувчи антеннада фақат ягона радиостанциянинг сигнали 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 $\omega_1 \div \omega_2$ частота оралиғида ўзгармас (ёки деярли ўзгармас) бўлиши ва бу частота соҳасининг катталиғи $\Delta\omega$ ўртача частота $\omega = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$ дан етарлича кичик бўлиши керак. Бу шартнинг бажарилиши учун кучайтиргич нагрузка занжирининг кириш қаршилиғи $\omega_1 \div \omega_2$ частота соҳасида етарлича катта ва доимий бўлиши, ундан ташқарида эса, жуда кичик қийматгача камайиши керак. Бундай талабга юқори аслликка эга бўлган параллель тебраниш контури жавоб беради.

Нагрузкаси якка тебраниш контуридан иборат бўлган кучайтиргич *резонанс кучайтиргич* деб, нагрузкаси боғланган тебраниш контуридан иборат бўлган кучайтиргич эса, *ўзгармас соҳали кучайтиргич* деб аталади.

Юқори частотавий кучайтиргичларнинг хусусиятлари бошқарувчи элементнинг кириш ва чиқиш қаршилиғига жуда боғлиқ бўлади. Масалан, униполяр транзисторларнинг кириш ва чиқиш қаршиликлари нисбатан катта қийматга эга бўлгани учун уларда тузилган кучайтиргичларнинг нагрузка контури озроқ шунтланади ва

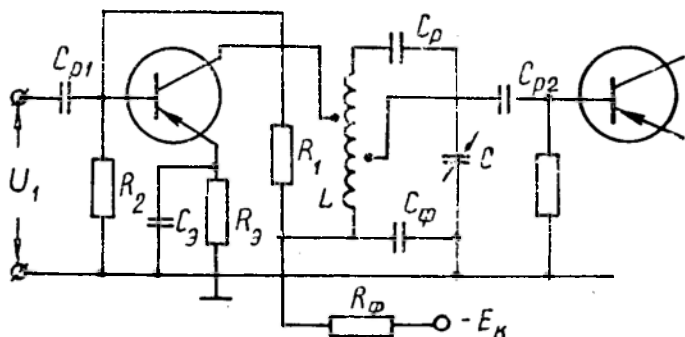
танлаш хусусиятини кам ўзгартиради. Лекин биполяр транзистор бошқарувчи элемент бўлиб хизмат қилса, унинг кириш ва чиқиш қаршиликлари кичик бўлгани учун нагрузка контури кучли шунтланади. Натижада кучайтиргичнинг танлаш қобилияти жуда сусайиб кетади. Ҳатто контур тўлиқ уланган бўлса, унинг частота танлаш хусусияти бутунлай йўқолиши ҳам мумкин. Шунинг учун юқори частотавий кучайтиргичларда нагрузка контурининг ўз контури ва кейинги каскаднинг транзистори билан боғланиши сусайтирилади. Уни тебраниш контурини нагрузка занжирига қисман улаш йўли билан амалга оширилади. Шунда бошқарувчи элементнинг кириш ва чиқиш занжирлари орасида ҳосил бўладиган ички тескари боғланиши ҳам сусаяди.

Контурларнинг қисман уланиш даражаси *трансформация коэффициенти* 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 контурини нагрузка занжирига қисман улашнинг қўш автотрансформатор ҳоли кенг тарқалган. У бошқарувчи элемент кириш ва чиқиш қаршиликларининг шунтлаш таъсирини камайтирибгина қолмай, энг катта кучайтиришга эришишда бу қаршиликларни бир-бирига созлаш имконини ҳам беради.

5.19-расмда биполяр транзисторли резонанс кучайтиргичнинг принципаал схемаси кўрсатилган. Унда нагрузка контури L индуктивлик ғалтаги ва C ўзгарувчан



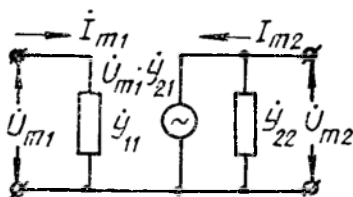
5.19-расм. Биполяр транзисторли резонанс кучайтиргичнинг принципаал схемаси.

конденсатордан ташкил топган. C_ϕ ва C_p конденсаторлар ёрдамчи элементлар бўлиб, уларнинг сиғими ўзгарувчан конденсаторнинг максимал сиғимидан етарлича катта қилиб олинади. Шунинг учун тебраниш контурининг резонанс частотаси L ва C контур элементларигагина боғлиқ бўлади. C_ϕ ва C_p конденсаторлар C ўзгарувчан конденсаторнинг қопламаларига ўзгармас кучланиш таъсир этмаслигини таъминлайди.

Қўпинча юқори частотали кучайтиргичларни ўрғанишда транзисторнинг Y — параметрларидан фойдаланиш қулай. Умумий эмиттерли уланиш схемасида Y_{11} , Y_{12} ва Y_{22} параметрларнинг реактивлиги сиғим табиати, Y_{21} параметрнинг реактивлиги эса, индуктив (манфий сиғим) табиатга эса:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}_{11} &= g_{11} + j\omega C_{11}; & \dot{Y}_{12} &= g_{12} + j\omega C_{12} \\ \dot{Y}_{21} &= g_{21} - j\omega C_{21}; & \dot{Y}_{22} &= g_{22} + j\omega C_{22} \end{aligned} \right\}$$

(g_{11} , g_{12} , g_{21} , g_{22} ва C_{11} , C_{22} , C_{21} , C_{12} — катталикларнинг қийматлари махсус китобларда келтирилган бўлади).

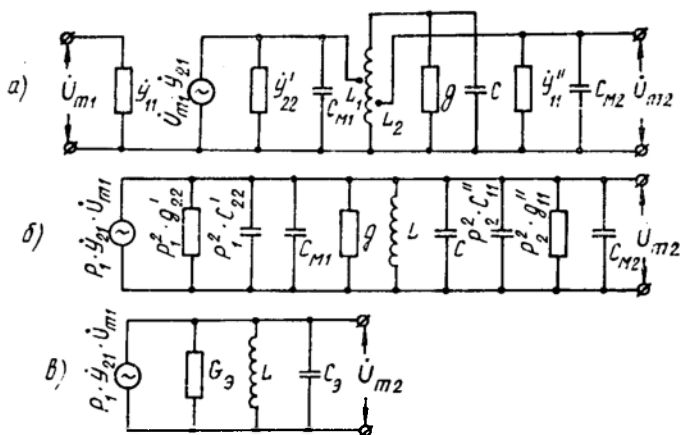


5.20-расм. Транзисторнинг П-симон эквивалент схемаси.

га транзисторнинг 5.20-расмда кўрсатилган П — симон эквивалент схемаси мос келади. (Унда ички тескари боғланиш ҳисобга олинмаган). Шунга кўра кучайтиргичнинг тўлиқ эквивалент схемаси 5.21 а-расм кўринишда бўлади. Ундаги «'» кўрсаткич кучай-

тиргичнинг бошқарувчи элементига тегишли катталикини, «''» кўрсаткич кейинги каскаднинг транзисторига тегишли катталикларни ифодалайди. (Схемада кучайтиргичнинг коллекторини ва кейинги каскаднинг базасини манба билан таъминлаш занжирлари элементларининг ўтказувчанликлари ҳисобга олинмаган).

Агар $\dot{Y}_{21} \cdot \dot{U}_{m1}$ эквивалент ток генераторини, транзисторнинг $\dot{Y}_{22}$ чиқиш ўтказувчанлигини ва кейинги каскад транзисторининг $\dot{Y}'_{11}$ кириш ўтказувчанлигини, P_1 ва P_2 трансформация коэффициентларини ҳисобга олган ҳолда тебраниш контурининг уланиш нуқталарига келтирилса, эквивалент схема 5.21б-расмда тасвирланган



5.21- расм. Резонанс кучайтиргичнинг эквивалент схемаси:
а — тўлиқ, б — келтирилган, в — соддалаштирилган.

схема кўринишини олади. Унда $g'_{22} \cdot P_1^2$ ва $C'_{22} \cdot P_1^2$ — кучайтиргич бошқарувчи элементининг келтирилган $Y'_{22} \cdot P_1^2$ чиқиш ўтказувчанлигининг ташкил этувчилари бўлса, $g''_{11} \cdot P_2^2$ ва $C''_{11} \cdot P_2^2$ — кейинги каскад бошқарувчи элементининг келтирилган $Y''_{11} \cdot P_2^2$ кириш ўтказувчанлигининг ташкил этувчиларидир. Схемадаги барча элементлар параллель уланган бўлгани учун мос элементларни бирлаштириб, схемани янада соддалаштириш мумкин (5.21 в- расм):

$$\left. \begin{aligned} G_3 &= \frac{1}{Z_{\text{экр}}} = P_1^2 g'_{22} + g + P_2^2 g''_{11} \\ C_3 &= P_1^2 (C'_{22} + C_{M1}) + C + P_2^2 (C'_{11} + C_{M2}) \\ P_1 &= L_1/L \quad \text{ва} \quad P_2 = L_2/L \end{aligned} \right\} \quad (5.22)$$

Ҳосил бўлган схема параллель тебраниш контуридан иборат бўлиб, унинг параметрлари ҳам контурнинг, ҳам кучайтиргич чиқиш занжирининг, ҳам ташқи нагрузка (кейинги каскаднинг кириш занжири) нинг параметрлари орқали ифодаланади. Шунинг учун кучайтиргичнинг частотавий характеристикаси тебраниш контурининг резонанс чизигига ўхшаш бўлади.

Кучайтиргичнинг U_{m2} чиқиш кучланиши контурдаги кучланиш тушувининг P_2 қисминини ташкил қилади: $U_{m2} = P_2 U_{mk}$; контурнинг кучланиши эса, сон жиҳатдан, ток генератори-

нинг $\dot{Y}_{21} \dot{U}_{m1} P_1$ электр юритувчи кучини контурнинг $\dot{Z}_3 = \frac{1}{\dot{Y}_3}$ тўлиқ қаршилигига кўпайтмасига тенг, яъни

$$\dot{U}_K = \dot{Y}_{21} \dot{U}_{m1} P_1 \cdot \frac{1}{\dot{Y}_3}$$

$\dot{Z}_3$ нинг катталиги (2.67) ифода орқали аниқланади. Шунга кўра

$$\dot{Y}_3 = G_3 (1 + jx) \quad (5.23)$$

$x = Q_3 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q_3 \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$ — контурнинг умумлашган бузилиши десак, кучайтириш коэффициенти қуйидагича ифодаланади:

$$K = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = \frac{\dot{Y}_{21} \cdot P_1 P_2}{Q_3 (1 + jx)} \quad (5.24)$$

Резонанс вақтида контурнинг умумлашган бузилиши нолга тенг ($X=0$) бўлгани учун (5.24) ифоданинг модули кучайтириш коэффициентининг энг катта қийматини ифодалайди:

$$K_p = \frac{|\dot{Y}_{21}| P_1 P_2}{G_3} = \frac{|\dot{Y}_{21}| P_1 P_2}{g + g'_{22} P_1^2 + g_{11} P_2^2} \quad (5.25)$$

Агар кучайтирувчи элемент вазифасини униполяр транзистор бажарса, $|\dot{Y}_{21}| = S$ бўлади. Шунинг учун (5.25) ифода контур тўлиқ уланган ҳолда ($P_1 = P_2 = 1$) жуда содда кўринишга келади:

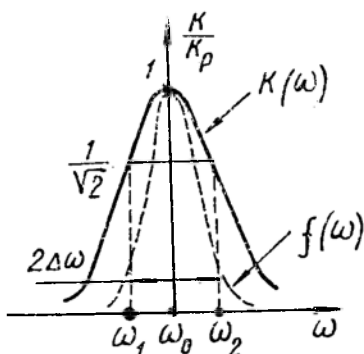
$$K_p = SZ_3 \quad (5.26)$$

5.22- расмда кучайтиргичнинг нормаллашган частотавий характеристикаси кўрсатилган (пунктир чизиқ холис олинган тебраниш контурининг резонанс чизигидир).

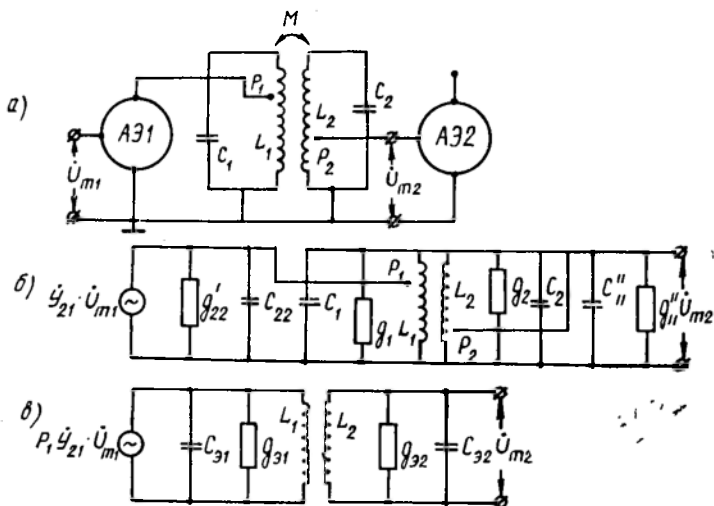
Кўп радиотехникавий масалаларни ҳал этишда юқори частотали тебранишларнинг маълум частота соҳасини кучайтириш талаб қилинади. Бунинг учун ўтказиш соҳаси тўғри тўртбурчак шаклига яқин бўлган кучайтиргич талаб қилинади.

Ўзгармас соҳали кучайтиргич шундай кучайтиргич бўлиб, унда нагрузка вазифасини оптимал боғланишли боғланган тебраниш контурлари системаси бажаради. Кўпинча,

икки контурли боғланган тебраниш контурлари системасидан фойдаланилади. Контурларнинг уланиш услуби якка контурниқига ўхшаш бўлиб, фарқи ҳар бир контурга айрим ҳолдаги мустақил занжир уланган бўлади. Кучайтиргичнинг асосий катталиклари системадаги контурларнинг ўзаро қандай боғланганидан, уларнинг нагрузка занжири ва кучайтирувчи элемент билан қандай уланишидан қатъи назар ҳамма ҳолда бир хил усулда аниқланади. 5.23 а-расмда иккиламчи контури кейинги каскаднинг кучайтирувчи элементига параллель уланган кучайтиргичнинг умумлашган схемаси кўрсатилган. Агар кучайтирувчи элемент bipolar транзистор бўлса, кучайтиргичнинг эквивалент



5.22-ра. м. Резонанс кучайтиргич ва тебраниш контурининг частотавий характеристикаси.



5.23-расм. Ўзгармас соҳали кучайтиргичнинг умумлашган (а) ва эквивалент (б, в) схемалари.

схемаси 5.23 б- расм кўринишида бўлади. Ундан кучайтириш коэффициенти учун қуйидаги муносабат ҳосил бўлади:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = \frac{-\frac{j\omega M}{\omega^2 C_{\Sigma 1} C_{\Sigma 2}} \dot{Y}_{21} P_1 P_2}{\dot{Z}_1 Z_2 + \omega^2 M^2} \quad (5.27)$$

Унинг модули

$$K = \frac{\frac{\omega M P_1 P_2 |\dot{Y}_{21}|}{\omega^2 C_{\Sigma 1} C_{\Sigma 2} Z_1}}{\sqrt{\left(R_{\Sigma 2} + \frac{\omega^2 M^2}{Z_1^2} R_{\Sigma 1}\right)^2 + \left(X_2 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_1^2} X_1\right)^2}} \quad (5.28)$$

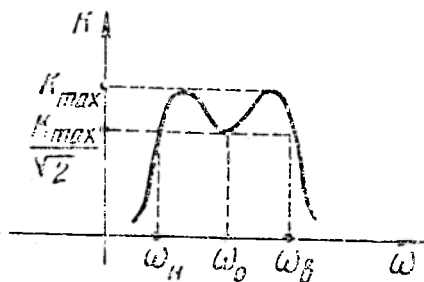
ўзгармас соҳали кучайтиргич частотавий характеристикасининг тенгламасидир.

Резонанс вақтида (5.28) ифоданинг реактив ташкил этувчиси нолга тенг бўлади ва кучайтириш коэффициенти ўзининг энг катта қийматига эришади:

$$K_p = \frac{\frac{\omega_0 M P_1 P_2 |\dot{Y}_{21}|}{\omega_0^2 C_{\Sigma 1} C_{\Sigma 2} R_{\Sigma 1}}}{R_{\Sigma 2} + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_{\Sigma 1}^2} R_{\Sigma 1}} \quad (5.29)$$

Агар системадаги контурларни бир хил ($Z_1 = Z_2 = Z$) деб олиб, боғланиш параметри деб аталадиган

$$m = \frac{\omega_0 M}{R_{\Sigma}} = \frac{\omega_0 L}{R_{\Sigma}} \cdot \frac{M}{L} = Q \cdot n \quad (5.30)$$



5.24- расм. Ўзгармас соҳали кучайтиргичнинг частотавий характеристикаси.

катталигини киритсак, (5.29) ифода қуйидаги содда кўринишга келади:

$$K_p = \frac{m}{1+m} |\dot{Y}_{21}| P_1 P_2 Z_p \quad (5.31)$$

Бу ифодани резонанс кучайтиргичнинг (5.26) кучайтириш коэффициенти ифодаси билан солиштирсак, улар бир-биридан $\frac{m}{1+m}$

коэффициентга фарқ қилишини кўриш мумкин. Бу деган сўз бир хил шароитда ўзгармас соҳали кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти резонанс кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентидан кичик бўлар экан. Контурлар орасидаги ўзаро боғланишнинг критик қийматида, яъни $m=1$ бўлганда, бу фарқ 2 мартага етади. 5.24-расмда ўзгармас соҳали кучайтиргичнинг контурларининг оптимал боғланиш ҳолидаги частотавий характеристикаси кўрсатилган.

5.8. Кенг соҳали кучайтиргич

Кўп радиоэлектрон қурилмаларда кенг частота спектрига эга бўлган мураккаб шаклдаги сигналлар — импульс сигналларини кучайтириш талаб этилади. Бундай сигналларнинг барча ташкил этувчиларини бир-текис кучайтириш учун кучайтиргичнинг ўтказиш соҳаси бир неча герцдан то бир неча мегагерцгача етиши керак. Бундай шартин нагрукаси частотага боғлиқ бўлмаган кучайтиргичлар бажаради. Улар резисторларда тузилган кучайтиргичлардан иборатдир. Сигнал спектрида юқори частотали ташкил этувчилар ҳам бўлгани учун бу кучайтиргичнинг кучайтирувчи элементи кичик миқдорли эквивалент кириш ва чиқиш сифмига эга бўлиши керак.

Маълумки, резисторларда тузилган кучайтиргичнинг ўтказиш соҳаси (5.17-расм) қуйи частоталар томонидан ўтиш занжирининг вақт доимийси ($\tau_n = CR_n$), юқори частоталарда эса, нагрукка занжирининг вақт доимийси ($\tau_b = C_0 R_{экв}$) билан чегараланган бўлади. Шунга кўра, ўтказиш соҳасини қуйи частоталар томонига қараб кенгайтириш учун ўтиш занжирининг вақт доимийсини ё ажратувчи конденсатор сифминини, ёки нагрукка резисторининг қаршилигини катталаштириш ҳисобига орттириш керак. Лекин R_n резистор қаршилигини жуда катта қилиш мумкин эмас. Шунинг учун фақат ажратувчи конденсаторнинг C сифминини катталаштириш мумкин.

Кучайтиргичнинг частотавий характеристикасини юқори частоталар соҳасига қараб кенгайтириш учун эса, нагрукка занжирининг вақт доимийсини кичрайтириш керак. Бунинг учун ё $R_{экв}$ ни, ёки C_0 сифмини кичрайтириш лозим. Лекин $R_{экв}$ қаршилиқнинг кичрайиши

кучайтириш коэффициентининг кичрайишига олиб келадик, бу мақсадга мувофиқ эмас. S_0 сифини чексиз кичрайтириш ҳам мумкин эмас, чунки S_m монтаж сифими, $S_{\text{кир}2}$ кейинги каскаднинг кириш сифими ва бошқалардан қутулиш мумкин эмас.

Демак, кучайтиргич схемасидаги элементларни ўзгартиш ҳисобига етарлича кенг ўтказиш соҳасига эришиш мумкин эмас.

Кучайтиргич ўтказиш соҳасини кенгайтиришнинг икки хил усули мавжуд: кўп каскадли кучайтиргич яшаш ва кучайтиргичнинг схемасига махсус занжир улаш. Бу занжирлар *коррекция занжирлари* деб аталади.

Кучайтиргичнинг частотавий (ёки фазавий) характеристикасини қуйи частоталар соҳасида ўзгартирадиган занжир *қуйи частотавий коррекция занжири* деб, юқори частоталар соҳасида ўзгартадиган занжир эса, *юқори частотавий коррекция занжири* деб аталади. Коррекция занжирига эга бўлган ва сигналларнинг кенг частота спектрини кучайтираоладиган кучайтиргич *коррекцияланган ёки кенг соҳали кучайтиргич* деб аталади.

Умумий ҳолда коррекция занжирлари хилма-хил бўлиб, етарлича мураккаб тузилишга эга. Шулардан биз энг содда параллель коррекция занжири билан танишамиз.

5.9. Қуйи частотавий коррекция

Кучайтиргичнинг частотавий характеристикасини қуйи частоталар соҳасида коррекциялаш учун унинг чиқиш (нагрузка) занжирига R_ϕ ва C_ϕ элементларнинг параллель уланишидан ҳосил қилинган занжир киритилади. Бу занжир кучайтиришни умумий манба орқали содир бўладиган зарарли тескари боғланиш ҳодисасидан ва кучланиш сакрашларидан ҳимоя қилувчи фильтр вазифасини ҳам бажаради.

5.25 - расмда коррекция занжири коллектор (а) ва сток (б) нагруккаси билан кетма-кет уланган кучайтиргичларнинг принципиал схемалари кўрсатилган. Уларда коррекция занжири ўрта ва юқори частоталарда кучайтириш коэффициентига таъсир этмаслиги учун

$$R_\phi \gg \frac{1}{\omega_0 C_\phi} \quad (5.32a)$$

тенгсизлик ўринли бўлиши, яъни C_Φ конденсатор R_Φ резисторни тўла шунтлаши керак.

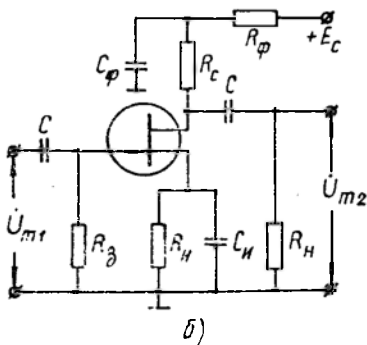
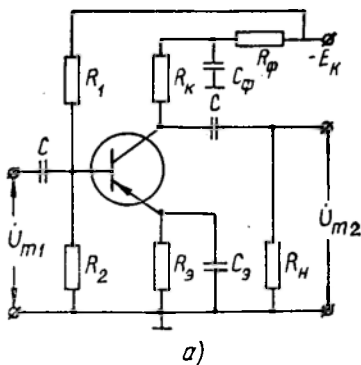
Частота камайиши билан C_Φ конденсаторнинг сиғим қаршилиги ортади ва кучайтиргичнинг нагрукасини орттиради. Натижада кучайтириш ортади ва C ажратувчи конденсатор таъсирида кучайтириш коэффициентининг камайиши бартараф қилина бошлайди. Бу вақтда

$$R_\Phi \ll \frac{1}{\omega_n C_\Phi} \quad (5.326)$$

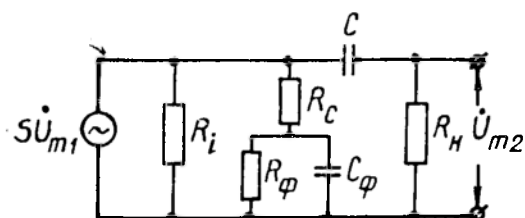
тенгсизлик бажарилса, кучайтиргичларнинг нагрукаси, мос равишда, $R_k + R_\Phi$ ва $R_c + R_\Phi$ қийматга эришади. Шунинг учун $R_\Phi \gg R_k$ ва $R_\Phi \gg R_c$ қилиб олиб, кучайтириш қийматини етарлича катта қийматга ошириш, яъни ўтказиш соҳасини етарлича кичик частота соҳаси томон кенгайтириш мумкин.

Демак, (5.32 а) ва (5.32 б) тенгсизликлар паст частотавий коррекция занжирининг элементларини танлаш шартидир.

Кучайтиргичнинг соддалаштирилган схемаси ёрдамида унинг асосий катталикларини аниқлайлик. Агар биполяр транзистордаги ички тескари боғланиш ҳисобга олинмаса, 5.25 а-расмда кўрсатилган кучайтиргичларнинг қуйи частота соҳаси учун эквивалент схемалари бир-бирига ўхшаш бўлади (5.13 б ва 5.16 б- расмлар), чунки $Y_{21} = S$ ва $R_{22} = R_1$. Шунинг учун коррекциялашнинг моҳиятини аниқлашда улардан биттасини текшириш етарлидир. Биз униполяр транзисторли кучайтир-



5.25- раом. Биполяр (а), униполяр (б) транзисторларда йиғилган паст частотали коррекция занжирига эга бўлган кучайтиргичнинг принципиал схемаси.



5.26- расм. Паст частотавий коррекция занжирига эга бўлган кучайтиргичнинг эквивалент схемаси.

гични олайлик. Унинг эквивалент схемаси 5.26- расмда кўрсатилган. Унда $R_H \gg R_c + R_\phi$ бўлгани учун унинг шунтлаш таъсири ҳисобга олинмайди. Шунинг учун кучайтиргичнинг тўлиқ нагрузка қаршилиги

$$\dot{Z}_c = R_c + \frac{R_\phi}{1 + j\omega C_\phi R_\phi} \quad (5.33)$$

бўлиб, ундаги кучланиш қуйидагича ифодаланади:

$$\dot{U}_{mc} = \dot{I}_{mc} \cdot \dot{Z}_c = \dot{S}U_{m1} R_c \left[1 + \frac{R_\phi}{R_c (1 + j\omega C_\phi R_\phi)} \right] \quad (5.34)$$

(Ифодадаги минус ишора тушириб қолдирилган). Бу кучланишнинг

$$\dot{U}_{m2} = \frac{R_H}{R_H + \frac{1}{j\omega C}} \dot{U}_{mc} = \frac{j\omega C R_H}{1 + j\omega C R_H} \dot{S}U_{m1} R_c \left[1 + \frac{R_\phi}{(1 + j\omega C_\phi R_\phi) R_c} \right] \quad (5.35)$$

қисми ўтиш занжири орқали кучайтиргичнинг чиқишига узатилади.

Частота кичрайиши билан ($\omega \rightarrow 0$) ажратувчи конденсаторнинг қаршилиги орта бошлайди. У чиқиш кучланишининг камайишига олиб келади. Аммо бу вақтда (5.34) ифоданинг модули ортади, чунки C_ϕ сифимнинг шунтлаш таъсири сусаяди. Натижада U_{mc} нинг ортиши чиқиш кучланишининг олдин айtilган камайишини коррекциялайди (тўлдиради).

(5.35) ифодадан кучайтириш коэффициентини аниқласак, у

$$\dot{K}_H = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = S R_c \frac{R_c + R_\phi + j\omega C_\phi R_\phi R_c}{R_c + j\omega C_\phi R_\phi R_c} \cdot \frac{j\omega C R_H}{1 + j\omega C R_H} \quad (5.36)$$

бўлади. Унинг модули қуйи частоталар соҳаси учун кучайтиргичнинг частотавий характеристикасини ифода-
лайди ва нормаллаштирилган ифодаси қуйидагича бў-
лади:

$$M_H = \frac{K_H}{K_0} = \sqrt{\frac{(1+q)^2 + m^2 \Omega_H^2}{q^2 + m^2 \Omega_H^2}} \cdot \sqrt{\frac{\Omega_H^2}{1 + \Omega_H^2}} = M_{HC} \cdot M_{HH} \quad (5.37)$$

Бунда $K_0 = SR_c$ — ўрта частоталар учун кучайтириш коэф-
фициенти

$\Omega_H = \omega R_H C$ — нормаллаштирилган қуйи частота.

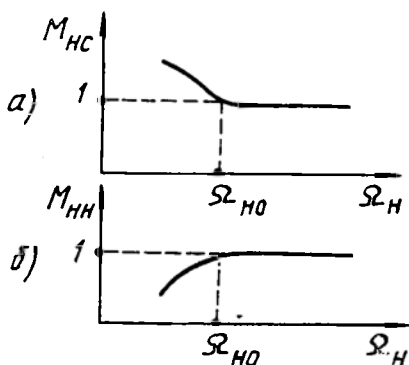
$\tau_c = C_\phi R_c$ — сток занжирининг вақт доимийси.

$\tau_H = CR_H$ — ўтиш занжирининг вақт доимийси.

$m = \frac{\tau_c}{\tau_H}$ ва $q = \frac{R_c}{R_\phi}$ — паст частотавий коррекция параметрлари.

(5.37) ифоданинг биринчи илдиз ости ифодаси сток занжирининг частотавий характеристикасини ифодала-
са, иккинчи илдиз ости ифодаси ўтиш занжирининг частотавий характеристикаси бўлади. Уларнинг графикла-
ри 5.27- расмда кўрсатилган.

Сток занжирининг частотавий характе-
ристикасидаги кўтарилиш нуқтаси (5.27 а- расм)
унинг вақт доимийси τ_c га боғлиқ. τ_c нинг орти-
ши билан характери-
стиканинг кўтарилиш нуқ-
таси (Ω_{HO}) қуйи частота-
лар томон сурилади.
Ўтиш занжирининг час-
тотавий характеристика-
сидаги пасайиш нуқтаси
(5.27 б- расм) эса, унинг
вақт доимийси τ_H га
боғлиқ. τ_H ортса, у ҳам
қуйи частоталар томон
сурилади. Натижавий



5.27- расм. Сток (а) ва ўтиш (б)
занжирларнинг частотавий
характеристикаси.

частотавий характеристиканинг қандай бўлиши m ва q коррек-
ция параметрларининг катталигига боғлиқ бўлади.

Хусусий ҳоллар билан танишайлик.

I ҳол: $\tau_c = \tau_H$, яъни $m = 1$ ва $q = 0$.

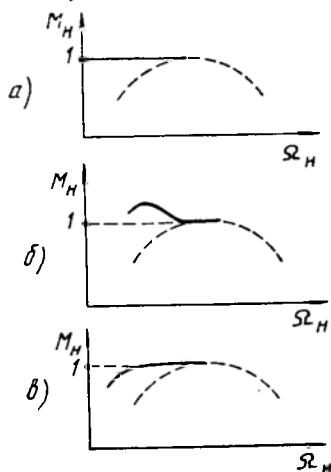
Бу ҳолда натижаловчи нормаллаштирилган частота-
вий характеристика $M=1$ бўлади. Демак, частотавий ха-

рактистиканинг ўрта ва қуйи частоталардаги қиймати бир хил (5.28 а- расм), яъни сигналнинг қуйи ва ўртача частотали ташкил этувчилари бирдай кучайтирилади. Бошқача қилиб айтганда, ўтиш занжири чиқиш кучланишини қанча камайтирса, коррекция занжири уни шунча миқдорда ортиради.

II ҳол: $\tau_c \ll \tau_n$, яъни $m < 1$ ва $q = \text{const}$.

Бу ҳолда коррекция занжири частотавий характеристикани ажратувчи конденсатор таъсирида етарлича пасайиб улгурмасидан кўтара бошлайди. Шунинг учун натижавий частотавий характеристикада дўнглик ҳосил бўлади (5.28 б- расм).

III ҳол: $\tau_c > \tau_n$, яъни $m > 1$ ва $q = \text{const}$.



5.28- расм. Қуйи частоталар соҳаси учун натижавий частотавий характеристика.

Бу ҳолда коррекция занжири частотавий характеристикани у етарлича пасайиб улгурганидан сўнг кўтара бошлайди. Шунинг учун натижавий частотавий характеристика силлиқ (дўнгликсиз) чизиқни ташкил этади (5.28 в-расм).

Хусусий ҳоллар шуни кўрсатадики, коррекциялаш 1 — ҳолда энг яхши бўлар экан. Лекин уни амалга ошириш мумкин эмас, чунки $q = 0$, яъни R_ϕ резисторнинг қаршилиги чексиз катта миқдордир. Бинобарин, 100 фоизли коррекциялашга эришиш мумкин эмас.

Амалда $m \simeq 1,9$ — етарлича кичик бўлишига интилади. Бунинг учун R_ϕ резисторнинг қаршилиги етарлича катта миқдорда танланади. Унинг қиймати сток кучланишининг минимал қийматига боғлиқ бўлади.

5.10. Юқори частотавий коррекция

Кучайтиргич частотавий характеристикасининг юқори частотавий соҳасини коррекциялаш учун унинг наг-

рузка резистори билан кетма-кет қилиб кичик индуктивлики L ғалтак уланади. Бу усул кенг тарқалган бўлиб, *содда ёки параллель коррекция* деб аталади. Бунда индуктивлик ғалтагининг қаршилиги ўрта частоталар соҳасида частотавий характеристикага таъсир этмаслиги керак, яъни

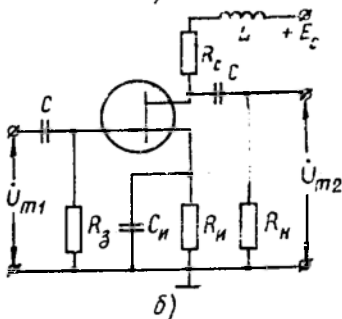
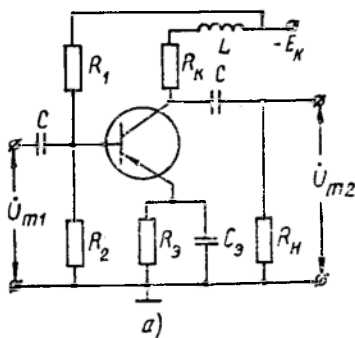
$$\omega_0 L \ll R_H \quad (5.38)$$

бўлиши керак.

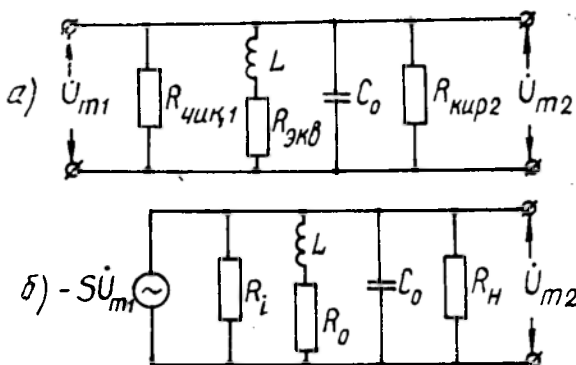
5.29- расмда юқори частотавий коррекция занжирига эга бўлган кучайтиргичнинг принципиал схемаси кўрсатилган. У қуйидагича ишлайди.

Юқори частоталар соҳасида кучайтириш коэффициентининг зарарли сифимнинг шунтлаш таъсирида камайар эди. Схеммага киритилаётган L индуктивлик ғалтаги C_0 ва $R_{\text{эв}}$ элементлар билан биргаликда эквивалент параллел тебраниш контурининг ҳосил қилади (5.30 а-расм). Унинг тўлиқ қаршилиги, яъни кучайтиргич нагрукаси резонанс частотада энг катта бўлади.

Шунга кўра кучайтириш коэффициентининг ҳам ортиб боради. Агар шунда эквивалент контурнинг резонанс частотаси частотавий характеристиканинг C_0 сифим таъсирида пасайган қисмига тўғри келса, кучайтириш коэффициентининг резонанс вақтидаги ортиши характеристиканинг юқори частоталар томон кенгайишига олиб келади. Лекин бунда частотавий характеристика



5.29- расм. Биполя (а), уни-
поляр (б) транзисторларда
йиғилган юқори частотавий
коррекция занжирига эга
бўлган кучайтиргичнинг
принципиал схемаси.



5.30- расм. Эквивалент нагрузка контури (а) ва униполяр транзисторли кучайтиргичнинг эквивалент схемаси (б).

силлиқ чизиқ билан ифодаланмаслиги, яъни дўнглик ҳосил бўлиши ҳам мумкин.

Кучайтиргичнинг чиқиш қаршилиги ва кейинги каскаднинг кириш қаршилиги эквивалент контурнинг резонанс хусусиятларига кучли таъсир кўрсатади. Масалан, $R_{\text{кпр}2}$ қаршилик кичик бўлса, у эквивалент контурни шундай шунтлаши мумкинки, юқори частоталар соҳасида контурнинг тўлиқ қаршилигининг ортиши сезилмай ҳам қолади. Бу нарса кўпроқ биполяр транзисторли кучайтиргичларга тегишлидир. Чунки уларнинг кириш ва чиқиш қаршиликларининг актив қисми нисбатан 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.

Униполяр транзисторда йиғилган кучайтиргичларда юқорида қайд этилган камчилик жуда кам таъсир қилади. Чунки уларнинг кириш қаршилиги кучайтиргичнинг нагрузка қаршилигидан етарлича катта бўлади ва контурнинг резонанс хусусиятларини жуда оз ўзгартади.

5.30 б- расмда униполяр транзисторда йиғилган кучайтиргичнинг эквивалент схемаси кўрсатилган. Ундаги эквивалент контурнинг тўлиқ қаршилиги

$$\dot{Z}_s = \frac{R_0 + j\omega L}{1 + j\omega C_0 - \omega^2 LC_0} \quad (5.39)$$

Агар (5.25) формулани ҳисобга олсак, кучайтиргичнинг нормаллаштирилган частотавий характеристикаси қуйидагича ифодаланади:

$$M_B = \frac{K_B}{K_0} = \sqrt{\frac{1 + P^2 \Omega_B^2}{P^2 \Omega_B^4 + (1 - 2P) \Omega_B^2 + 1}} \quad (5.40)$$

Бунда $R_0 - R_n$ ва R_l резисторларнинг шунтлаш таъсирини ўз ичига олувчи сток занжирининг тўлиқ резистив қаршилиги.

$\Omega_B = \omega R_0 C_0$ — нормаллаштирилган юқори частота.

$P = \frac{L}{C_0 R_0^2}$ — юқори частотавий коррекция параметри.

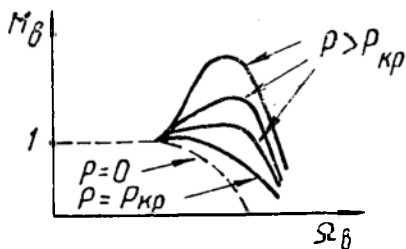
Демак, юқори частота соҳаси коррекцияланган кучайтиргичнинг частотавий характеристикаси битта P параметр билан характерланар экан. P ортиши билан частотавий характеристика юқори частоталар соҳаси томон кенгайиб бориши керак. Лекин бу P нинг критик қиймат ($P_{кр}$) деб аталувчи қийматигача тўғри бўлади. Унда кейинги қийматларда ($P > P_{кр}$) частотавий характеристикада дўнглик пайдо бўла бошлайди. У ўтказиш соҳасини кенгайтириш ўрнига торайишига сабаб бўлиши мумкин. P нинг критик қийматини аниқлайлик. Экстремум шарт $\frac{dM_B}{d\Omega} = 0$ дан

$$P^2 \Omega_0^4 + 2P \Omega_0^2 - (P^2 + 2P - 1) = 0$$

тенглама ҳосил бўлади. Унинг ҳақиқий ечими

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{-1 \pm \sqrt{P^2 + 2P}}{P^2}} \quad (5.41)$$

экстремум ҳосил бўладиган частотани ифодалайди. Бу частота P параметрга боғлиқ бўлиб, унинг бирон қийматида мавҳум бўлиб қолади. P нинг ана шу қиймати максимумли частотавий характеристикадан максимумсиз характеристикага (ва, аксинча) ўтиш ҳолатини ифодалайди. У ҳо-



5.31-расм. Частотавий характеристиканинг P параметрга боғлиқлиги.

лат $\Omega_0 = 0$ қийматга тўғри келади. Шунга кўра коррекция параметрининг критик қиймати $P_{кр}^2 + 2 P_{кр-1} = 0$ тенгламадан аниқланади ва $P_{кр} = 0,41$ бўлади.

Частотавий характеристиканинг коррекция параметрига қараб ўзгариши 5.31-расмда кўрсатилган.

Шундай қилиб коррекция занжирига эга бўлмаган кучайтиргич характеристикасининг нотекислик коэффициентининг $M = \frac{1}{\sqrt{2}}$ қиймати $\Omega_b = 1$ частотага тўғри келса, коррекция занжири мавжуд бўлганда у $\Omega_b = 1,7$ частотага тўғри келади. Демак, тенг шароитда коррекцияланган кучайтиргичнинг ўтказиш соҳаси ($P = P_{кр}$ да) коррекцияланмаган кучайтиргичникидан 1,7 марта кенгроқ бўлади.

Шуни айтиш керакки, коррекция параметри моҳияти жиҳатдан эквивалент контурнинг асллигини ифодалайди. ($P = Q_2^2$) ва параметрнинг критик қийматида $Q_2 = 0,64$ га тенг бўлади. Агар тебраниш контурларида $Q = 0,5$ бўлганда даврий тебранишлар ҳосил бўлиши мумкинлигини эсласак, эквивалент нагрузка контурининг қанчалик ёмон танлаш хусусиятига эга экани кўринади.

5.11. Қувват кучайтиргичлари

Қувват кучайтиргичлари қурилмалардаги кучайтириш поғонасининг сўнгги босқичидаги кучайтиргич ҳисобланади. Шунинг учун улар *охирги каскад ёки чиқиш каскади* деб аталади. Қувват кучайтиргичларнинг асосий вазифаси қурилманинг истеъмолчисини энг катта ва керакли миқдордаги қувватга эга бўлган сигнал билан таъминлашдир.

Одатда, қувват кучайтиргичининг киришига таъсир этадиган сигнал амплитудаси етарлича катта бўлади ва кучайтирувчи элементнинг чиқиш характеристикасининг жуда катта соҳасини эгаллайди. Бу чизиқли бўлмаган бузилишларнинг катта бўлишига олиб келади.

Қувват кучайтиргичлари чизиқли ва чизиқсиз бўлмаган режимларда ишлаши мумкин. Чизиқсиз режимда чизиқли бўлмаган бузилишлар деярли кузатилмайд. Лекин бу ҳолда кучайтиргичнинг фойдали иш коэффициенти, яъни нагрузкада ажраладиган ўзгарувчан P_n қувватнинг манбадан олинадиган P_0 қувватга нисбати,

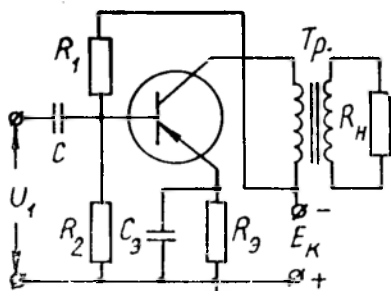
кичик бўлади ва энг яхши ҳолда 50 фоизга етиши мумкин.

Чизиқли бўлмаган режимда эса, манба кам қувват сарф қилади. Шунинг ҳисобига қурилманинг фойдали иш коэффиценти ортади. Лекин ишчи соҳа кучайтирувчи элемент характеристикасининг эгри чизиқли қисмида бўлгани учун сигналнинг шакли бузилишга учрайди ва чизиқли бўлмаган бузилишлар катта бўлади. Бу режимда кучайтиргичнинг фойдали иш коэффиценти 78 фоизгача етиши мумкин. Шунинг учун қувват кучайтиргичларнинг асосий параметрлари қилиб нагрузкада ажраладиган қувват, фойдали иш коэффиценти ва чизиқли бўлмаган бузилишлар коэффиценти олинади.

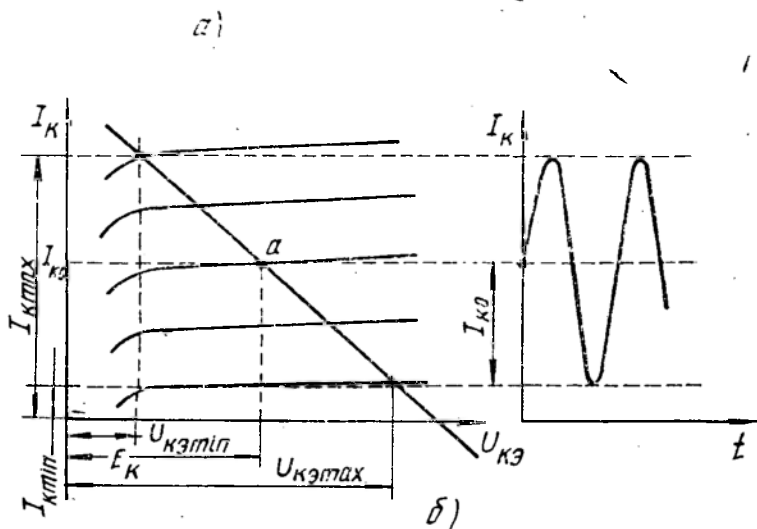
Замонавий кучайтиргичларнинг чиқиш қуввати ваттнинг бўлакларидан тортиб, то юзлаб киловаттгача етади. Бунда чиқиш қувватининг катталигига қараб кучайтириш схемаси, кучайтирувчи элементнинг тури ва иш режими ўзгариб боради. Масалан, кам қувватли кучайтиргичларда биртактли схемадан фойдаланилса, қолган ҳолларда икки тактли схема кенг қўлланилади; бир тактли схемада кучайтирувчи элемент асосан чизиқли режимда ишласа, икки тактли схемада у чизиқли бўлмаган режимда ишлайди.

Кам қувватли (ваттнинг бўлаклари) кучайтиргичларда кучайтирувчи элемент қилиб кам қувватли транзисторлар, ўртача қувватли (ваттлар ва бир неча ўн ватт) схемада — катта қувватли транзисторлар, катта қувватли (юз ва ўндан ортиқ ватт) қурилмаларда — катта қувватли генератор ва модулятор лампалар ишлатилади.

Қувват кучайтиргичида кучайтирувчи элемент вази-фасини биполяр транзистор бажарганда, унинг уч хил уланиш схемасидан фойдаланилади. Кучайтиргич умумий базали схема асосида йиғилганда чизиқли бўлмаган бузилишлар, қувватни кучайтириш коэффиценти кичик бўлиб, ишлаш стабиллиги катта бўлади. Умумий эмиттерли схема асос бўлганда эса, кучайтириш коэффиценти энг катта, чизиқли бўлмаган бузилишлар кўп бўлади. Кучайтиргичнинг умумий коллекторли схемаси энг кам қўлланилади. Унда қувват умумий базали схемадаги тартибда кучайтирилади. Лекин кириш қарши-лигининг катта бўлиши кучайтириш стабиллиги ва чизиқли бўлмаган бузилишларнинг кичик бўлишига олиб келади.



5.32-ра м. Транзисторли қувват кучайтиргичининг принципал схемаси (а) ва иш режими (б).



Умумий базали ва умумий эмиттерли схема асосида тузилган транзисторли қувват кучайтиргичининг асосий катталиклари бир хил усулда аниқланади. Шунинг учун минсол тариқасида умумий эмиттерли схема асосида йиғилган кучайтиргич билан танишайлик. Унинг трансформатор боғланишиги схемаси ва иш режимининг чиқиш характеристикасидаги тасвири 5.32-расмда кўрсатилган. Унда транзисторнинг ишчи соҳаси коллектор-эмиттер орасидаги кучланишнинг $U_{KЭmax}$ — йўл қўйиладиган максимал қиймати, коллектор токининг I_{Kmax} — йўл қўйиладиган максимал қиймати, коллектор-эмиттер кучланишнинг $U_{KЭmin}$ — минимал қиймати, коллектор токининг I_{Kmin} — минимал қиймати билан чегараланган.

Транзисторнинг характеристикасидан тўлиқ фойдаланилганда коллектор манбаининг кучланиши $0,5 U_{к\max}$ — қийматга эришиши мумкин, чунки бу кучланиш билан трансформаторнинг бирламчи чўлғамидаги кучланишнинг йиғиндиси $U_{к\max}$ қийматдан катта бўла олмайди: $E_k + U_k < U_{к\max}$.

Транзистордан тўлиқ фойдаланилганда коллектор токининг $I_{ко}$ ўзгармас ташкил этувчисини коллектор токи максимал қийматининг ярмига тенг деб қараш мумкин, чунки $I_{ко}$ билан I_k ўзгарувчи ташкил этувчи ток амплитудасининг йиғиндиси $I_{к\max}$ дан ортиқ бўлиши мумкин эмас: $I_{ко} + I_k < I_{к\max}$. Шунга асосан транзисторнинг коллектор занжирида ажраладиган фойдали қувватнинг энг катта қиймати қуйидагича:

$$P_{н\max} = \frac{1}{2} \xi \frac{U_{к\max}}{2} \chi \frac{I_{к\max}}{2} = \frac{1}{8} \chi \xi U_{к\max} I_{к\max} \quad (5.42 а)$$

Бунда $\xi = \frac{U_k}{E}$ — коллектор кучланишидан фойдаланиш коэффициенти,

$\chi = \frac{I}{I_{ко}}$ импульсланувчи ток шакли деб аталади.

Шунга асосан кучайтиргичнинг фойдаланиш коэффициенти

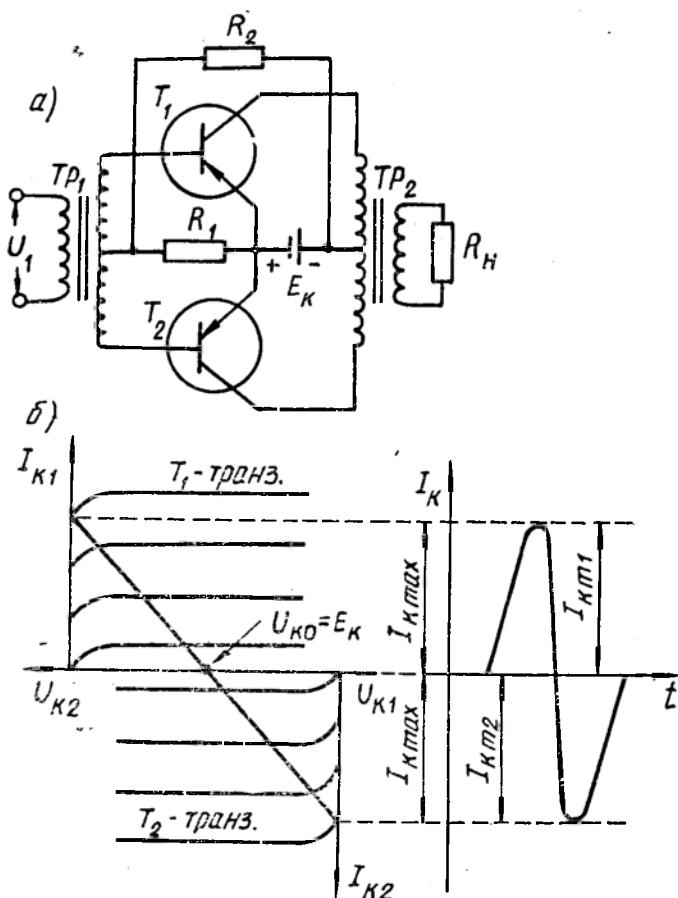
$$\eta = \frac{P_n}{P_o} = \frac{1}{2} \chi \xi \quad (5.42 б)$$

бўлади.

Одатда χ ва $\xi = 0,9 \div 0,95$ тартибида бўлгани учун кучайтиргичнинг фойдали иш коэффициенти 45 фоизгача етади.

Қувват кучайтиргичининг фойдали иш коэффициенти ошириш учун кучайтирувчи элементнинг чизиқли бўлмаган иш режимига ўтилади. Бунда кучайтирувчи элементнинг чиқишидаги ток шаклининг бузилиши (χ) кескин ортиб, манба қувватидан фойдаланиш кескин камаяди. Бунинг учун бошланғич ишчи нуқта кучайтирувчи элемент вольт-ампер характеристикасининг пастки эгри чизиқли қисмига жойлаштирилиб, кириш сигналининг амплитудаси етарлича катта қилиб олинади.

Кучайтиргичнинг чизиқли бўлмаган режимдан фойдаланишда икки тактли схема катта аҳамиятга эга. У резисторларда тузилган ёки трансформатор боғланишли кучайтиргич схемаси асосида ясалади. 5.33-расмда трансформатор боғланишли икки тактли қувват кучай-



5.33- раом. Трансформатор боғланишли икки тактли қувват кучайтиргичининг принципап схемаси (а) ва ундаги транзисторнинг иш режими (б).

тиргичининг схемаси тасвирланган. Унда иккала кучайтириш елкаларининг симметриклик шarti бажарилиши керак. Идеал ҳолда кириш сигнали таъсир этмаганда транзисторларнинг коллектор токлари тенг ва қарама-қарши йўналишда бўлади ва трансформаторнинг магнитланиши кучайтиргичининг иш режимига боғлиқ бўлмайди, яъни Тр. 2 трансформаторнинг донмий майдони нолга тенг бўлади.

Агар Тр. 1 трансформатордан сигнал берилса, T_1 транзисторнинг базасидаги кучланиш ортаётганда T_2 транзисторнинг база кучланиши камаяди, яъни транзисторларнинг база кучланишларининг ўзгариши бир-бирига қарама-қарши бўлиб, мос ўзгаришлар ярим даврга сурилгандир. Шунинг учун транзисторлардаги коллектор тоқларининг ўзгарувчан ташкил этувчилари ҳам ярим даврга сурилган бўлади:

$$\begin{aligned} I_{k1} &= I_{k, \text{ср}} + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t + I_{m3} \cos 3\omega t + \dots \\ I_{k2} &= I_{k, \text{ср}} + I_{m1} \cos(\omega t + \Pi) + I_{m2} \cos(2\omega t + \Pi) + I_{m3} \cos(3\omega t + \Pi) + \dots \\ &= I_{k, \text{ср}} - I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t - I_{m3} \cos 3\omega t + \dots \end{aligned} \quad (5.43)$$

Нагрузка резисторидан ўтадиган тоқнинг катталиги I_{k1} ва I_{k2} тоқларнинг алгебраик йиғиндисига мутаносиб бўлади:

$$I_n = b(I_{k1} - I_{k2}) = b(2I_{m1} \cos \omega t + 2I_{m3} \cos 3\omega t + \dots) \quad (5.44)$$

Бунда b — мутаносиблик коэффициентни.

(5.44) ифода Тр 2 трансформаторда коллектор тоқининг ўзгармас ташкил этувчиси ҳосил бўлмаслигини кўсатади. Шунинг учун трансформаторда ўзакнинг магнитланишида ҳосил бўладиган энергия сочилиши бўлмайди. Иккинчи томондан, нагрузка резисторидан ўтадиган тоқнинг ўзгарувчан ташкил этувчиларининг жуфт даражали ҳадлари йўқ. Бу чизиқли бўлмаган бузилишларнинг кам эканини кўрсатади. Булар кучайтиргичнинг фойдали иш коэффициенти катта бўлишини таъминлайди.

Агар транзисторнинг характеристикаси идеал тўғри чизиқлардан иборат бўлса, ҳар бир кучайтириш елкасидаги тоқ соф синусоида чизигининг ярим давлари орқали ифодаланади. Унинг ўртача қиймати қуйидагича бўлади:

$$I_{k, \text{ср}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} I_{km} \cos \omega t d(\omega t) = \frac{I_{km}}{\pi} \quad (5.45a)$$

Коллектор тоқининг биринчи гармоник ташкил этувчисининг амплитудаси

$$I_{m1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} I_{km} \cos \omega t \cos \omega t d(\omega t) = \frac{I_{km}}{2} \quad (5.45b)$$

бўлгани учун Тр. 2 трансформаторнинг магнитлаш токи ундан икки марта катта бўлади: $I_{км} = 2 I_{м1}$. Шунинг учун схеманинг ҳар бир транзисторининг коллектор занжирида ажравчи ўзгарувчан қувват қуйидагича аниқланади:

$$P = \frac{I_{км} \cdot U_{км}}{2} \approx \frac{I_{км} \cdot E_k}{2} \quad (5.46)$$

Натижавий қувват эса, ундан деярли икки марта катта бўлади.

Икки тактли кучайтиргичнинг фойдали иш коэффициентининг мумкин бўлган энг катта қийматини аниқлайлик. Бунинг учун коллектор кучланишидан фойдаланиш 100 фоиз деб ҳисоблаймиз: $\xi = 1$. Бунда транзисторлар манбадан истеъмол қиладиган ток (5.45а) ўртача токдан икки барабар катта бўлади: $I_{ўрт.} = 2 I_{кўрт.}$. Шунга кўра коллектор токидан фойдаланиш коэффициенти, яъни пульсланган токнинг шакли

$$\chi = \frac{I_{км}}{I_{ўрт}} = \frac{2 I_{м1}}{2 I_{кўрт}} = \frac{\pi}{2}$$

бўлади. Уларни (5.42 б) ифодага қўйсак, фойдали иш коэффициентининг энг катта қиймати олинади:

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 1 = \frac{\pi}{4} = 0,785$$

Демак, икки тактли қувват кучайтиргичининг фойдали иш коэффициенти 78,5 фоизгача етар экан. Амалда коллектор манбаининг кучланишидан тўлиқ фойдаланиш мумкин бўлмагани учун $\eta = 0,6-0,7$ бўлади. Бу бир тактли кучайтиргичнинг фойдали иш коэффициентида етарлича каттадир.

Икки тактли схемада коллектор манбаи қувватининг иссиқлик сочилиши кичик бўлади. Унинг энг катта қиймати коллектор занжирида энг катта қувват ажралган ҳолда эмас, балки бу қувватнинг 40 фоизини ташкил этадиган қувват ажралган ҳолда кузатилади.

Икки тактли схеманинг афзалликларидан яна бири шуки, схема елкаларининг симметриклиги ва коллектор токи импульсларнинг симметриклиги тўлиқ бўлса, занжирнинг чиқишида токнинг жуфт даражали ташкил этувчиларидан ташқари яна учинчи даражали ташкил этувчилари ҳам кузатилмайди.

Икки тактли схемасининг асосий камчилиги кучайтириш елкалари учун бир хил параметрли транзистор-

ларни танлаш ва симметрикликни амалга оширишнинг қийинлигидир.

5.12. Кучайтиргичларда тескари боғланиш

Биз юқорида кўрган кучайтиргичларда кириш сигнали мустақил катталиқ деб қаралди. Ҳақиқатда эса, кучайтиргич чиқишидаги сигналнинг бир қисми унинг киришига қайта узатилади ва кириш сигнални ўзгартади.

Кучайиб чиққан сигнал энергиясининг бирор қисмини унинг киришига қайта узатилиш жараёни *кучайтиргичларда тескари боғланиш* деб аталади. Энергия узатишни таъминловчи занжир эса, *тескари боғланиш занжири* дейилади.

Тескари боғланиш занжири кучайтиргич билан бирга *тескари боғланиш ҳалқаси* деб аталадиган берк контурни ташкил этади. Агар кучайтиргичда тескари боғланиш занжири битта бўлса, *бир ҳалқали тескари боғланиш* деб, агар кўп бўлса, *кўп ҳалқали тескари боғланиш* деб аталади.

Тескари боғланиш уч турга — ички, ташқи ва зарарли (паразит) тескари боғланишга бўлинади. Ички тескари боғланиш барча кучайтирувчи элементларда мавжуд бўлади ва уларнинг физик хоссалари билан ифодаланadi. Ташқи тескари боғланиш махсус электр занжирлари ёрдамида кучайтиргичнинг таркибига киритилади. Зарарли тескари боғланиш кучайтиргичнинг кириш ва чиқиш занжирлари орасида мавжуд бўладиган зарарли сиғим, индуктивлик ва бошқа боғланишлар ҳисобига ҳосил бўлади.

Шуни айтиш керакки, зарарли тескари боғланиш ҳам ички тескари боғланиш каби барча кучайтиргичларда мавжуд бўлиб, кучайтиргичнинг хусусиятларини кутилмаган ҳолда ўзгартиб туради. Кучайтиргични ҳисоблашда ҳосил бўлиши мумкин бўлган барча шундай зарарли таъсирларни олдиндан ҳисобга олиш жуда қийин.

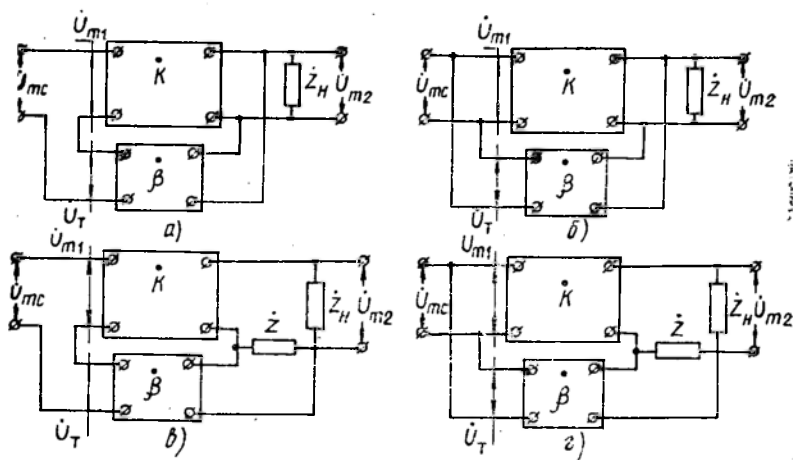
Тескари боғланиш жараёнининг моҳиятини ва хусусиятларини аниқлаш учун ташқи тескари боғланиш билан танишайлик.

Тескари боғланиш занжирининг кучайтиргич чиқиш занжирига уланиш усулига қараб тескари боғланиш ток ёки кучланиш бўйича бўлади. Агар тескари боғланиш кучланиши кучайтиргичнинг чиқиш кучланишига (наг-

рузкадаги кучланиш тушувига) мутаносиб бўлса, бундай тескари боғланиш кучланиш бўйича тескари боғланиш деб, агар у нагрузкадан ўтувчи токка, яъни чиқиш токига мутаносиб бўлса, ток бўйича тескари боғланиш деб юритилади.

Агар тескари боғланиш кучланиши бир вақтда икки ташкил этувчига — чиқиш кучланиши ва нагрузкадаги токка мутаносиб бўлса, бундай тескари боғланиш *аралаш* ёки *кўприксимон тескари боғланиш* деб аталади. Бундан ташқари, тескари боғланиш кетма-кет ва параллель бўлиши мумкин. Кетма-кет тескари боғланишда тескари боғланиш занжири кучайтиргичнинг кириш занжири билан кетма-кет уланган бўлса, параллель тескари боғланишда у параллель уланади. Шунга кўра тескари боғланишли кучайтиргичнинг схемаси тўрт хил содда турга ажратилиши мумкин:

1. Кучланиш бўйича кетма-кет тескари боғланишли кучайтиргич.
2. Ток бўйича кетма-кет тескари боғланишли кучайтиргич.
3. Кучланиш бўйича параллель тескари боғланишли кучайтиргич.



5.34- расм. Тескари боғланишли кучайтиргичнинг блок-схемаси:

а — кучланиш бўйича кетма-кет тескари боғланиш; б — кучланиш бўйича параллель тескари боғланиш; в — ток бўйича кетма-кет тескари боғланиш; г — ток бўйича параллель тескари боғланиш.

4. Ток бўйича параллель тескари боғланишли кучайтиргич.

Уларнинг таркибий схемалари 5.34-расмда тасвирлаб берилган.

Тескари боғланишнинг барча тури кучайтиргичнинг характеристика ва параметрларига таъсир этади ва уларни ўзгартади. Ички ва зарарли тескари боғланишдан фарқли, ташқи тескари боғланиш бошқарилиш хусусиятига эга. Шунинг учун у кучайтиргичга турли мақсадлар, масалан, кучайтириш стабиллигини ошириш, бузилишларни камайтириш, ўтказиш соҳасини кенгайтириш, кириш ва чиқиш қаршилигини ўзгартиш ва бошқалар учун киритилади.

Тескари боғланишли кучайтиргичнинг асосий ифодаларини аниқлайлик. Бунинг учун кучланиш бўйича кетма-кет тескари боғланиш схемасидан (5.34 а-расм) фойдаланмиз. Унда

$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{m_2}}{\dot{U}_{m_1}}$ — тескари боғланишсиз кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти;

$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_r}{\dot{U}_{m_2}}$ — тескари боғланиш занжирининг узатиш коэффициенти.

Қулайлик учун кучайтиргични кириш қаршилиги чексиз катта бўлган чизиқли система деб ҳисоблаймиз. У ҳолда системанинг кириш токи нолга тенг бўлади. Сигнал манбаи соф синусоидал тебранишлар берсин, яъни кучайтиргич киришига частотаси ва амплитудаси ўзгармас бўлган кучланиш қўйилган. Ана шу шартлар ўринли бўлса, кучайтиргич ва тескари боғланиш занжирининг чиқишидаги $\dot{U}_{m_2}$ ва $\dot{U}_r$ кучланишлар ҳам соф гармоник қонун бўйича ўзгарувчи катталиклар бўлади. Схемада реактив элементлар мавжуд бўлгани учун бу кучланишлар $\dot{U}_{m_2}$ сигнал кучланиш билан фаза фарқига эга.

Таърифга биноан кўриლაётган системанинг кучайтириш коэффициенти қуйидагича аниқланади:

$$\dot{K}_r = \frac{\dot{U}_{m_2}}{\dot{U}_{m_2}} \quad (5.47)$$

Агар $\dot{U}_{m_2} = \dot{U}_{m_1} - \dot{U}_r$ эканини ҳисобга олсак ва (5.47) ифода-

ни $\dot{K}$ ва $\dot{\beta}$ коэффициентлар орқали ифодаласак, у қуйидаги кўринишга келади:

$$\dot{K}_r = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}\dot{\beta}} \quad (5.48)$$

Бунда $1 - \dot{K}\dot{\beta}$ *тескари боғланиш чуқурлиги*, $\dot{K}\dot{\beta}$ кўпайтма эса, *тескари боғланиш параметри* деб аталади. У тескари боғланишнинг табиати ва сон миқдорини ифодаловчи катталикдир.

Демак, тескари боғланиш занжири кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентини $1 - \dot{K}\dot{\beta}$ марта ўзгартирар экан.

Умумий ҳолда $\dot{K}$ ва $\dot{\beta}$ коэффициентлар комплекс катталиклар бўлади:

$$\dot{K} = K \cdot e^{j\varphi_K} \quad \text{ва} \quad \dot{\beta} = \beta \cdot e^{j\varphi_\beta}$$

Агар уларни (5.48) ифодага қўйсак, системанинг кучайтириш коэффициенти

$$\dot{K}_r = \frac{K (\cos\varphi_K + j\sin\varphi_K)}{1 - K\beta\cos\varphi - jK\beta\sin\varphi} \quad (5.49)$$

кўринишга келади. Унда:

φ_K — сигнал спектри кучайтиргичдан ўтгандаги фаза силжиши;

φ_β — сигнал спектри тескари боғланиш занжиридан ўтгандаги фаза силжиши;

$\varphi = \varphi_K + \varphi_\beta$ — натижавий фаза силжиши.

(5.49) ифоданинг модули

$$K_r = \frac{K}{\sqrt{1 - 2K\beta\cos\varphi + K^2\beta^2}} \quad (5.50)$$

тескари боғланишли кучайтиргичнинг частотавий характеристикасининг тенгламаси бўлади. Унинг катталиги φ фаза силжиши билан баҳоланади. Хусусий ҳолда, агар кучайтиргичнинг киришига тескари боғланиш занжири орқали узатилаётган U_r кучланишнинг фазаси ташқи сигналнинг U_c кучланиш фазаси билан мос бўлса, яъни $\varphi = \varphi_K + \varphi_\beta = 0$ бўлса.

$$K_r^{(+)} = \frac{K}{1 - K\beta} \quad (5.51)$$

бўлади ва тескари боғланиш $K\beta$ параметрининг барча қийматларида *мусбат тескари боғланиш* деб аталади. Аксинча,

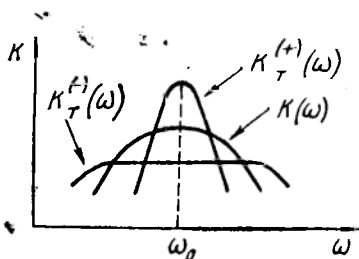
улар қарама-қарши фазада ўзгарса, яъни $\varphi = \varphi_k + \varphi_p = \pi$ бўлса,

$$K_T^{(-)} = \frac{K}{1 + K\beta} \quad (5.52)$$

бўлиб, $K\beta$ параметрининг барча қийматларида тескари боғланиш *манфий тескари боғланиш* деб аталади.

Демак, кучайтиргичнинг стационар режимда икки хил — мусбат ва манфий тескари боғланиш бўлар экан. Мусбат тескари боғланиш кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентини ортирса ($K_T^{(+)} > K$) манфий тескари боғланиш уни камайтиради ($K_T^{(-)} < K$).

Тескари боғланишли кучайтиргичнинг частотавий характеристикаси 5.35-расмда кўрсатилган. Ундан мусбат тескари боғланиш кучайтиргичнинг частотавий характеристикасини ёмонлаштиришини, манфий тескари боғланиш эса, уни яхшилашини кўриш мумкин. Манфий тескари боғланиш киритилиши билан



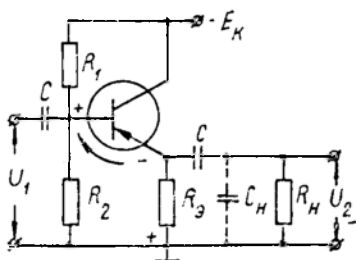
5.35-расм. Тескари боғланишли кучайтиргичнинг частотавий характеристикаси.

кучайтиргичдаги чизиқли ва чизиқли бўлмаган бузилишлар $1 + K\beta$ марта камайтирилиши, кучайтиргичнинг ўтказиш соҳаси $1 + K\beta$ марта кенгайтирилиши, иш стабиллигининг ортиши аниқланган. Кучайтиргичга мусбат тескари боғланиш киритилганда эса, бунинг акси кузатилади. Агар $K\beta = 1$ бўлиб қолса, кучайтиргичдаги бузилишлар ўзининг максимал қийматига етади ва кучайтиргичнинг иш режими бузилиб, ўз-ўзидан тебраниш ҳосил қилиш режимига ўтади. Бу деган сўз кучайтиргич ўзининг кучайтиргичлик хусусиятини йўқотади ва автогенераторга айланади.

5.13. Эмиттер қайтаргичи

Эмиттер қайтаргичи — умумий коллекторли схема асосида тузилган кучайтиргичдир. Унда нагрузка резистори эмиттер занжирига уланади.

Умумий ҳолда нагрузка комплекс катталиқдир.



5.36-расм. Эмиттер қайтаргичининг соддалаштирилган принципал схмаси.

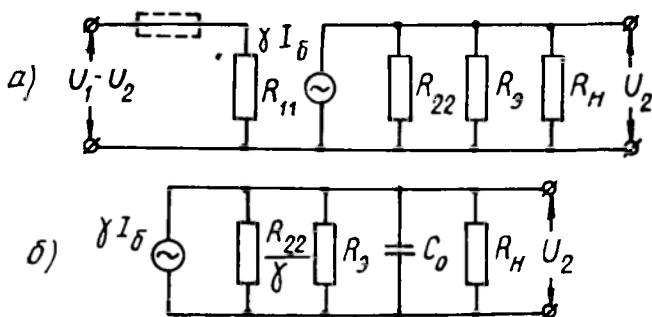
Текширишни оsonлаштириш учун унинг реактив қисмини ҳисобга олмаимиз. У R_3 резистордан иборат бўлсин (5.36-расм). Ундаги U_3 потенциал тушуви чиқиш кучланишини ташкил этади. Бу кучланиш транзистор базасига тескари ишора билан узатилади ва U_1 кириш кучланиши билан қарама-қарши фазада ўзгаради. Шунинг учун бу ерда 100 фоизли ток бў-

йича манфий тескари боғланиш ҳосил бўлади, яъни $\beta = -1$. Эмиттер қайтаргичининг асосий параметрини баҳолаш учун тескари боғланиш занжирини ажратмаган ҳолда кучайтиргичнинг эквивалент схемасини текшириш лозим. Ўрта частоталар соҳаси учун у 5.37 а-расм кўринишида тасвирланади. Ундан

$$I_0 = \frac{U_1 - U_2}{R_1 + R_{11}} \quad \text{ва} \quad U_2 = \gamma I_0 (R_{22} \parallel R_3 \parallel R_N)$$

эканини аниқлаш мумкин. Шунга кўра кучайтириш коэффициентни қуйидагича аниқланади:

$$K_0 = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\gamma (R_{22} \parallel R_3 \parallel R_N)}{(R_{11} + R_1) + \gamma (R_{22} \parallel R_3 \parallel R_N)} \quad (5.53a)$$



5.37-расм. Эмиттер кучайтиргичининг ўрта (а) ва юқори (б) частоталар соҳаси учун эквивалент схемаси.

Агар $R_r=0$, R_{22} ва $R_n \gg R_3$ деб ҳисобласак, (5.53а) ифода соддалашиб қуйидаги кўринишга келади:

$$K_0 \simeq \frac{\gamma R_3}{R_{11} + \gamma R_3} \quad (5.53б)$$

Унда $\gamma = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ база токини узатиш коэффициенти

(5.53б) ифодадан эмиттер қайтаргичининг кучланиши бўйича кучайтириш коэффициенти доимо бирдан кичик бўлиши кўринади. Фақат $\gamma R_3 \gg R_{11}$ бўлса, у бирга интилиб боради. Ундан ташқари, K_0 мусбат миқдордир. Бу кучайтиргичнинг кириш ва чиқиш кучланишлари бир хил фазада ўзгаришини кўрсатади (транзистор фаза силжиши ҳосил қилмайди).

Демак, эмиттер нагрузкали кучайтиргичнинг чиқиш кучланиши кириш кучланиши билан мос фазада ўзгариб, миқдор жиҳатдан бир оз камайган бўлади. Шунинг учун уни эмиттер қайтаргичи деб аталади.

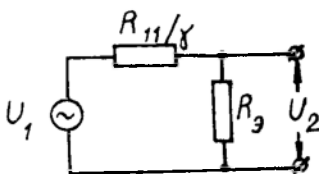
Каскаднинг чиқиш қаршилигини аниқлаш учун унинг чиқиш токини билиш керак. У сон жиҳатдан эмиттер токига тенг: $I_3 \simeq \gamma I_6$. Агар бунга база токининг ифодасини қўйсақ, у қуйидаги кўринишга келади:

$$I_3 \simeq \gamma \frac{U_1 - \frac{\gamma R_3}{R_{11} + \gamma R_3} U_1}{R_{11}} = \frac{U_1}{\frac{R_{11}}{\gamma} + R_3} \quad (5.54)$$

Бу формулага 5.38-расмда тасвирланган эквивалент схема мос келади. Ундаги $\frac{R_{11}}{\gamma}$ қаршилиқ сон жиҳатдан эквивалент генераторнинг ички қаршилиги бўлиб, эмиттер қайтаргичининг чиқиш қаршилигини ифодалайди:

$$R_{\text{чик}} = \frac{R_{11}}{\gamma} \quad (5.55)$$

Демак, эмиттер қайтаргичининг чиқиш қаршилиги кичик миқдор экан (масалан, $R_{11}=600$ Ом га $\gamma=40$ бўлса, $R_{\text{чик}}=15$ Ом бўлади). Шунга кўра кучайтиргичнинг нагрузкаси бўлган R_3 резисторнинг қаршилиги ҳам кичик миқдор бўли-



5.38-расм. Эмиттер қайтаргичининг соддалаштирилган эквивалент схемаси.

ши керак, чунки энергетик жиҳатдан нагрузка билан ички қаршилиқ бир хил тартибда танланиши лозим.

Шуни айтиш керакки, эмиттер қайтаргичининг чиқиш қаршилиги сигнал генераторининг R_r ички қаршилигига боғлиқ бўлади. R_r ортиши билан у ҳам ортиб боради. Агар $R_r = \infty$ бўлса, чиқиш қаршилиги ўзининг энг катта қийматига эришади:

$$R_{\text{чикмак}} = \frac{R_3 \cdot R_{22}}{R_3 + R_{22}} \quad (5.56)$$

Эмиттер қайтаргичининг кириш қаршилиги R_1 ва R_2 резисторлардан тузилган кучланиш бўлгичининг таъсирини ҳисобга олинмаса,

$$R_{\text{кир}} = \frac{U_1}{I_6} \quad (5.57a)$$

формула орқали ифодаланади. Бунда

$$I_6 = \frac{U_1}{(R_r + R_{11}) + \gamma(R_{22} \parallel R_3 \parallel R_n)} \simeq \frac{U_1}{\gamma R_3}$$

эканини ҳисобга олсак, у қуйидагича ифодаланади:

$$R_{\text{кир}} \simeq \gamma R_3 \quad (5.57b)$$

Демак, эмиттер қайтаргичининг кириш қаршилиги етарлича катта миқдор экан. Лекин унинг катталиги базага уланган R_1 ва R_2 резистордан тузилган кучланиш бўлгичига жуда боғлиқ бўлади. Эмиттер қайтаргичининг яхши ишлаши учун $R_1 \parallel R_2 < R_3$ тенгсизлик бажарилиши керак бўлса, кириш қаршилиги ўзгаришсиз қолиши учун $R_{11} \parallel R_2 > R_{\text{кир}} \simeq \gamma(R_3 \parallel R_n)$ бўлиши керак. Бу икки тенгсизлик бир вақтда бажарилиши учун $R_3 > \gamma R_n$ бўлиши, яъни нагрузка қаршилиги етарлича кичик бўлиши лозим, чунки транзисторнинг иш режими бузилмаслиги учун жуда катта миқдорли R_n резистор олиб бўлмайди.

Умумий эмиттерли схема асосида йиғилган кучайтиргичдаги каби эмиттер қайтаргичининг частотавий характерицикаси қуйи частоталарда ўтиш занжирининг вақт доимийси $C_1 R_{\text{кир}}$ ва $C_2 R_n$ га боғлиқ бўлса, юқори частоталар соҳасида нагрузка занжирининг вақт доимийси $\tau_{\text{вэқ}} = C_0 R_{\text{эқв}}$ билан характерланади. Лекин эмиттер қайтаргичининг нагрузка занжирининг вақт доимийси $\tau_{\text{вэқ}}$ жуда кичик бўлади. Сабаби эквивалент чиқиш қаршилиги жуда кичик миқдордир.

Шунга кўра

$$\tau_{в\dot{э}к} = C_0 (R_{чик} \parallel R_9) = C_0 \left(\frac{R_{11}}{\gamma} \parallel R_9 \right) \simeq C_0 \frac{R_{11}}{\gamma} \quad (5.58)$$

деб ёзиш мумкин. Бу зарарли сиғимлари бир хил бўлган эмиттер қайтаргичи билан умумий эмиттерли кучайтиргичнинг частотавий характеристикалари солиштирилганда уларнинг юқори частота соҳасидаги пасайиши эмиттер қайтаргичида жуда катта частоталарга тўғри келишини кўрсатади. Шунинг учун эмиттер қайтаргичнинг ўтказиш соҳаси кенг бўлиши талаб қилинмаса, унинг чиқишига сиғими C_0 дан етарлича катта бўлган C_{11} конденсаторни улаш мумкин (5.37-расм). Бундан ташқари, эмиттер қайтаргичнинг эквивалент кириш сиғими ҳам етарлича кичик бўлади.

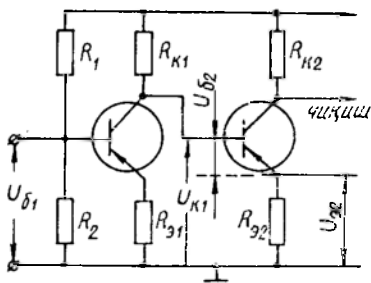
Шундай қилиб, эмиттер қайтаргичи кириш қаршилиги катта, чиқиш қаршилиги эса, кичик бўлган кенг ўтказиш соҳасига эга бўлган кучайтиргичдир. У кучланишни кучайтирмаса ҳам ($K < 1$), ток кучи ($\gamma > 1$) ва қувватни яхши кучайтиради.

Эмиттер қайтаргичнинг кириш қаршилиги катта ва эквивалент кириш сиғими кичик бўлгани учун гармоник ёки импульс сигналларини кучайтиришда кириш каскади вазифасида, чиқиш қаршилиги кичик ва катта сиғим уланиши мумкин бўлгани учун ташқи нагрузка-каси кичик ёки катта сиғимли қурилмаларда чиқиш каскади вазифасида ишлатилади. Бошқача қилиб айтганда, эмиттер қайтаргичи қурилмаларнинг кириш ва чиқиш қаршиликларини созловчи қаршиликлар трансформатори вазифасини бажаради.

5.14. Ўзгармас ток кучайтиргичи

Кўпинча автоматик назорат ва бошқариш, радиоўлчаш системалари каби радиоэлектрон қурилмаларда ток кучи ва кучланишнинг ўта суз (Герцнинг бўлакларига тенг частотали) ўзгаришларини кучайтириш талаб қилинади. Бундай тебранишларни кучайтириш учун қўлланиладиган кучайтиргичнинг ўтказиш соҳаси нолдан ($\omega_n = 0$) бошланиши керак. Шунга кўра ўтказиш соҳаси $\omega_n = 0$ дан бирор ω_v қийматгача етадиган паст частотали кучайтиргич — *ўзгармас ток кучайтиргич* (ЎТК) деб аталади.

ЎТКнинг характерли белгиси шуки, уларда ташқи нагрузка занжирига (кейинги каскадга) кучайтирилган



5.39-расм. Ўзгармас ток кучайтиргичи.

нинг каскадлари ўзаро гальваник боғланишда бўлади. Унинг энг содда усули бир каскаднинг чиқишини кейинги каскаднинг киришига бевосита туташтиришдир. Лекин бундай уланиш ҳар бир каскаднинг ўзгармас ток бўйича иш режимини ўзгартиб юборади. Шунинг учун уларни мослаш чораси қўрилиши шарт. Улардан бири схемага ток бўйича манфий тескари боғланиш кириштиришдир. 5.39-расмда икки каскадли УТҚнинг содда схемаси кўсатилган. Унда T_1 транзисторнинг коллектори T_2 транзисторнинг базаси билан бевосита туташтирилган. Шунинг учун уларнинг потенциаллари ўзаро тенг бўлади. Базаларга бериладиган силжитиш кучланиши эса, сон жиҳатдан коллектор кучланиши билан кейинги каскаднинг эмиттер кучланиши айирмасига тенг. Масалан, T_2 транзистор учун $U_{\delta 2} = U_{\kappa 1} - U_{\delta 2}$ унда $U_{\delta 2} = I_{\delta 2} \cdot R_{\delta 2}$ ва ҳоказо. Шунинг учун база кучланишининг керакли қийматини R_{δ} резистор қаршилигини ўзгартиб танлаш мумкин. Лекин базадаги силжитиш кучланишининг қиймати катта эмас (вольтнинг бўлаклари), яъни $U_{\kappa} \gg U_{\delta}$. Шунинг учун тармоқлардаги ток $I_{\delta 1} = I_{\delta 2}$ бўлиши учун R_{δ} ни орттириш, R_{κ} ни кичрайтириш керак. Иккала ҳолда ҳам кучайтириш коэффициенти кичрайдиган. Чунки R_{κ} нинг кичрайиши кучайтириш коэффициенти бевосита кичрайтирса, R_{δ} нинг ортиши ток бўйича манфий тескари боғланиш чуқурлигини орттиради. Демак, умумий кучайтиришни орттириш учун каскадлар сонини кўпайтириш мақсадга мувофиқ эмас.

УТҚнинг асосий камчилиги ишининг ностабилигидир. Манба кучланишининг ўзгариши, схема элементларининг ўзгариши ва бошқалар кучайтиргичнинг ич-

тебранишнинг ҳам ўзгармас, ҳам ўзгарувчан ташкил этувчиси узатилади. Шунинг учун боғловчи занжирнинг ўтказиш соҳаси қуйи частота томонидан чегараланмаган бўлиши керак. Бу деган сўз, юқорида қўрилган кучайтиргичларидаги каби каскадлар орасида ажратувчи конденсатор ёки трансформаторлардан фойдаланиш мумкин эмас. УТҚ

ки занжиридаги ток кучи ва кучланишни ўзгартиради. Бу ўзгариш кучайтириш поғоналарида кучайтирилиб, кириш сигнали таъсир этмаганда ҳам кучайтиргичнинг чиқишида бирор ўртача миқдор атрофида ўзгариб турадиган кучланишни ҳосил қилади. Паст частотали кучайтиргичларда бу кучланиш кучайтириш стабиллигига таъсир этмайди. Аммо УТҚларида уларнинг таъсири кучли бўлади. Кучайтириладиган сигналнинг катталиги ва табиати шу ўзгаришларга ўхшаш бўлгани учун фойдали сигнални улардан фарқлаш қийин бўлиб қолади. Сигнал кучланишига боғлиқ бўлмаган ҳолда чиқиш кучланишининг вақт бўйича ўз-ўзидан ўзгариши *кучайтиргич нолининг оғиши — дрейфи* деб аталади.

Нолнинг дрейфи вақт бирлиги ичида ички ўзгаришлар ҳисобига кучайтиргичнинг чиқишида ҳосил бўладиган кучланишни ҳосил қилаоладиган кириш кучланишига сон жиҳатдан тенг кучланишдир. (Унинг катталиги соатига бир неча милливольтгача етиши мумкин). Уни *келтирилган дрейф* деб аталади.

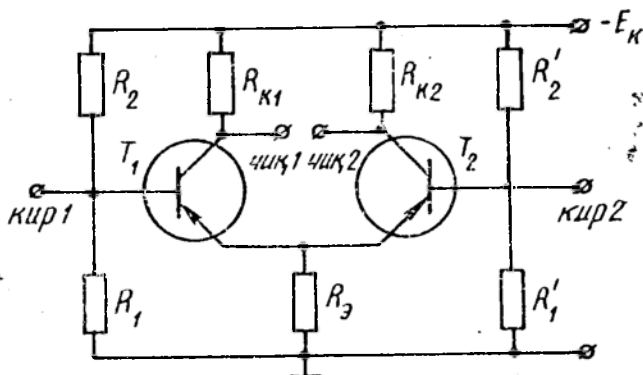
Келтирилган дрейф кучайтиргичнинг сезгирлигини ифодалайди. Уни аниқлаш учун дрейф кучланиши $U_{\text{дрейф}}$ ни (кучайтиргичнинг кириш клеммалари қисқа туташтирилган ҳолда олинган) кучайтириш коэффициентига бўлиш керак.

Дрейфни камайтириш учун кучайтиргич схемасида турғун ишлайдиган элементлардан фойдаланилади; таъминлаш манбалари турли стабилизаторлар ёрдамида стабилланади ва ҳ. к.

Кўриб чиқилган УТҚ *бевосита кучайтиришли кучайтиргич* деб аталади. Унинг камчиликларини камайтириш учун кўприксимон — баланс схемага ўтилади. Уларга дифференциал ва операцион кучайтиргичлар мисол бўлади.

5.15. Дифференциал кучайтиргич

Дифференциал кучайтиргич (ДК) икки тебраниш кучланишининг айирмасини кучайтирувчи УТҚдир. У кўприксимон тузилишга эга бўлиб, иккита кириш ва иккита чиқиш клеммаларига эга. 5.40- расмда кўрсатилган схемада кўприк $R_{k1} = R_{k2}$, резисторлар ва T_1 ва T_2 транзисторлардан ташкил топган. Унинг бир диагонаliga E_k манба уланса, иккинчисига — R_n нагрузка резистори уланади. Агар схемадаги мос элементлар ўза-



5.40- расм. Дифференциал кучайтиргич.

ро тенг бўлса, система симметрик бўлиб, кўприк мувозанатда бўлади. Агар кириш сигнали таъсир этмаса, E_k 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 оралиғига уланса, ундаги кучланиш нолга тенг бўлади (дрейф йўқ). Схеманинг бундай ҳолати *сокинлик режими* деб аталади.

Агар база токлари ҳисобга олинмаса R_3 резистордан ўтадиган ток $I_{к1} + I_{к2}$ га тенг бўлиб, ундаги потенциал тушуви R_3 ($I_{к1} + I_{к2}$) базаларда ток бўйича манфий [тескари боғланиш кучланишини ҳосил қилади. У транзисторларнинг бошланғич ишчи нуқтасини стабил ушлаб туради. Масалан, ҳарорат, манба кучланиши ва бошқалар ўзгариши сабабли $I_{к1}$ ва $I_{к2}$ ток ўзгарса, R_3 резистордаги потенциал тушуви ҳам ўзгаради. Бу ўзгариш ҳар доим базага узатилганда база [кучланиши бошланғич ўзгаришга тескари йўналишдаги ток ўзгаришига олиб келади. Натижада $I_{к1} + I_{к2} = \text{const}$ бўлиб қолади.

Кучайтиргичга сигнал таъсир этишини 2 та хусусий ҳолга ажратиш мумкин:

1) иккала киришга сон жиҳатдан тенг ва бир хил фазали — синфаз сигналлар таъсири;

2) Иккала киришга сон жиҳатдан тенг, лекин қарама-қарши фазали — айирма ёки дифференциал сигналлар таъсири.

Биринчи ҳолда T_1 ва T_2 транзисторларнинг база кучла-

нишлари бир хил миқдорга ўзгаради: $\Delta U_{\delta 1} = \Delta U_{\delta 2} = U_{\text{кпр}1} - U_{\text{кпр}2}$. Коллектор тоқларининг ўзгаришлари ҳам ўзаро тенг бўлади. Шунинг учун коллектор кучланишлари ҳам бир хил ўзгаришга учрайди ва I ва II чиқишлар орасидаги натижавий кучланиш нолга тенг (сокинлик режимида ўхшаш). Демак, ДК идеал бўлса, ундан бир хил фазали — синфаз сигналлар ўтмайди.

Иккинчи ҳолда киришларга таъсир этувчи сигналлар қарама-қарши фазада бўлгани учун ΔI_k коллектор тоқининг ўзгаришлари миқдор жиҳатдан тенг бўлиб, ўзаро тескари фазада ўзгаради, яъни базасига мусбат кучланиш қўйилган транзистордаги ток камайса, манфий кучланиш қўйилгани — ортади. Шунга кўра коллектор кучланишларидан бири ортса, иккинчиси камаяди ва уларнинг миқдори ўзаро тенг бўлади. Шунинг учун чиқиш кучланиши уларнинг айирмасига тенг бўлиб нолдан фарқ қилади: $U_{\text{чиқ}} = U_{\text{чиқ}1} - U_{\text{чиқ}2}$. Демак, ДК қарама-қарши фазадаги кириш сигналларини кучайтирар экан. Бунда ҳар бир каскад мустақил кучайтиргич бўлиб хизмат қилади. Кириш сигнали кучайтиргич киришларидан фақат биттасига таъсир этган ҳолни кўрайлик. Мисол учун $U_{\text{кпр}1} > 0$, $U_{\text{кпр}2} = 0$ бўлсин. Бунда бошланғич пайтда I_{k1} ток ΔI_{k1} га кўпайиб, $I_{k2} = \text{const}$ бўлади. Шунинг учун $(I_{k1} + \Delta I_{k1}) + I_{k2}$ йиғинди ток ортади ва тескари боғланиш ишга тушади. Натижада T_1 транзистордаги ток $I_{k1} + \frac{\Delta I_k}{2}$ бўлса,

T_2 транзистордаги ток — $I_{k2} - \frac{\Delta I_k}{2}$ бўлиб, биринчи чиқиш кучланиши камаяди; иккинчи чиқишдаги кучланиш ортади. Натижавий чиқиш кучланишининг ўзгариши олдинги ҳолдигидан икки марта кичик бўлади.

Кўпинча кириш сигнали ДКнинг ҳар икки киришига бир вақтда берилса ҳам, чиқиш сигнали чиқишларнинг фақат биттасидан олинади. Мисол учун чиқиш кучланиши иккинчи чиқишдан олинсин. Унда юқоридаги мулоҳазаларга асосан, биринчи киришга таъсир этадиган сигнал билан чиқиш кучланиши бир хил фазада, иккинчи киришга берилган сигнал билан эса, қарама-қарши фазада ўзгаришини аниқлаш мумкин. Шунга кўра биринчи кириш *тўғри* (фаза ўзгартмайдиган — *инверс* эмас) кириш деб, иккинчиси эса, *фаза ўзгартувчи* (*инверс*) кириш деб аталади.

ДКнинг кучайтириш коэффициенти ҳар бир хусусий

ҳол учун алоҳида-алоҳида аниқланади. Масалан, дифференциал (айирма) сигналга нисбатан у

$$K_p = \frac{U_{чик1} - U_{чик2}}{U_{кир1} - U_{кир2}} \quad (5.59)$$

кўринишда аниқланса, ҳар бир чиқишга нисбатан

$$K_{p1} = \frac{U_{чик1}}{U_{кир1} - U_{кир2}} \quad \text{ва} \quad K_{p2} = \frac{U_{чик2}}{U_{кир1} - U_{кир2}} \quad (5.59б)$$

бўлади. Синфаз сигналга нисбатан кучайтириш коэффициенти қуйидагича ифодаланади:

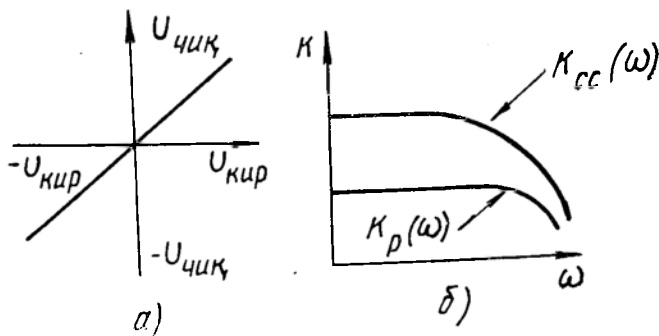
$$K_c = 2 \frac{U_{чик1} - U_{чик2}}{U_{кир1} + U_{кир2}} \quad (5.60)$$

Реал кучайтиргич идеал симметрияга эга бўлмагани учун унинг натижавий чиқиш кучланиши:

$$\Delta U_{чик} = U_{чик1} - U_{чик2} = K_p(U_{кир1} - U_{кир2}) + K_c \frac{U_{кир1} + U_{кир2}}{2}$$

ДКнинг сифати *синфаз сигнални сўндириш коэффициенти* деган катталик орқали характерланади. У дифференциал сигнални кучайтириш коэффициенти синфаз сигнални кучайтириш коэффициенти нисбатига тенг:

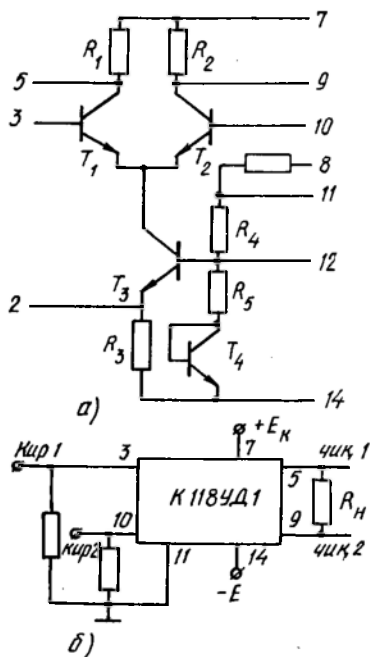
$$K_{cc} = \frac{K_p}{K_c} \quad (5.61)$$



5.41- расм. Дифференциал кучайтиргичнинг амплитудавий (а) ва частотавий (б) характеристикаси.

Кучайтиргич фақат дифференциал сигнални қайд қилиши учун $K_c \ll K_p$ бўлиши керак. Шунга асосан яхши ДК ларда $K_{cc} = 10^4 \div 10^6$ тартибда бўлади.

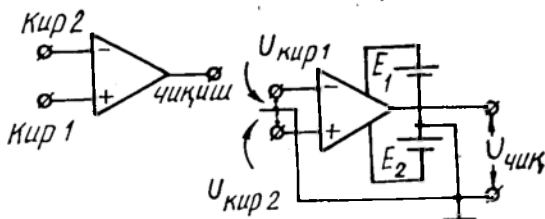
5.41-расмда дифференциал кучайтиргичнинг амплитудавий ва частотавий характеристикалари кўрсатилган. Ундан синфаз сигнал юқори частотасининг чегаравий қиймати дифференциал сигналниқига қараганда кичик бўлиши кўрилади. У синфаз сигнал учун $\tau_{вс} = C_0 R_{экв}$ нинг дифференциал сигналга нисбатан етарлича катта бўлиши ($\tau_{вс} > \tau_{вр}$) билан тушунтирилади. Шундай қилиб ДКнинг сифатли ишлаши учун унинг елкалари симметриклигини таъминлаш керак. Бунинг учун интеграл микросхемалар қўлланилади. 5.42-расмда бунга мисол кўрсатилган. Унда T_1 ва T_2 транзисторлар ДКнинг негизини ташкил қилади. T_3 транзисторда йиғилган занжир юқорида кўрилган схемалардаги R_3 резистор вазифасини бажаради. T_4 транзистор диод уланишига эга бўлиб, T_3 транзисторнинг термостабилаш занжири вазифасини бажаради.



5.42- расм. KI184D1 микро-схема (а) ва ўрта тузилган дифференциал кучайтиргич (б).

5.16. Операцион кучайтиргич

Операцион кучайтиргич — ОК жуда катта кучайтириш коэффициентига эга бўлган (10^4 — 10^6) дифференциал кириш ва битта чиқишли УТҚдир. Унинг ишлаш услуби ДКниқига ўхшаш бўлиб, асосан, чуқур манфий тескари боғланиш занжири киритилган ҳолда қўлланилади. ОКлар кенг ўтказиш соҳасига ($\omega_{в} = 10 \div 100$ мГц), катта кириш ($R_{кир} \geq 10$ кОм) ва кичик чиқиш ($R_{чик} < 100$ Ом) қаршилигига, юқори даражадаги синфаз сиг-



5.43- расм. Операцион кучайтиргичнинг шартли белгиси ва схемага уланиши.

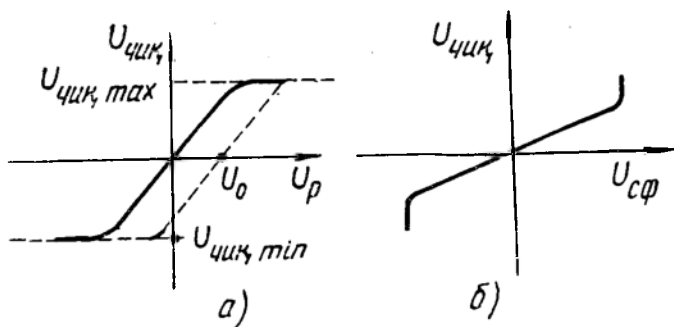
налларни сўндириш коэффициентига эга бўлган юқори сифатли универсал кучайтиргичдир. (Улар қиёсий ҳисоблаш қурилмаларида математик амалларни бажариш учун яратилган ва операцион кучайтиргич деб аталган).

5.43- расмда операцион кучайтиргичнинг шартли белгиси ва схемага уланиш усули кўрсатилган. Унда фаза ўзгартмайдиган (тўғри) кириш "+" ишора билан, фазани 180° га бурадиган (инверс) кириш эса, "-" ишора билан кўрсатилган. E_1 ва E_2 манбалар киришга сигнал таъсир этмаган ҳолда чиқиш кучланишини нолга келтириш ва чиқиш сигнали қутбини ўзгартириш учун хизмат қилади.

Кириш сигнали генератори турлича уланиши мумкин. Қўпинча у тўғри киришга улаиб, фаза ўзгарувчи киришга тескари боғланиш занжири киритилади.

ОКлар ҳам ДКларга ўхшаш дифференциал сигнални кучайтириш коэффициенти K_c , синфаз сигнални кучайтириш коэффициенти K_c , ва синфаз сигнални сўндириш коэффициенти K_{cc} лар билан характерланади. ОКларда K_p хусусий кучайтириш коэффициенти деб аталади ва тескари боғланиш бўлмаган кучайтиргични ифодалайди.

5.44- расмда операцион кучайтиргичнинг амплитудавий характеристикаси кўрсатилган. Ундан кўринадик, дифференциал сигнал учун амплитудавий характеристика чиқиш кучланишининг $U_{чик, max}$ ва $U_{чик, min}$ қийматлари орасида тўғри чизиқдан иборат. Бу оралиқ кучайтириш диапазони деб аталади. Реал кучайтиргичларнинг бу характеристикаси ё чап, ёки ўнг (пунктир чизиқ) томонга сурилган бўлиши мумкин. Бу чиқиш кучланишининг нолга тенг бўлишини таъминлаш учун



5.44- расм. Операцион кучайтиргичнинг дифференциал (а) ва синфаз (б) сигналга нисбатан амплитудавий характеристикаси.

кучайтиргич киришига U_0 кучланиш берадиган манба уланиши кераклигини кўрсатади. U_0 —*нолни суриш кучланиши* деб аталади. (Сифатли кучайтиргичларда U_0 ҳисобга олинмайди).

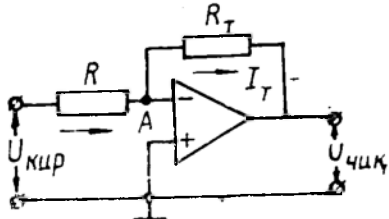
Синфаз сигналга нисбатан амплитудавий характеристиканинг тўғри чизиқли қисми *синфаз сигнални сўндириш соҳаси* деб аталади. Ундан ташқари K_c бирдан тез ўса бошлайди. Бу сигнал кучланиши манба кучланишига яқинлашганда кузатилади.

5.17. Операцион кучайтиргичларни улаш схемалари

ОҚлар амплитудавий характеристикасининг тўғри чизиқли қисми кириш сигналининг жуда кичик қийматларига тўғри келади, чунки кучайтириш коэффиценти жуда катта бўлади. Шуни ва кириш қаршилигининг жуда катта бўлишини ҳисобга олган ҳолда ОҚ ларни қўллашда қуйидаги соддалаштириш киритилади.

1) Характеристиканинг тўғри чизиқли қисмида иккала киришнинг потенциаллари ўзаро тенг (милливольтдан ортмайди);

2) Кириш клеммалари орасидаги ток нолга тенг (кириш қаршилиги жуда катта бўлгани учун).



5.45- расм. Фаза ўзгартувчи (инверс) улаш.

ОКларни улаш схемалари турлича бўлиб бажариладиган математик амал турига қараб танланади. Шунлардан айримларини кўрайлик.

1. Фаза ўзгартувчи (инверс) улаш (5.45- расм).

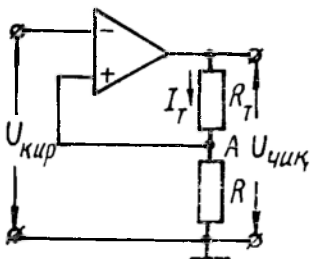
Бунда кириш сигнали фаза ўзгартувчи киришга, тўғри улаш кириши эса, ерга уланади. Шунинг учун А нуқтанинг потенциали ноль деб қабул қилинса (1 шарт), R резистордан ўтайдиган ток $I \approx \frac{U_{\text{кир}}}{R}$ га тенг бўлади. Бу ток А нуқтада иккига — кириш қаршилигидан ўтайдиган $I_{\text{кир}}$ ва R_T тескари боғланиш резисторидан ўтайдиган I_T токларга тармоқланиши керак. Лекин П—содаллаштириш шартига биноан $I_{\text{кир}} = 0$ деб олинса, $I \approx I_T$ бўлади. Лекин R_T резисторда I_T токни ҳосил қилиш учун $U_A - U_{\text{чик}}$ потенциаллар айирмаси мавжуд бўлиши керак. $U_A = 0$ бўлгани учун $I_T \approx -\frac{U_{\text{чик}}}{R_T}$ бўлади. Шунга кўра

$$-\frac{U_{\text{чик}}}{R_T} = \frac{U_{\text{кир}}}{R} \quad \text{ва} \quad K = \frac{U_{\text{чик}}}{U_{\text{кир}}} = -\frac{R_T}{R} \quad (5.62)$$

Демак, схеманинг кучайтириш коэффиценти резисторлар нисбатига тенг бўлиб, кучайтиргичнинг хусусий кучайтириш коэффиценти K_p га боғлиқ эмас экан. Минус ишора кириш кучланиши билан чиқиш кучланиши қарама-қарши фазада ўзгаришни кўрсатади.

2. Фаза ўзгартмайдиган улаш (5.46- расм)

Бу ҳолда кириш сигнали тўғри улаш киришига берилади. Фаза ўзгартувчи иккинчи киришга тескари боғланиш занжири (R_T ва R резисторлардан тuzилган кучланиш бўлгичи) орқали чиқиш сигналининг $\beta = \frac{R}{R+R_T}$ қисми қайта узатилади. Кириш кучланиши ортиши билан чиқиш кучланиши ҳам орта бошлайди. Лекин $U_{\text{чик}}$ нинг қиймати А нуқтанинг потенциали $U_{\text{кир}}$ га тенг бўлгунча ўсади, яъни чиқиш кучланиши ҳосил қиладиган I_T



5.46- расм. Фаза ўзгартмайдиган (тўғри) улаш.

ток ҳисобига R резисторда ҳосил бўладиган кучланиш тушуви кириш кучланишига тенг бўлиши керак:

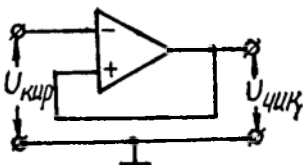
$$U_{\text{кир}} \simeq U_A = I_T R = U_{\text{чик}} \cdot \beta$$

Бундан кучайтириш коэффициенти

$$K = \frac{U_{\text{чик}}}{U_{\text{кир}}} = 1 + \frac{R_T}{R} \quad (5.63)$$

экани топилади.

Фаза ўзгартмайдиган улаш схемасининг хусусий ҳоли катта аҳамиятга эга. Агар $R_T = 0$, $R \rightarrow \infty$ бўлса, $K = 1$ бўлиб қолади (5.47-расм). Бу ОКнинг *кузатиш* схемаси деб аталади ва эмиттер қайтаргичи бўлиб ҳисобланади.

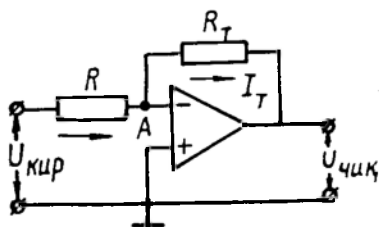


5.47-ра.м. Эмиттер қайтаргичи.

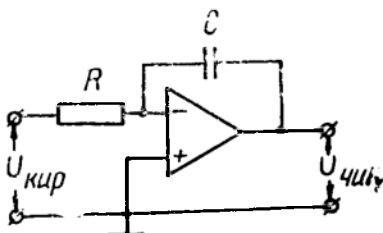
3. Дифференциалловчи ва интегралловчи улаш

Фаза ўзгартувчи улашда инверс кириш потенциали нол нуқтага (ерга) ўхшаш бўлади (5.45-расм). Шунинг учун уни *жамлаш нуқтаси* ёки «*виртуал масса*» деб аталади. А нуқтанинг потенциали ноль деб олингани учун схеманинг кириш қаршилиги $R_{\text{кир}}$ тескари боғланиш R_T резисторининг қаршилигига сон жиҳатдан тенг бўлади. Лекин $R_{\text{кир}}$ ОКнинг хусусий кириш қаршилигидан кичикроқ бўлади. Шуларни ҳисобга олган ҳолда дифференциаллаш ва интеграллаш схемаси тузилади.

5.48-расмда ОКнинг дифференциаллаш схемаси кўрсатилган. Унда А нуқтанинг потенциали ноль бўлгани учун кириш



5.48-расм. ОКнинг дифференциаллаш схемаси.



5.49-расм. ОКнинг интеграллаш схемаси.

кучланиши конденсаторга қўйилган бўлади. Шунинг учун R резистордан ўтадиган токни сифмдаги кучланиш орқали ифодаланса, $I_T = C \frac{dU_{\text{кпр}}}{dt}$ ва $U_{\text{чик}} = -RC \frac{dU_{\text{кпр}}}{dt}$ бўлади.

5.49-расмда ОКнинг интеграллаш схемаси кўрсатилган. Унда кириш кучланиши R резисторга қўйилган бўлади. Шунинг учун ундан ўтадиган ток $\frac{U_{\text{кпр}}}{R}$ га тенг бўлиб, C конденсаторни зарядлайди. Чиқиш кучланиши конденсатор орқали олингани учун $U_{\text{чик}} = -\frac{1}{RC} \int U_{\text{кпр}} dt$ бўлади. („—“ ишора кириш ва чиқиш кучланишларининг тескари фазада ўзгаришини кўрсатади).

5.18. Электрон стабилизаторлар

Электрон стабилизаторлар мураккаб стабилизатор бўлиб, уларда чизиqli бўлмаган элемент вазифасини электрон асбоблар — транзисторлар (биполяр ёки униполяр) бажаради.

Содда стабилизаторларда бўлгани каби электрон стабилизаторларда ҳам чизиqli бўлмаган элемент нагрузка резисторига нисбатан кетма-кет ва параллель уланиши мумкин. Параллель уланганда у автоматик шунт, кетма-кет уланганда эса, сўндирувчи қаршилиқ вазифасини бажаради.

Содда стабилизаторларда чизиqli бўлмаган элемент нагрузка резистори билан кетма-кет уланганда ток кучини, параллель уланганда эса, кучланишни стабиллар эди. Электрон стабилизаторларда бундай чегараланиш бўлмайди. Уларда ток кучи ва кучланишни стабиллаш улаш хилига боғлиқ эмас. У тартибга солувчи транзисторнинг базасига (затворга) бериладиган *бошқарувчи кучланиш* деб аталадиган кучланишнинг характери билан аниқланади. Агар стабиллаш схемасида бошқарувчи кучланиш нагрузкадан ўтадиган токка мутаносиб бўлса, қурилма *ток стабилизатори* деб, агар у нагрузкадаги потенциал тушувига мутаносиб бўлса, *кучланиш стабилизатори* деб аталади. Шулардан биз кучланиш стабилизаторлари билан танишамиз. Қўлайлик учун уларни оддий қилиб *электрон стабилизаторлар* деб атаймиз.

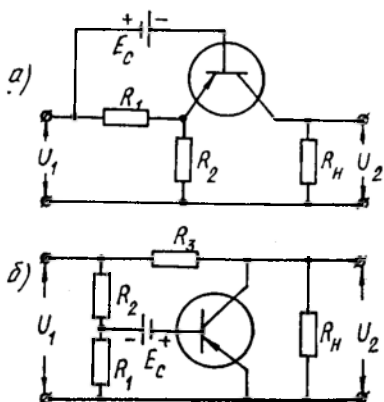
Электрон стабилизаторлар асосан икки турга — киришдан ва чиқишдан бошқарилувчи стабилизаторларга

ажратилади. Киришдан бошқарилувчи стабилизаторларда бошқарувчи кучланиш кириш (манба) кучланишига мутаносиб бўлса, чиқишдан бошқарилувчи стабилизаторларда у фойдали нагрузкадаги кучланиш ўзгаришига мутаносиб бўлади. Электрон стабилизаторларда стабилловчи чизиқли бўлмаган элемент тартибга солувчи элемент деб ҳам аталади.

5.50 а-расмда киришдан бошқарилувчи стабилизаторнинг содда кетма-кет схемаси кўрсатилган. Унда R_1 резистордаги кучланиш T транзисторнинг базасига узатилади. Унинг катталиги U_1 кириш кучланишига мутаносиб бўлиб, бошқарувчи кучланиш бўлиб ҳисобланади. Агар кириш кучланиши ортса, R_1 резисторда ажраладиган кучланиш ҳам ортади. У тескари ишора билан базага узатилгани учун T транзистор ёпила бошлайди. Бу ўзгармас токка нисбатан транзистор қаршилигининг ортишига эквивалентдир. Натижада бошқарувчи элемент — транзисторда кучланиш тушуви ортади. Аксинча, кириш кучланишининг камайиши транзистор қаршилигининг камайишига олиб келадики, ундаги кучланиш тушуви ҳам камаяди.

Шундай қилиб R_1 резистор туфайли схемада манфий тескари боғланиш жараёни содир бўладики, у эмиттер ва база кучланишларининг қарама-қарши фазада ўзгаришини таъминлаб туради. Шунинг учун схема параметрларини танлаш йўли билан транзисторда шундай иш режими ҳосил қилиш мумкинки, ундаги кучланиш тушувининг ўзгариши сон жиҳатдан кириш кучланиши ўзгаришига тенг бўлсин. У ҳолда чиқиш кучланиши ўзгаришсиз бўлади.

Кўрилаётган стабиллаш схемасининг сезгирлигини орттириш учун бошқарувчи кучланишни катта қилиб олиш керак. Бунинг учун R_1 резистор қаршилигини кат-



5.50- расм. Киришдан бошқарилувчи стабилизаторнинг кетма-кет (а) ва параллел (б) схемалари.

талаштириш керак. Лекин R_1 нинг ортиши билан ундаги ўзгармас кучланиш ҳам ортади ва у транзисторнинг ишчи нуқтасини унинг ишчи (актив) соҳасидан чиқариб юборади. Ишчи нуқтани ишчи соҳага силжитиш учун схемага қўшимча E_c манба уланди. Унинг кучланиши *таянч кучланиши* деб аталади.

5.50 б- расмда киришдан бошқарилувчи стабилизаторнинг параллель уланиш схемаси кўрсатилган. Тартибга солувчи транзистор билан кетма-кет уланган R_3 резистор *сўндирувчи ёки балласт қаршилик* деб аталади.

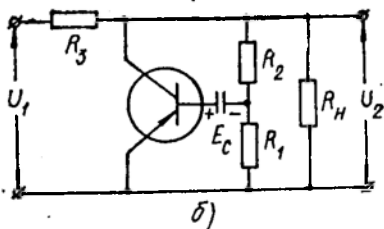
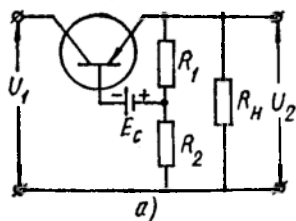
Электрон стабилизаторнинг бу схемаси тузилиши жиҳатдан 2.68 б- расмда кўрсатилган содда стабилизаторнинг схемасига ўхшашдир. Сўндирувчи қаршиликдан коллектор ва нагрузка токлари ўтади. Агар кириш кучланиши ортса, чиқиш кучланиши ҳам ортиши керак. Лекин R_1 резистордан транзисторнинг базасига узатиладиган бошқарувчи кучланиш ҳам ортади. У тартибга солувчи элемент — транзисторнинг яхшироқ очилишига, яъни коллектор токининг ортишига олиб келади. Коллектор токининг ортиши R_3 резистордаги кучланиш тушувини орттиради ва коллектор кучланиши камаяди. Транзистор нагрузка резистори билан параллель уланган бўлгани учун чиқиш кучланиши ҳам камаяди. Аксинча, кириш кучланишининг камайиши коллектор кучланишининг, яъни чиқиш кучланишининг ортишига олиб келади.

Демак, стабилизаторнинг параллель уланиш схемасида кириш кучланиши билан чиқиш кучланишининг ўзгариши қарама-қарши йўналишда бўлар экан. Шунинг учун схема элементларини шундай танлаш мумкинки, кириш кучланишининг ўзгариши билан чиқиш кучланиши ўзгаришсиз қолсин. Бунинг учун кириш кучланиши ўзгаришининг абсолют қиймати коллектор токи ўзгариши сабабли R_3 резисторда ҳосил бўладиган кучланиш тушувига сон жиҳатдан тенг бўлиши керак ($\Delta U_1 = \Delta I_k \cdot R_3$). Бу стабилизаторнинг юз фоизлик стабиллаш шартидир.

Шундай қилиб, киришдан бошқарилувчи электрон стабилизаторларда юз фоизлик стабиллашга эришиш учун $R_n = \text{const}$ бўлиши керак.

Нагрузканинг қаршилиги ўзгариши мумкин бўлган ҳолда чиқишдан бошқарилувчи стабилизаторлар йиғилган. Бундай стабилизаторларда юз фоизли стабиллашга эришиш мумкин эмас. Чунки тартибга солувчи элемент-

нинг ишга тушиши учун албатта чиқиш кучланишида ўзгариш бўлиши керакки, унинг бир қисми бошқарувчи кучланиш вазифасини бажаради. Бу стабилизаторларнинг афзаллиги шундаки, улар кириш ва нагрузкадаги кучланиш ўзгаришларини бирдек стабиллаб беради.

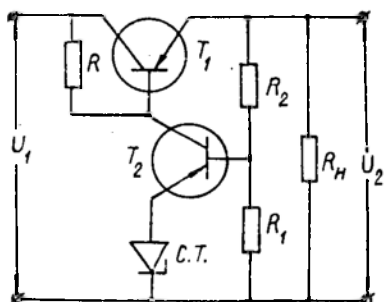


5.51- расм. Чиқишдан бошқарилувчи стабилизаторнинг кетма-кет (а) ва параллель (б) схемалари.

қиқатан ҳам чиқишдан бошқарилувчи стабилизаторнинг кетма-кет схемасида (5.51 а- расм) бошқарувчи кучланиш R_n нагрузка резисторининг клеммаларидаги кучланишга мутаносибдир. Чиқиш кучланиши ортса, R_1 резистордаги кучланиш ҳам ортади ва у транзисторнинг базасидаги манфий кучланишни камайтиради. Натижада транзисторнинг ўзгармас токка бўлган қаршилиги ортади ва ундаги потенциал тушуви кўпаяди. Бу чиқиш кучланишининг камайишига олиб келади. Аксинча, чиқиш кучланиши камайса, юқорида кўрилган жараён тескари йўналишда содир бўлади ва чиқиш кучланиши ортади.

Чиқишдан бошқарилувчи стабилизаторнинг параллель схемасида (5.51 б- расм) чиқиш кучланишининг ортиши R_1 резистордаги кучланишнинг ортишига олиб келади. У транзистор базасидаги мусбат кучланишни камайтиради ва ундан ток кўпроқ ўтабошлайди. Натижада R_3 сўндирувчи резистордаги потенциал тушуви ортиб, чиқиш кучланиши камаюди. Аксинча, база кучланиши камайса, R_1 резистордаги кучланиш камаюди ва транзистордан ток ўтиши қийинлашади: R_3 резистордаги кучланиш тушуви камайиб, чиқиш кучланиши ортади.

Шундай қилиб, стабилизаторнинг иккала тур схема-сида ҳам чиқиш кучланишининг ҳар қандай ўзгаришига транзистор акс таъсир кўрсатади. Натижада чиқиш кучланиши бирор ўртача қиймат атрофида ўзгариб туради. Стабиллаш жараёни сифатли бўлиши учун бу ўзаришлар етарлича кичик бўлиши керак. Уни таъминлаш эса, транзисторнинг ишини чиқиш кучланишининг қанчалик кичик ўзгариш амплитудаси бошқара олишига боғлиқ. Шунинг учун қурилманинг сезгирлигини ошириш мақсадида стабиллаш схемасига кучайтириш каскади киритилади. У бошқарувчи кучланишни кучайтириб бериш учун хизмат қилади. Кучайтиргич транзистори *бошқарувчи элемент* деб аталади.



5.52- расм. Чиқишдан бошқарилувчи кетма-кет турдаги стабилизаторнинг кучайтириш каскадига эга бўлган схемаси.

Амалда чиқишдан бошқарилувчи стабилизаторларнинг кетма-кет схемаси кенг тарқалган. Кучайтириш каскадига эга бўлган бундай стабилизаторнинг принципал схемаси 5.52- расмда кўрсатилган.

Шуни айтиш керакки, стабилизаторнинг амалий схемаларида таянч (силжитиш) кучланиши E_c ни айрим манба ёрдамида ҳосил қилиш қулай эмас. Шунинг учун у автоматик усулда коллектор манбаи ҳисобига вужудга келтирилади. Бунинг учун транзисторнинг эмиттер занжирига стабилитрон (резистор эмас) уланади. Ишчи режимда (характеристиканинг тўғри чизиқ қисми) стабилитрондаги потенциал тушуви ундан ўтувчи токка боғлиқ бўлмайди, яъни эмиттер кучланиши деярли ўзгаришсиз бўлади. Бу кучланиш транзисторнинг базасига ўзгармас кучланиш каби тескари ишора билан узатилиб туради.

5.19. Кучайтиргичларда шовқин

Ҳар қандай электр занжирида бўлгани каби кучайтиргичларнинг кириш занжирида ҳам зарарли таъсирлар вужудга келади. Улар электр тебранишлари табиатиға

эга бўлиб, сигнал билан биргаликда кучайтирилади ва нагрузка қаршилигида фойдали сигнал билан бир қаторда ажралади. Натижада фойдали сигнални соф ҳолда текшириш қийинлашади. Шунинг учун бу тебранишларни *шовқин* деб аталади.

Шовқин манбаи кучайтиргичдан ташқарида ва унинг ичида бўлиши мумкин. Шунга кўра кучайтиричлардаги шовқин ташқи ёки ички шовқин деб юритилади. Ҳар икки шовқин турли сабаблар асосида ҳосил бўлади ва табиати жиҳатдан турличадир. Агар ташқи шовқинни йўқотиш мумкин бўлса, ички шовқиндан қутулиш мумкин эмас. Фақат махсус чораларни кўрган ҳолда уни камайтириш мумкин, холос.

Ташқи шовқинга қуйидагилар мисол бўлади:

а) фон — манба занжири орқали кучайтиргичга техник частотали (50 ёки 100 Гц) тебранишнинг кириши. Унинг ҳосил бўлишига сабаб кучайтирувчи элементнинг электродларига тўғрилагич орқали кучланиш берилишидир. Ундан қутулиш учун тўғрилагичнинг текисловчи филътрининг ишлашини яхшилаш керак.

б) микрофон эффе́кти — механик таъсирлар (силкиниш, урилиш, туртки ва бошқалар) натижасида кучайтиргичнинг элементларидан ўтадиган токнинг ўзгаришидир. Бу асосан паст частотали сигналларни кучайтиришда катта таъсир кўрсатади. Ундан қутулиш учун кучайтиргичнинг элементларини мустаҳкам қилиб маҳкамлаш ва бутун системани амортизация қилиш керак.

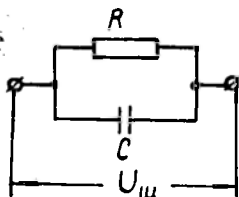
в) саноат марказлари ва шаҳар транспортдан ҳосил бўладиган электромагнит майдон, космик нурланишлар, атмосфера ҳодисалари таъсири натижасида кучайтиргичнинг кириш занжирида индукция электр юритувчи кучининг ҳосил бўлиши. Ундан қутулиш учун кучайтиргич элементлари ва симларини яхшилаб ҳимоялаш (экранлаш) зарур.

Ички шовқин кучайтиргичнинг элементларидан ўтадиган токнинг флюктуацияси натижасида ҳосил бўлади. Шунинг учун у *флюктуация шовқини* деб ҳам аталади. У икки турга ажратилади: иссиқлик (контур) шовқини ва электрон асбоблар шовқини.

Иссиқлик шовқини кучайтиргич элементларини туташтирувчи симлардан ва резисторларидан ўтадиган электрон оқимининг флюктуациялари туфайли вужудга келади ва ташқи муҳитнинг иссиқлик ҳолатига бевосита боғлиқ бўлади.

Ўтказгич кесмасидаги электронларнинг ҳаракати тасодикий характерга эга, яъни кичик вақт оралиғида ўтказгичнинг кесими бўйича бир томонга йўналган электронлар сони иккинчи йўналишдагидан фарқ қилади. Натижада ўтказгичнинг турли кесимларидаги электронлар сони турлича бўлади. Бу ўтказгич узунлиги бўйича потенциал тақсимотининг бир текис бўлмаслигига олиб келади. Бошқача қилиб айтганда, ўтказгичдан ўтадиган ток ўзгаришларининг ўртача арифметик қиймати нолга тенг бўлса ҳам, оний қийматлари нолдан фарқлидир. Шунинг учун ўтказгичнинг икки нуқтаси орасидаги потенциаллар айирмаси — кучланиш нолга тенг эмас. Ана шу кучланиш *шовқин кучланиши* деб аталади.

Шовқин кучланишининг катталиги ташқи муҳит ҳароратига ва ўтказгичнинг резистив қаршилигига боғлиқ бўлади. Занжирнинг резистив қаршилиги частотага деярли боғлиқ бўлмагани учун шовқин кучланиши ҳам частотага боғлиқ бўлмаган катталиқдир, яъни частота спектри чексизга тенг. Шунинг учун иссиқлик шовқини *оқ шовқин* ҳисобланади ва частота спектри яхлит бўлади.



5.53- расм. Контур шовқини.

Иссиқлик шовқинини ўрганишда шовқин кучланиши квадрaтининг ўртача қиймати текширилади, чунки унинг ўртача арифметик қиймати нолга тенг бўлиши мумкин.

5.53- расмда кўрсатилган занжирни олайлик. У битта эркинлик даражасига эга, яъни чизиқли тенглама билан ифодаланади.

Физика курсидан маълумки, системанинг ҳар бир эркинлик даражасига $\bar{W}_0 = \frac{\kappa T}{2}$ бўлган ўртача энергия тўғри келади. Бизнинг система учун $\frac{\overline{CU_{ш}^2}}{2} = \frac{\kappa T}{2}$ кўринишида ифодаланади. Ундан занжир клеммаларидаги кучланиш ўзгаришининг ўртача квадратик катталигини аниқлайлик:

$$\overline{U_{ш}^2} = \frac{\kappa T}{C} \quad (5.64)$$

Бунда $\kappa = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Ж}}{\text{град}}$ — Больцман доимийси.

T — абсолют температура.

Занжир клеммаларидаги кучланишнинг ўзгариши, юқорида айтилганига биноан, унинг резитив қаршилиги ўзгариши ту-файли содир бўлади. Бизнинг ҳолда занжирнинг қаршилиги комплекс катталиқ, яъни $\dot{Z} = R(\omega) + jX(\omega)$. Шунинг учун $\bar{U}_{ш}^2$ нинг ўзгариши $\dot{Z}$ нинг $R(\omega) = \frac{R}{1+(\omega RC)^2}$ резитив ташкил этувчисининг ўзгариши ҳисобига ҳосил бўлиши керак. Унинг тўлиқ қиймати қуйидагича ифодаланади:

$$\int_0^{\infty} R(\omega)(d\omega) = \int_0^{\infty} \frac{R}{1+(\omega RC)^2} d\omega = \frac{\pi}{2C} \quad (5.65)$$

Бундан сифимнинг катталигини топиб (5.64) ифодага қўйсак, у қуйидаги кўринишга келади:

$$\bar{U}_{ш}^2 = -\frac{2kT}{\pi} \int_0^{\infty} R(\omega) d\omega \quad (5.66a)$$

Бу ифода *Найквист формуласи* деб аталади. У кучланишнинг флюктуацияси ҳақиқатан ҳам занжирнинг резитив қаршилиги $R(\omega)$ ва муҳитнинг T температурасига боғлиқ эканини кўрсатади.

Одатда ҳар бир кучайтиргич сигналларнинг маълум бир частота оралигини, яъни $\Delta\omega = \omega_b - \omega_n$ соҳасини кучайтириш учун мўлжаллаб ясалади. Шунинг учун (5.66 а) ифодани ана шу частоталар оралиғи учун интеграллаш етарли бўлади. Бундан ташқари, $\omega RC \ll 1$ тенгсизлик ўринли бўлса, $R(\omega)$ катталиқ частотага боғлиқ бўлмай қолади. Натижада (5.66 а) ифода соддалашиб, қуйидаги кўринишга келади:

$$\bar{U}_{ш}^2 = 4kTR\Delta f \quad (5.66 б)$$

Бунда Δf — кучайтиргичнинг ўтказиш соҳаси.

Демак, шовқиннинг кучланиши флюктуацияларнинг айрим частотасига эмас, балки спектрдаги барча ташкил этувчиларга бирдек боғлиқ экан.

Кўпинча қурилманинг шовқин хусусиятларини аниқлашда унинг эффектив ўтказиш соҳасини шовқин спектрининг соҳасига тенг деб олинади. Шунинг учун қурилманинг ўтказиш соҳаси қанча тор бўлса, шовқин кучланиши ҳам шунча кичик бўлади. Лекин шовқиннинг кучланиши қурилма ўтказиш соҳасининг абсолют қийматигагина эмас, балки унинг қандай частоталарга тўғри келишига ҳам боғлиқ. Ўтказиш соҳаси қанча юқори

частоталар соҳасига тўғри келса, шовқин кучланиши ҳам шунча кичик бўлади, чунки частота ортиши билан резитив қаршилиқ кичрайиб боради. Шунинг учун (5.66 б) ифода ўз кучини йўқотади. Бу ҳолда (яъни юқори частоталар соҳасида) шовқин кучланишининг квант механикаси бўйича ифодасидан фойдаланилади:

$$\bar{U}_{ш}^2 = 4 kTRP(f)df \quad (5.67)$$

Бунда $P(f)$ — *Планк кўпайтмаси* дейилади ва қуйидагича ифодаланади:

$$P(f) = \frac{hf}{kT \left(e^{\frac{hf}{kT}} - 1 \right)} \quad (5.68)$$

$h = 6,63 \cdot 10^{-34} \text{ ж.сек.}$ — Планк доимийси.

Агар $\frac{hf}{kT} \ll 1$ бўлса $P(f) = 1$ бўлади ва (5.67) ифода (5.66 б) кўринишига келади.

Электрон асбоблардаги шовқинга транзисторлардаги шовқин мисол бўлади. Улар уйғониш-сўниш ва диффузия шовқинларидир.

Уйғониш-сўниш шовқини *p-n* ўтишда электрон-кавак жуфтининг ҳосил бўлиши ва рекомбинацияланиши билан боғлиқ. У *p-n* ўтишда ҳаракатланувчи ток ташувчиларнинг зичлиги ўзгаришига олиб келадики, бунинг натижасида ток флюктуацияси ҳосил бўлади. Шунинг учун бундай шовқин *генерация — рекомбинацияланиш шовқини* ҳам дейилади.

Шовқиннинг иккинчи тури — *диффузия шовқини* табиати жиҳатдан юқорида кўрилган иссиқлик шовқинидан иборатдир. Биполяр транзисторларда у база қаршилигида шовқин кучланиши ҳосил бўлиши билан тушунтирилади. Биполяр транзисторлардаги асосий шовқинлардан яна бири *p — n* ўтишда ҳосил бўладиган сочилик шовқинидир. У ток ташувчиларнинг *p — n* ўтиш потенциал тўсиғини енгиб ўтишидаги флюктуациясидан ҳосил бўлади.

Униполяр транзисторлар учун каналда ҳосил бўладиган иссиқлик шовқини ва затвор занжиридаги сочилик шовқини асосий ҳисобланади.

Кучайтиргичларда шовқиннинг мавжудлиги кучайтириш коэффициентининг катталигига қараб уларни бирор мақсад учун яроқлилигини баҳолаш имконини

бермайди. Бу ҳолда абсолют (чегаравий) сезгирлик тушунчасидан фойдаланилади. У сон жиҳатдан бирдай қувватли сигнал ва шовқиннинг ўзаро нисбати бирга тенг бўлган ҳол бўлиб, фойдали сигналнинг шовқин тўпламидан ажратиш олиниши мумкин бўлган чегарани ифодалайди. Лекин бу катталиқ шартли миқдор бўлгани учун кучайтиргични сифат жиҳатдан баҳолайди, ҳолос.

Кучайтиргичларнинг шовқин хусусиятлари *шовқин коэффиценти* деган катталиқ орқали характерланади ва кириш ва чиқиш шовқинлари «оқ» шовқин бўлган ҳол учун аниқланади.

Шовқин коэффиценти деб кучайтиргичнинг киришидаги сигнал ва шовқин қувватлари нисбатининг унинг чиқишидаги шундай ифодага бўлган нисбатига айтилади:

$$F = \frac{(P_c/P_{ш})_{кир}}{(P_c/P_{ш})_{чик}} = \frac{P_{шчик}}{P_{шкир}} \quad (5.69)$$

У кучайтиргичнинг чиқишидаги (нагрузkadaги) сигнал қувватининг шовқин қувватига нисбати кучайтиргич киришидаги фойдали сигнал учун олинган шундай нисбатдан неча марта кичик эканини кўрсатади.

Агар кучайтиргичда флюктуациялар бўлмаганда эди, яъни кучайтиргич идеал бўлганда эди, сигналнинг шовқинга нисбати кучайтиргич кириши ва чиқишида бир хил бўлиб, шовқин коэффиценти $F=1$ бўлар эди. Аммо реал кучайтиргичларда ҳамма вақт шовқин мавжуд бўлгани учун у $F>1$ бўлади. Шунга кўра, шовқин коэффиценти кучайтиргичда ҳосил бўладиган шовқинлар унинг чиқишида неча марта ортиб чиқишини ифодадалар экан.

Кўп каскадли кучайтиргичларда системанинг киришига сигнал билан бирга таъсир этадиган шовқин барча кучайтириш поғоналарида кетма-кет кучайтирилиб боради. Шунга кўра, унинг шовқин коэффиценти қуйидагича аниқланади:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{F_3 - 1}{K_{p1} \cdot K_{p2}} + \dots + \frac{F_n - 1}{K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot K_{p(n-1)}} \quad (5.70)$$

(5.70) ифодадан кўринадик, натижавий шовқин коэффиценти кучайтиргичнинг биринчи ва иккинчи кучайтириш поғонасининг ҳиссаси энг катта бўлар экан. Шунинг учун кўп каскадли кучайтиргичларда бошланғич кучайтириш каскади кам шовқинли ва кучайтириш

коэффициенти катта қилиб олинса, натижавий шовқин коэффициенти кичик бўлади.

Шуни айтиш керакки, кучайтиргичларнинг ички шовқинга эга бўлиши уларнинг ўтказиш соҳасини танлаш эркинлигини чегаралаб қўяди. Бунда қарама-қаршилиқ мавжуд: шовқинни камайитириш учун ўтказиш соҳасини торайитириш талаб қилинса, сигнални бузилмаган ҳолда кучайтирилиши учун унинг етарлича кенг бўлиши талаб қилинади. Кучайтиргичнинг ўтказиш соҳаси торайиши билан сигналнинг шакли бузила бошлайди ва унинг амплитудаси кичраяди. Бу сигнал/шовқин нисбатининг ёмонлашишига олиб келади. Ўтказиш соҳаси кенгайтирилса, сигналнинг амплитудаси ўзгаришсиз қолади, лекин зарарли таъсирлар сатҳи кўтарилади ва у яна сигнал/шовқин нисбатининг ёмонлашишига олиб келади. Шунинг учун кучайтиргичларнинг ўтказиш соҳасини танлашда келишувчилик қилинади, яъни у шундай танланадики, сигнал бузилишлари маълум қийматдан ортмаслиги ва унинг амплитудаси ўзгаришсиз қолиши керак.

VI б о б

ЭЛЕКТР СИГНАЛИ ГЕНЕРАТОРЛАРИ

6.1. Генерация шартлари

Физикавий тажрибалар техникасида ва радиоэлектрониканинг кўп соҳаларида электр тебранишларини ҳосил қиладиган қурилмалар катта аҳамиятга эга.

Ўзгармас ток манбаи энергиясини бирор шакл ва частотали ўзгарувчан ток (кучланиш) энергиясига айлантириб берувчи қурилма *электр сигнали генератори* деб аталади. Айрим ҳолларда махсус режимда ишловчи юқсори частотали катта қувватли кучайтиргичлар ҳам электр сигнали генератори дейилади. Қурилмада ҳосил қилинаётган тебранишнинг частотаси ва шакли чизиқли бўлмаган элемент хусусиятларига ва қурилманинг схемасига боғлиқ бўлади.

Уйғотилиш — тебраниш ҳосил қилиш усулига қараб генераторлар ташқи ва ички туртки таъсирида ишловчи генераторларга ажратилади.

Ташқи туртки таъсирида уйғонадиган генераторлар, асосан, резонанс кучайтиргичдан иборат бўлиб, аслида тебраниш манбаи бўлмай, балки кам қувватли сигнал-

ни кучайтириб беради, холос. Улар юқори частотали генератор ҳисобланади. Тебраниш частотаси нагрузка контурининг резонанс частотасига тенг бўлиб, амплитудаси ташқи куч билан белгиланади. Бундай генераторларда тебраниш частотаси кварц кристали орқали берилиши мумкин (кварц генераторлари).

Ички туртки таъсирида уйғонадиган генераторлар *ўз-ўзидан тебраниш ҳосил қилувчи генератор* бўлиб, улар *автогенератор* деб ҳам аталади. Уларда тебраниш частотаси ва амплитудаси қурилманинг хусусий параметрлари орқали белгиланади.

Тебраниш шаклига қараб генераторлар гармоник ва гармоник бўлмаган — релаксацион тебраниш генераторларига ажратилади.

Тебранишининг шакли синуслар (косинуслар) қонуни бўйича ўзгарадиган тебраниш ишлаб чиқарадиган генераторлар *гармоник тебраниш генератори* деб, акс ҳолда эса, гармоник бўлмаган — *релаксацион тебраниш генератори* деб аталади.

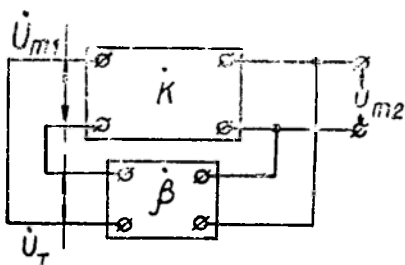
Гармоник тебраниш генераторлари паст ва юқори частотали генераторларга бўлинади. Уларга RC ва LC — генераторлар мисол бўлади.

Қурилмада тебраниш ҳосил бўлиш ҳодисаси *генерация* деб аталади. Унинг вужудга келиши учун маълум шартлар бажарилиши керак. Уларни *генерация шартлари* деб аталади.

Кучайтиргичларда мусбат тескари боғланиш ($\varphi=0$) бўлганда (5.51) кучайтириш коэффициентининг тескари боғланиш параметри $K\beta$ ортиши билан ўсишини, кучайтириш жараёни стабиллиги камайишини аниқлаган эдик. Ана шу ностабиллик ўз-ўзидан тебраниш ҳосил бўлишининг зарур шarti деб қабул қилинади. Ҳақиқатан ҳам

$$\left. \begin{aligned} \varphi_k + \varphi_\beta &= 2\pi \cdot n \\ K\beta &= 1 \\ n &= 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \right\} \quad (6.1)$$

шартлар бажарилганда системанинг натижавий кучайтириш коэффициенти K_t чексизга айланади. Бу системага чекли амплитудали сигнал таъсир этганда унинг чиқишида чексиз амплитудали тебраниш ҳосил бўлиши кераклигини кўрсатади. Лекин чексиз амплитудали тебраниш физикавий маънога эга эмас. Шунинг учун (6.1) ифода қурилманинг чиқишида чекли амплитудали теб-



6.1- расм. Ўз-ўзидан уйғонувчи генераторнинг блок схемаси.

раниш ҳосил бўлиши учун кириш сигналининг ҳожати йўқлигини кўрсатади. Бу системанинг ўз-ўзидан уйғонишидир.

Демак, ҳар бир ўз-ўзидан уйғонувчи генератор мусбат тескари боғланишли кучайтиргичдан иборат бўлар экан. Унда кириш

сигнали вазифасини U_T тескари боғланиш кучланиши бажаради (6.1- расм). Шунга кўра (6.1) ифода генерация шартлари деб аталади. Унинг биринчи ифодаси *фазалар баланси* ёки *фазалар шарти* деб, иккинчиси эса, *амплитудалар баланси* ёки *амплитудалар шарти* деб аталади.

Фазалар шарти тескари боғланиш занжирининг U_T чиқиш кучланиши U_c кириш сигналининг ўрнини боса олишини ифодаласа, амплитудалар шарти бу кучланишнинг тебранишни тутиб туриш учун етарлилигини ифодалайди (5.34 а ва б- расм).

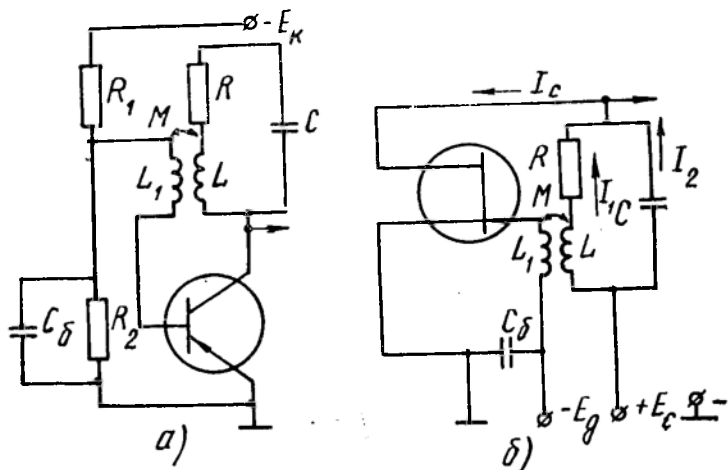
K , β , φ_K ва φ_β катталиклар частотага боғлиқ миқдорлардир. Шунинг учун (6.1) генерация шартлари ё якка частота учун, ёки бир вақтда бир неча частота (частота спектри) учун бажарилиши мумкин. Агар улар якка частота учун бажарилса, генератор синусоидал (косинусоидал) тебранишлар ҳосил қилади ва гармоник тебранишлар генератори бўлади. Агар генерация шартлари частоталар спектри учун бажарилса, гармоник бўлмаган тебранишлар ҳосил бўлади ва генератор релаксацион тебраниш генератори бўлади.

Шуни айтиш керакки, (6.1) генерация шартлари тебраниш ҳосил бўлишининг зарур шартидир. Лекин ҳосил бўладиган тебранишларнинг стационар амплитудаси ва тебраниш шаклини баҳолаш учун етарли эмас.

Амалий жиҳатдан амплитудалар шарти бирдан каттароқ қилиб олинади ($K\beta \geq 1$). Бу ҳосил қилинадиган тебранишлар амплитудасининг ўсишини таъминлаши керак. Лекин генератор кучайтирувчи элементининг хараakterистикаси эгри чизиқли бўлгани учун унинг чексиз ўсишига йўл қўймайди, яъни амплитуданинг ўсишини чегаралайди.

6.2. LC — генератор

LC — генератор юқори частотали генератор бўлиб, мусбат тескари боғланишли резонанс кучайтиргичдан иборат. Унинг тузилиш схемалари хилма-хил бўлади ва турли белгилар асосида бир-биридан фарқланади. Масалан, тескари боғланиш занжирининг уланиш усулига қараб генераторлар сиғим, индуктив ва кониндуктив боғланишли генераторларга ажратилади. Манбанинг нагрузка контури билан боғланишига қараб генератор схемаси кетма-кет ва параллель манбали деб аталади. Кетма-кет манбали схемада коллектор ёки сток токининг ўзгармас ташкил этувчиси нагрузка контуридан ўтса, параллель схема бундан мустасно бўлади. Унда ўзгармас ва ўзгарувчан ташкил этувчилар бир-биридан ажратилган бўлади.



6.2- расм. Транзисторли LC—генераторнинг принцинал схемаси.

6.2.- расмда LC — генераторнинг соддалаштирилган принцинал схемаси кўрсатилган. У тескари боғланиш занжири трансформатор боғланишли (L_1 ғалтак) кетма-кет манбали схемадир. Унда ҳосил бўладиган тебранишлар, асосан, нагрузка контурининг параметрлари билан характерланади.

Резонанс вақтида контур соф резитив қаршилиқ табиатига эга, чунки $\psi_K = 0$. Шунинг учун контурнинг аслиги етарли бўлса, фазалар шarti кучайтиргичнинг

бошқарувчи элементидаги ва тескари боғланиш занжиридаги фаза силжишлари орқали ифодаланади. Кучайтирувчи элементдаги фаза силжиши $\varphi_k = \pi$, тескари боғланиш занжиридаги фаза силжиши эса, L_1 ва L ғалтакларнинг ўрамлари йўналишига боғлиқ. У «о» ёки «л» га тенг бўлиши мумкин. Агар ўрамлар йўналиши $\Phi_B = \pi$ бўладиган қилиб танланса, фазалар шарти бажарилади ва генератор резонанс частотага яқин частотали тебраниш ишлаб чиқаради. Унинг гармониклик даражаси контурнинг танлаш қобилияти билан белгиланади. Контурнинг танлаш қобилияти етарлича катта бўлса, ω_0 частотадан четлашиш билан контурнинг тўлиқ қаршилиги тез камаяди ва фаза силжишлари вужудга келади. Демак, генераторда ҳосил бўладиган тебранишлар гармоник бўлиши учун контурнинг асллиги катта, тескари боғланиш занжирининг узатиш коэффиценти кичик бўлиши керак. Акс ҳолда (6.1) генерация шарглари частоталар соҳаси учун бажарилиб, тебранишлар гармоник бўлмай қолади.

Генераторнинг 6.2- расмда кўрсатилган схемасида содир бўладиган тебраниш жараёнларининг табиати деярли бир хил бўлади. Лекин транзисторларнинг параметрлари турлича бўлиши уларда айрим ўзгаришларга сабаб бўлади. Биполяр транзисторли схемада нагрузка контури униполяр транзисторли схемадагидан кучлироқ шунтланади. Бу транзисторнинг кириш қаршилиги (эмиттер — база) кичик бўлишига боғлиқ. Бундан ташқари, нагрузка контури коллектор занжирида бўлганда генератор катта ўзгарувчан кучланишда ишласа, коллектор — база кучланиши тебраниш даврининг айрим қисмида тескари кучланишга эга бўлиб қолади. Натижада коллектор ўтиши очик (тўғри уланишда) бўлиб, контур нисбатан кичик қаршилик билан шунтланиб қолади. Бу ҳосил бўладиган тебранишлар шаклининг бузилишига олиб келади. Бундан ташқари, биполяр транзисторлар нисбатан катта инертликка эга. Бу асосий бўлмаган ток ташувчиларнинг базада сустр ҳаракат қилиши билан белгиланади ва эмиттер — база кучланиши билан коллектор токи орасида кечикишни, яъни қўшимча фаза силжишини ҳосил қилади. У фазалар шартига таъсир этади ва генерация частотасининг ўзгаришига сабаб бўлади. Бинобарин, биполяр транзистор контурнинг асллигини униполяр транзисторга нисбатан кўпроқ ўзгартади.

Биполяр транзисторли схеманинг камчиликларини йўқотиш учун унга қўшимча занжирлар киритилади. Масалан, транзисторнинг кириш ва чиқиш қаршилигининг шунтлаш таъсирини камайтириш учун контурнинг қисман уланиш схемасидан фойдаланилади; инерционлик туфайли ҳосил бўладиган қўшимча фаза силжишини йўқотиш учун схемага махсус фаза сўндириш занжири киритилади ва бошқалар. Булар схеманинг мураккаблашишига ва генераторни ўрганишда мураккаб эквивалент схемалардан фойдаланишга олиб келади. Шунинг учун генератордаги жараёнларнинг моҳиятини аниқлаш учун униполяр транзисторли схемани кўрамиз.

Умумий ҳолда генераторда содир бўладиган жараёнлар мураккаб бўлиб, чизиқли бўлмаган дифференциал тенгламалар орқали ифодаланади ва тақрибий ечиш усулларида фойдаланиб ечилади. Ечимнинг аниқлиги схемадаги қандай хусусият аниқланаётганига боғлиқ. Генерация шартларининг аниқлашда тенгламани чизиқли деб ҳисоблаш усулидан фойдаланиш мумкин бўлса, тебранишнинг стационар амплитудаси ва частотасини аниқлашда — *квазичизиқли усулдан* фойдаланиш керак бўлади. Генератордаги тебраниш жараёнларининг ихтиёрий вақт моментидagi ҳолатини аниқлашда чизиқли бўлмаган тенгламаларни ечишнинг аниқ усулларида фойдаланилади. Унга суғурувчи амплитудалар усули (Ван — дер — Пол усули) мисол бўлади. Генераторнинг чизиқли назариясидан фойдаланиб, тебранишларни тутиб туриш шартларини аниқлайлик. Бунинг учун нагрузка контури (6.26-расм) учун Кирхгоф тенгламасини ёзамиз:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{dI_1}{dt} - \frac{1}{C} \int I_2 dt + I_1 R &= 0 \\ I_c &= I_1 + I_2 \end{aligned} \right\} \quad (6.2)$$

Генераторда тебраниш ҳосил бўлиш жараёнида контурнинг индуктивлик тармоғидаги ток асосий ҳисобланади. Шунинг учун (6.2) системани унга нисбатан соддалаштирилса,

$$LC \frac{d^2 I_1}{dt^2} + RC \frac{dI_1}{dt} + I_1 = I_c \quad (6.3)$$

кўринишдаги тенглама ҳосил бўлади.

Генераторнинг бошланғич уйғониш вақтида тебра-

нишлар амплитудаси кичик бўлгани учун транзисторни чизиқли элемент деб қарасак, (3.44) ифодага асосан ток қуйидагича ифодаланади:

$$I_c = S(U_s + DU_c) \quad (6.4)$$

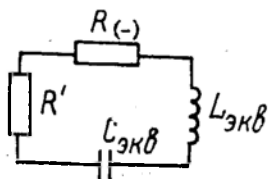
Бунда

$$U_s = M \frac{dI_1}{dt} \text{ ва } U_c = - \left(RI_1 + L \frac{dI_1}{dt} \right) \quad (6.5)$$

Минус ишора U_s ва U_c кучланишларнинг қарама-қарши фазада ўзгаришини ифодалайди.

(6.4) ва (6.5) ифодаларни (6.3) тенгламага қўйсак;

$$\frac{d^2 I}{dt^2} + \frac{1}{L} \left[R - \frac{S(M-DL)}{C} \right] \frac{dI}{dt} + \left(1 + \frac{R}{R_i} \right) \frac{1}{LC} I = 0 \quad (6.6)$$



6.3-расм. LC-генераторнинг эквивалент схемаси.

қўринишдаги иккинчи тартибли чизиқли дифференциал тенглама ҳосил бўлади. У (2.55) тенгламага ўхшаш бўлиб, нагрузка контуридаги эркин тебранишларни ифодалайди. Бинобарин, генераторни 6.3-расмда тасвирланган эквивалент тебраниш контури билан алмаштириш мумкин. Унинг параметрлари қуйидагича бўлади:

$$L_{\text{экв}} = L; \quad C_{\text{экв}} = \frac{C}{1 + \frac{R}{R_i}}; \quad R_{\text{экв}} = R - \frac{S(M-DL)}{C} = R' + R_{(-)} \quad (6.7)$$

Демак, эквивалент контурнинг резистив қаршилиги нагрузка контурининг қаршилигидан

$$R_{(-)} = - \frac{SM}{C} \quad (6.8)$$

манфий қаршилиikka фарқ қилади. У контурга даврий равишда кираётган энергия миқдорини ифодалайди.

(6.6) тенгламанинг умумий ечими якка контурдаги эркин тебранишларнинг (2.56) ечими билан бир хил бўлиб, нагрузка контурининг асслиги етарлича бўлганда ($\omega_0 L \gg R$ ва $R_i \gg R$) қуйидагича ифодаланади:

$$I = U_0 \cdot e^{-\delta^* t} \cdot \sin \omega^* t \quad (6.9)$$

Унда, $U_0 = \frac{E}{\omega^* L_{\text{ЭКВ}}} — контурдаги бошланғич тебранишлар амплитудаси$

$$\omega^* = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{ЭКВ}} \cdot C_{\text{ЭКВ}}}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{R}{R_1}} \approx \omega_0 — \text{генерация частотаси}$$

$$\delta^* = \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{2L_{\text{ЭКВ}}} = \frac{1}{2L} \left[R - \frac{S(M-DL)}{C} \right] — \text{эквивалент контурнинг сўниш даражаси.}$$

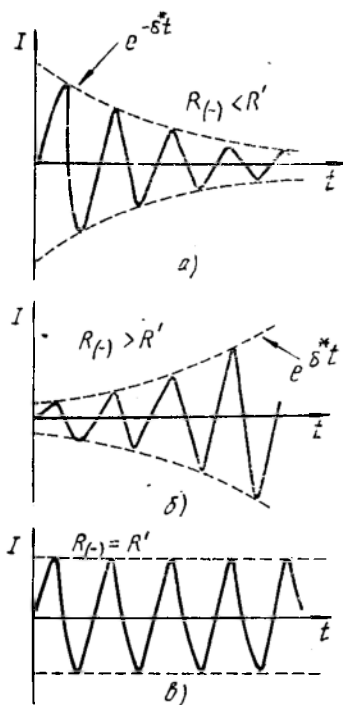
Демак, генераторда амплитудаси экспоненциал қонун бўйича ўзгарадиган тебранишлар ҳосил бўлар экан. Унинг ўзгариш тезлиги δ^* коэффициентга боғлиқ. Лекин якка контурдаги эркин тебранишлар коэффициенти δ дан фарқли, δ^* катталиқ контур элементлари L ва C лардан ташқари, яна транзисторнинг S қиялиқ коэффициенти ва тескари боғланишни ифодаловчи M ўзаро — индукция коэффициенти га боғлиқ бўлади. Бундан ташқари, якка контур учун δ мусбат ўзгармас сон бўлса, генераторда δ^* ҳам мусбат, ҳам манфий қийматга эга. Шунинг учун генератор тенгламасининг (6.7) ечими холис контурдаги эркин тебранишларнинг (2.56) ифодасидан тубдан фарқ қилади.

Хусусий ҳоллар билан танишайлик.

I ҳол: $\delta^* > 0$ ёки $R' > R_{(-)}$

Бу ҳолда генераторда уйғотиладиган тебранишлар сўнувчи бўлади (6.4 а-расм). Чунки контурда йўқотиладиган энергия киритиладиган энергиядан катта, яъни ҳар бир тебраниш даврида йўқоладиган энергия тўлдирилмай қолади.

II ҳол: $\delta^* < 0$ ёки $R' < R_{(-)}$



6.4- расм. Тебраниш амплитудасининг δ^* коэффициентга боғлиқлиги.

Бу ҳолда контурга киритилаётган энергия унда йўқолаётган энергиядан катта бўлади. Шунинг учун уйғотилган тебранишлар амплитудаси ўсувчи бўлиши керак (6.4 б-расм).

III ҳол: $\delta^* = 0$ ёки $R' = R_{(-)}$

Бу ҳолда тебранишлар амплитудаси ўзгаришсиз бўлиб, у сўнмас бўлади. Чунки ҳар бир даврда йўқотилаётган энергия тўлиқ қопланади. Натижада тебраниш жараёни чексиз узоқ вақт ўзгармас амплитуда билан давом этаверади.

Назарий жиҳатдан III ҳол энг қулай бўлиб ҳисобланади. Амалий жиҳатдан эса, у турғун эмас. Чунки бирор сабабга кўра тенглик бузилса, тебраниш сўниб қолади. Шунинг учун амалий жиҳатдан II хусусий ҳол мақсадга мувофиқ ҳисобланади. Чунки шу ҳолдагина ўз-ўзидан уйғониш учун етарли шароит ҳосил бўлади. Шунга кўра генерация шартини умумлаштирилиб

$$R' \leq R_{(-)}, \text{ ёки } R_{\text{экв}} \leq 0 \quad (6.10 \text{ а})$$

кўринишида ифодаланади. Уни қуйидагича ўзгартириб ёзайлик:

$$\frac{M}{L} \geq \frac{RC}{LS} + D \quad (6.10 \text{ б})$$

Бунда $\frac{M}{L} = \frac{U_3}{U_c} = \beta$ ва $\frac{RC}{LS} = \frac{1}{Z_p \cdot S}$ эканини ҳисобга олсак, (6.10 б) ифода

$$\beta \geq D + \frac{1}{Z_p S} \quad (6.11)$$

кўринишга келади. Уни *Баркгаузен формуласи* деб аталади ва ўз-ўзидан уйғонувчи генераторнинг асосий тенгламаси ҳисобланади. У схема параметрларининг генераторда тебраниш ҳосил бўлишига таъсирини ифодалайди. Лекин тебраниш амплитудасининг тургунлиги тўғрисида бевосита маълумот бермайди. Уни аниқлаш учун S қиялик коэффицентининг затвор кучланишига қандай боғлиқлигини билиш керак, чунки у (D ва R_1 ҳам) дифференциал ва динамик катталиқдир. Бошқача қилиб айтганда, тебранишнинг стационар амплитудасини аниқлаш учун характеристикасининг эгрилигини ҳисобга олиш керак.

6.3. LC — генераторнинг иш режимлари

Квазичизиқли усулга кўра тебранишнинг стационар амплитудаси $S(U_3)$ боғланиш орқали ифодаланади. у

$$\bar{S} = \frac{I_{c1}}{U_3} \quad (6.12a)$$

Агар контурдаги ток гармоник қонун бўйича ўзгарса, сток токи 1 гармоникасининг амплитудаси $I_{c1} = \frac{1}{Q} I_k$ кўринишда ўзгаради. Шунга кўра (6.12 а) ифода

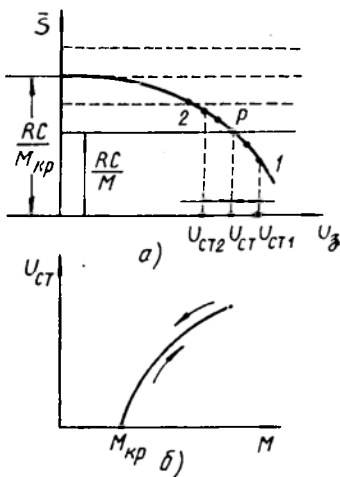
$$\bar{S} = \frac{1}{Q} \cdot \frac{I_k}{U_3} \quad (6.12 б)$$

кўринишда ифодаланади.

Сток токи 1 гармоникасининг (ёки контур токининг) затвор кучланишига боғлиқлиги генераторнинг *тебраниш характеристикаси* деб аталади: $I_{c1} = f(U_3)$. Унинг қандай кўринишда бўлиши ишчи нуқтанинг динамик характеристикадаги бошланғич ўрнига боғлиқ.

Тебранишнинг стационар амплитудаларини аниқлаш учун $\bar{S} = f(U_3)$ боғланиш графигида тескари боғланишни ифодаловчи чизиқни тасвирлаш керак. Ўртача қиялик коэффицентнинг таърифига биноан улар абсцисса ўқиға параллель жойлашган тўғри чизиқлар бўлади. Уларни *тескари боғланиш тўғри чизиги* деб аталади ва (6.11) ифода орқали аниқланади. $S = f(U_3)$ боғланишнинг тескари боғланиш чизиги билан кесишган нуқтасига мос келган затвор кучланишининг қиймати тебранишнинг стационар амплитудаси ҳисобланади.

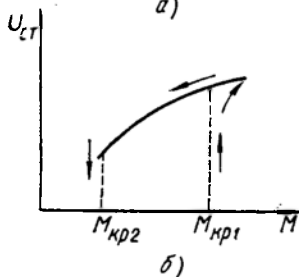
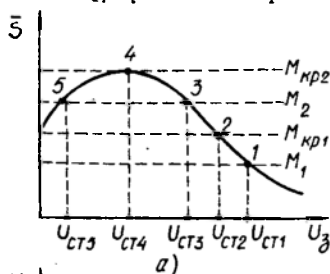
Агар ишчи нуқта динамик характеристиканинг тўғри чизиқли қисмига жойлашган бўлса, тескари боғланиш чизиги $S = f(U_3)$ боғланиш графигини бир нуқтада кесиб ўтади (6.5-



6.5- расм. Юмшоқ иш режимидаги стационар амплитуда (а) ва унинг M га боғлиқлиги (б).

расм). Бунда S M ўзаро индукция коэффициентига тескари боғланган бўлгани учун унинг ортиши билан тескари боғланиш чизиги пастга сурилади ва стационар амплитуда катталашади. Аксинча, M кичрайса, стационар амплитуда ҳам кичраяди. У M нинг бирор $M_{кр}$ критик қийматигача давом этади, чунки бунда чизиқларнинг кесишиб ўтиши йўқолади. Бунинг маъноси шуки $M \leq M_{кр}$ бўлганда тескари боғланиш коэффициенти кичик бўлгани учун генератор уйғонмайди.

Стационар амплитуданинг ўзаро индукция коэффициентига боғлиқлиги 6.5 б-расмда тасвирланган. Унинг турғунлик шартини аниқлайлик. Бирор сабабга кўра затвор кучланишининг амплитудаси $\Delta U_{ст}$ га ортсин. Унда кейинги тебраниш даврида $\bar{S}$ ўзининг «Р» нуқтадаги қийматидан кичик бўлиб қолади. Бу нагрузка контурига киритиладиган энергиянинг камайишига олиб келади. Натижада тебраниш амплитудаси кичрая бошлайди ва $U_{ст}$ қийматга эришади. Аксинча, тебраниш амплитудаси $\Delta U_{ст}$ миқдорга кичрайса, $\bar{S}$ ортади ва контурга энергия киритилиши ортиб, тебраниш амплитудаси ўсади; яна $U_{ст}$ қийматга эришилади.



6.6- расм. Қаттиқ иш режимдаги стационар амплитуда (а) ва унинг M га боғлиқлиги (б).

Демак, генератор мувозанат ҳолат («Р» нуқта)дан чиқса, ички ўзгаришлар уни яна ўз ҳолатига қайтаради. Шунинг учун «Р» нуқтада тебраниш амплитудаси турғун бўлади.

Генераторнинг юқорида ифодааланган режими юмшоқ иш режими деб аталади. У қуйидагилар билан характерланади.

1. $\bar{S} = f(U_ст)$ боғланиш билан тескари боғланиш тўғри чизиги бир нуқтада кесишади ва у тебранишнинг стационар амплитудасини ифодалайди.

2. Тебранишнинг уйғониши $M = M_{кр}$ қийматга мос келади ва у ягона бўлади (6.5 б-расм).

4.11. Разновидности биполярных транзисторов

собой соотношением $Pf_{\text{г}}^2 = \text{const}$, из которого следует, что повышение граничной частоты при заданном уровне технологии связано с неизбежным уменьшением отдаваемой мощности. Современная технология позволяет создавать транзисторы с граничной частотой 10 ГГц при отдаваемой мощности 1 Вт.

Мощные транзисторы отличаются большими напряжениями и токами коллектора. Для достижения большого рабочего тока применяют многоэмиттерные транзисторы, содержащие большое число узких длинных эмиттерных полосок, между которыми расположены выводы базы, объединенные общим базовым выводом. Все эмиттеры располагают внутри одной базовой области, а их выводы объединяют общим эмиттерным выводом. Ширина каждой эмиттерной полоски составляет 10–20 мкм, а длина — 100–200 мкм. Для хорошего теплоотвода кристалл мощного транзистора устанавливают на массивное металлическое основание корпуса, которое в ряде случаев имеет специальный радиатор. Современные мощные транзисторы при допустимом коллекторном напряжении более 100 В и токе коллектора более 50 А позволяют в диапазоне частот до 30 МГц получить в нагрузке мощность порядка 175–200 Вт.

Большое разнообразие транзисторов отражается в их условных обозначениях (маркировке), содержащих определенную информацию о свойствах транзистора. Первый элемент обозначения характеризует материал полупроводника:

- Г (или 1) — германий;
- К (или 2) — кремний;
- А (или 3) — арсенид галлия;
- И (или 4) — соединения индия.

Буквы используют при маркировке транзисторов широкого применения, цифры — при маркировке транзисторов специального назначения.

Вторым элементом обозначения для биполярных транзисторов является буква Т (для полевых транзисторов используется буква П). Третий элемент обозначения характеризует мощность и частотные свойства:

- 1 — маломощный низкочастотный;
- 2 — маломощный средней частоты;
- 3 — маломощный высокочастотный ($f > 30$ МГц);
- 4 — средней мощности низкочастотный;
- 5 — средней мощности средней частоты;
- 6 — средней мощности высокочастотный;
- 7 — большой мощности низкочастотный;
- 8 — большой мощности средней частоты;
- 9 — большой мощности высокочастотный.

Четвертый и пятый элементы указывают на порядковый номер разработки данного типа транзистора и обозначаются цифрами от 01 до 99. Шестой элемент обозначения (буквы от А до Я) показывает разделение транзисторов данного типа на подтипы по классификационным параметрам, например по величине h_{21} , или какого-либо другого параметра. Например, кремниевый биполярный мощный

высокочастотный транзистор КТ 903 А имеет минимальное значение $h_{21э} = 15$, а транзистор КТ 903 Б — минимальное значение $h_{21э} = 40$.

Для вновь разрабатываемых транзисторов используются семизначные обозначения. У этих транзисторов третий элемент несколько иначе характеризует мощность и частотные свойства транзистора:

- 1 — маломощный (до 1 Вт) с граничной частотой до 30 МГц;
- 2 — маломощный с граничной частотой до 300 МГц;
- 4 — маломощный с граничной частотой свыше 300 МГц;
- 7 — мощный (свыше 1 Вт) с граничной частотой до 30 МГц;
- 8 — мощный с граничной частотой до 300 МГц;
- 9 — мощный с граничной частотой свыше 300 МГц.

Четвертый, пятый и шестой элементы (число от 001 до 999) указывают на порядковый номер разработки, а седьмой элемент — на отличие по какому-либо параметру.

В радиоэлектронной аппаратуре наряду с транзисторами, управляемыми электрическими сигналами, находят применение транзисторы, управляемые световыми сигналами, — *фототранзисторы*. Биполярный фототранзистор представляет собой обычный транзистор, в корпусе которого имеется прозрачное окно, через которое световой поток воздействует на область базы. Схематическое устройство фототранзистора и схема его включения представлены на рис. 4.41, а. Фототранзистор обычно включают по схеме с ОЭ с отключенной базой. При этом эмиттерный переход оказывается включенным в прямом направлении, а коллекторный переход — в обратном. Под действием света происходит генерация пар носителей заряда в базовой области. Электроны и дырки диффундируют к коллекторному переходу, поле которого разделяет их. Дырки переходят из базы в коллектор и увеличивают ток коллектора, а электроны остаются в базе и компенсируют положительный неподвижный заряд неподвижных доноров в *p-n*-переходе, в результате чего потенциальный барьер в эмиттерном переходе снижается, что приводит к увеличению инжекции дырок в базу. Соответственно увеличивается количество дырок, втянутых полем коллекторного перехода и попавших в коллектор. Ток инжектированных носителей и соответствующий ему коллекторный ток во много раз превышает первоначальный фототок, образованный носителями за счет генерации.

Вольт-амперные характеристики фототранзистора показаны на рис. 4.41, б. Внешне они не отличаются от выходных характеристик обычного биполярного транзистора. При отсутствии светового потока через транзистор протекает ток $I_{КЭ0} \equiv \beta I_{КБ0}$. При облучении базы светом появляются дополнительные носители заряда, ток коллектора возрастет и становится равным $i_k = \beta(I_{КБ0} + I_\Phi)$, где $\beta I_{КБ0}$ — темновой ток фототранзистора, $\beta I_\Phi = \beta K_\Phi \Phi$ — световой ток фототранзистора, а K_Φ — интегральная фоточувствительность фототранзистора.

Если в цепь коллектора включен резистор R_k , то режим работы фототранзистора определяется так же, как и обычного транзистора. В этом случае при изменении светового потока будет изменяться напряжение u_k . Следовательно, фототранзистор является приемником фотоизлучения и одновременно усилителем фототока.

эффиценти ўтказиш соҳаси оралиғида кам ўзгарадиган катталиқдир. Бу оралиқда кириш ва чиқиш кучланишлари орасидаги фаза фарқи деярли ўзгармас бўлади (5.15 ва 5.17-расм). Шунинг учун генераторда уйғонадиган тебранишларнинг шакли, асосан, тескари боғланиш занжири билан характерланади. Масалан, тескари боғланиш занжирининг частотавий ва фазавий характеристикаси шундай бўлсаки, (6.1) генерация шартлари кучайтиргичнинг ўтказиш соҳасига тўғри келадиган бирор частота учун бажарилса, у бир вақтда ω_n ва ω_b 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 бажарилиши керак. Бунинг учун тескари боғланиш занжирининг фазавий характеристикаси шундай бўлиши керакки, у тескари боғланишни фақат битта частотада мусбат қилсин. Бошқача қилиб айтганда, генератор гармоник тебранишлар ишлаб чиқариши учун тескари боғланиш занжири кучайтиргичдаги фаза силжишларини жуфт π га тўлдирадиган бўлиши керак.

Кучайтиргичнинг фазавий характеристикаси фақат реактив элементларда ҳосил бўладиган (5.11) фаза силжиши билан эмас, балки кучайтирувчи элементлар ҳосил қиладиган фаза силжишлари билан ҳам характерланади:

$$\varphi_k = m\pi + \psi(\omega) \quad (6.13)$$

Бунда $m=1, 2, 3, \dots$ — кучайтириш каскадларининг сони. Фақат квазирезонанс частотада $\psi(\omega)=0$ бўлади. Шунинг учун (6.1) фазалар шarti кучайтириш каскадларининг сонига ва тескари боғланиш занжирининг фазавий характеристикасига боғлиқ бўлади. Шунга кўра қуйидаги муносабатларни ёзиш мумкин.

$$\left. \begin{aligned} m=1 \text{ бўлса, } \varphi_k &= \pi, \varphi_b = \pm \pi, \pm 3\pi, \pm 5\pi, \dots \\ m=2 \text{ бўлса, } \varphi_k &= 2\pi, \varphi_b = 0, \pm 2\pi, \pm 4\pi, \dots \\ m=3 \text{ бўлса, } \varphi_k &= 3\pi, \varphi_b = \pm \pi, \pm 3\pi, \pm 5\pi, \dots \\ m=4 \text{ бўлса, } \varphi_k &= 4\pi, \varphi_b = 0, \pm 2\pi, \pm 4\pi, \dots \end{aligned} \right\} (6.14a)$$

Демак, кучайтириш каскадлари сони тоқ бўлса, тескари боғланиш занжири тоқ сондаги π ларга каррали

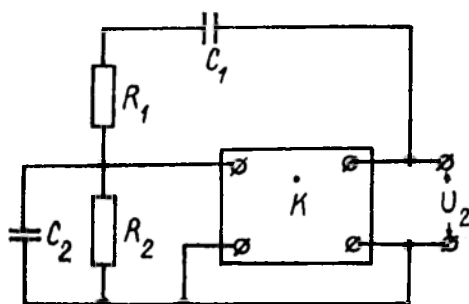
фаза силжиши ҳосил қилиши керак. Агар у жуфт бўлса, тескари боғланиш занжири ҳосил қиладиган фаза силжишлари жуфт n ларга каррали бўлиши керак, яъни

$$\left. \begin{array}{l} m - \text{ток бўлса, } \varphi_\beta = (2n - 1) \pi \\ m - \text{жуфт бўлса, } \varphi_\beta = 2n \pi \end{array} \right\} \quad (6.14 \text{ б})$$

6.5. Икки каскадли RC — генератор

Икки каскадли RC — генератор мусбат тескари боғланишли икки каскадли RC — кучайтиргичдан иборатдир. Унда тескари боғланиш занжири вазифасини R ва C элементлардан ташкил топган Вин кўприги бажаради (2.21- расм). Унда фақат ω_0 частотада фаза силжишлари ҳосил бўлмайди ва узатиш коэффиценти 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 кўринишга келади:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \text{ва} \quad \beta_0 = \frac{1}{3} \quad (6.15)$$

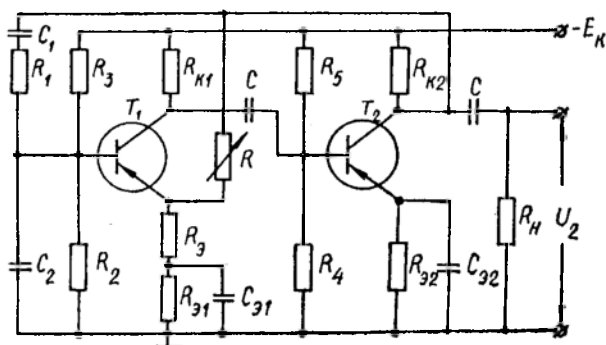


6.7- расм. Икки каскадли RC—генераторнинг таркибий схемаси.

Бу икки каскадли генераторда (6.7- расм) гармоник тебраниш-лаш ҳосил бўлиши учун унинг кучайтириш ко-эффиценти $K \geq 3$ бўлиши керакли-гини кўрсатади. Лекин амалда $K = K_1 \cdot K_2$ бўлган-ни учун у ҳамма вақт учдан кат-та миқдордир.

Кучайтириш коэффицентини $K \geq 3$ тартибига кел-тириш учун системага қўшимча манфий тескари боғла-ниш занжири киритилади. У яна системадаги чизикли бўлмаган бузилишларни ҳам камайтиради.

6.8- расмда манфий тескари боғланишли RC — гене-раторнинг принципал схемаси кўрсатилган. Унда ман-фий тескари боғланиш R_2 резистор ёрдамида жорий бў-лади. Унинг чуқурлиги эса, ўзгарувчан R резистор билан бошқарилади. Манфий тескари боғланиш занжири фа-



6.8- расм. Икки каскадли RC—генератор.

қат β узатиш коэффициентига таъсир этади ва

$$\beta_{(-)} = \beta_0 - \frac{1}{K} \quad (6.16)$$

кўринишда аниқланади. Тебраниш частотаси эса, ўзгармайди ва (6.15) ифода билан характерланади.

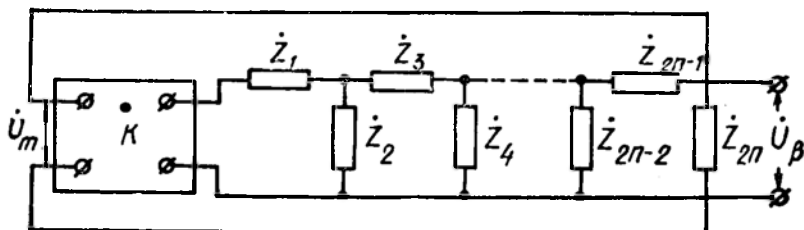
Демак схемага манфий тескари боғланиш занжири-нинг киритилиши генераторнинг амплитудалар шартининг бажарилишини яхшилайди, чунки K қанча катта бўлса, $\beta_{(-)} \rightarrow \beta_0$ бўлиб боради.

Схема элементларини танлаш билан икки каскадли RC — генераторда частотаси бир неча герцдан, то бир неча юз килогерцгача ўзгарадиган гармоник тебранишларни ҳосил қилиши мумкин. Частотанинг катталиги C_1 ва C_2 ёки R_1 ва R_2 элементларни бир вақтда ўзгартиш билан бажарилади. Унда частота ва амплитуданинг стабиллиги қониқарли бўлади.

Икки каскадли RC — генераторнинг асосий камчилиги схемасининг мураккаблигидир. Ундаги кучайтиргичнинг иккинчи каскади фақат фаза силжиши ҳосил қилиш учунгина хизмат қилади.

6.6. Бир каскадли RC — генератор

Бир каскадли RC — генератор мусбат тескари боғланишли RC — кучайтиргичдан иборатдир. Тескари боғланиш занжири RC — ячейкаларнинг занжирсимон кетма-кетлигидан ташкил топади.



6.9- раом. Бир каскадли RC—генераторнинг умумлашган схемаси.

6.9- расмда бир каскадли RC — генераторнинг умумлашган блок схемаси кўрсатилган. Унда тескари боғланиш занжирининг RC — ячейкалари R ва C элементларни икки хил улашдан ҳосил қилинади:

1. $\dot{Z}_1 = R, \dot{Z}_3 = R_2, \dots, \dot{Z}_{2n-1} = R_n$
 $\dot{Z}_2 = \frac{1}{j\omega C_1}, \dot{Z}_4 = \frac{1}{j\omega C_2}, \dots, \dot{Z}_{2n} = \frac{1}{j\omega C_n}$
2. $\dot{Z}_1 = \frac{1}{j\omega C_1}, \dot{Z}_3 = \frac{1}{j\omega C_2}, \dots, \dot{Z}_{2n-1} = \frac{1}{j\omega C_n}$
 $\dot{Z}_2 = R_1, \dot{Z}_4 = R_2, \dots, \dot{Z}_{2n} = R_n$

I ҳолда RC — ячейкалар интегралловчи занжирларнинг, II ҳолда эса, дифференциалловчи занжирларнинг кетма-кет уланишини ташкил қилади.

Маълумки, ҳар бир RC — ячейка 0 дан $\frac{\pi}{2}$ гача фаза силжиши ҳосил қилади (2.19- расм). Шунинг учун фазалар шарти чекли частотада бажарилиши учун тескари боғланиш занжири энг камида 3 та RC — ячейкадан ташкил топиши керак. Хусусий ҳолларни кўрайлик.

а. Уч звеноли дифференциалловчи занжирли фильтр

Бундай занжирнинг схемаси 6.10 а- расмда кўрсатилган. Унинг частотавий ва фазавий характеристикасини аниқлайлик. Бунинг учун унинг комплекс узатиш коэффициентини топиш керак.

Кирхгоф тенгламаларини ёзайлик:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I} &= \dot{I}_1 + \dot{I}_2 & \dot{I}_1 R_1 &= \dot{I}_2 \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 \dot{I}_3 \\ \dot{I}_2 &= \dot{I}_3 + \dot{I}_4 & \dot{I}_3 R_3 &= \dot{I}_4 \left(\frac{5}{j\omega C_3} + R_3 \right) \\ \dot{U}_{m1} &= \dot{I} \frac{1}{j\omega C_1} + \dot{I}_1 R_1 & \dot{U}_{m2} &= \dot{I}_4 \cdot R_3 \end{aligned} \right\} \quad (6.17)$$

(6.17) системадаги токларнинг ифодаларини йўқотиб соддалаштирсак, қуйидаги тенглик ҳосил бўлади:

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = \frac{1}{\left[\frac{1}{\omega^2 C_2 R_3^2 C_3} + \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 R_3^2} + \frac{R_2}{\omega^2 C_1 C_3 R_1 R_3^2} + \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2} + \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_3} \right] + j \left[-\frac{1}{\omega^3 C_1 C_2 C_3 R_1 R_3^2} + \frac{R_2}{\omega C_3 R_3^2} + \frac{1}{\omega C_2 R_2} + \frac{1}{\omega C_1 R_2} + \frac{1}{\omega C_1 R_1} + \frac{1}{\omega C_2 R_3} + \frac{1}{\omega C_1 R_3} \right]} \quad (6.18a)$$

(6.18 а) ифода маҳражининг ҳақиқий қисмини «а», мавҳум қисмини «в» деб белгиласак, у қуйидаги содда кўринишга келади:

$$\dot{\beta} = \frac{1}{a + jb} \quad (6.686)$$

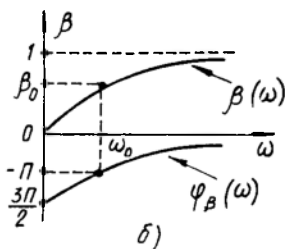
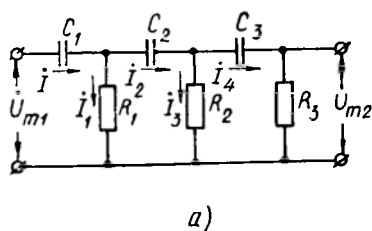
Унинг модули

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2}} \quad (6.19)$$

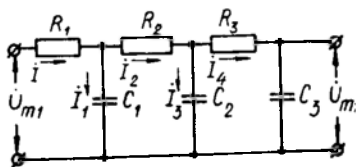
тескари боғланиш занжирининг частотавий характеристикасини, аргументи

$$\varphi_\beta = \arctg \frac{b}{a} \quad (6.20)$$

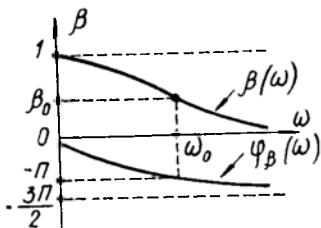
эса, фазавий характеристикасини ифодалайди. Улар 6.10 б-расмда кўр-



6.10- расм. Уч звеноли дифференциалловчи занжир (а) ва унинг частотавий ва фазавий характеристикаси. (б).



a)



б)

6.11-расм. Уч звенولي интегралловчи занжирли RC — филтр (а) ва унинг частотавий ва фазавий характеристикаси (б).

филтр (6.11 а-расм). Агар $C_1 = C_2 = C_3 = C$ ва $R_1 = R_2 = R_3 = R$ ҳолда Кирхгоф тенгламаларини ёзиб соддалаштириш ўтказилса, филтрнинг узатиш коэффициенти учун қуйидаги ифода ҳосил бўлади:

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = \frac{1}{(1 - 5\omega^2 C^2 R^2) + j(6\omega RC - \omega^3 R^3 C^3)} \quad (6.22)$$

Унинг модули

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{(1 - 5\omega^2 C^2 R^2)^2 + (6\omega RC - \omega^3 R^3 C^3)^2}} \quad (6.23)$$

занжирнинг частотавий характеристикасини, аргументи

$$\varphi_\beta = -\arctg \frac{6\omega RC - \omega^3 R^3 C^3}{1 - 5\omega^2 C^2 R^2} \quad (6.24)$$

эса, фазавий характеристикасини ифодалайди (6.11 б-расм) (6.23) ва (6.24) ифодалар генерация шартлари

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{RC} \quad (6.25)$$

сатилган. Ундан фақат ω_0 частотада $b=0$ бўлиб, фаза силжишлари π га тенг экани кўринади. Шунинг учун генераторда шундай ω_0 частотали тебранишлар ҳосил бўлади. Хусусий ҳолда, агар $R_1 = R_2 = R_3 = R$ ва $C_1 = C_2 = C_3 = C$ бўлса, бу частота

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6}RC} \quad (6.21)$$

бўлади. Бу ҳолда амплитудалар шarti бажарилиши учун $\beta_0 = \frac{1}{29}$,

яъни кучайтириш коэффициенти $K \geq 29$ бўлиши керак.

б. Уч звенولي интегралловчи занжирли

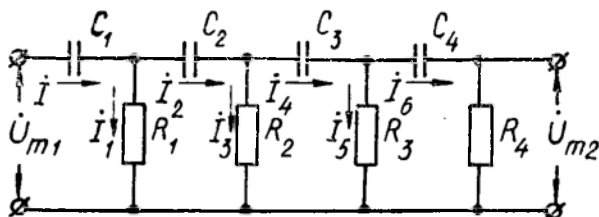
частотада бажарилишини ва бунда $K \geq 29$ бўлиши кераклигини кўрсатади.

Демак, частота филтри уч звеноли бўлган RC — генераторда кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти RC — ячейкаларнинг тузилишига боғлиқ бўлмас экан. Филтри интегралловчи RC — занжирдан тузилган генераторнинг генерация частотаси, филтри дифференциалловчи RC — занжирли генераторниқидан катта бўлади.

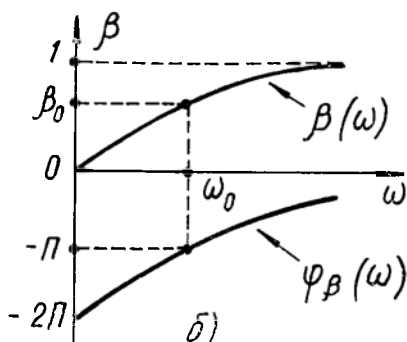
в. Тўрт звеноли дифференциалловчи занжирли RC — фильтр (6.12а,— расм)

Бу ҳолда занжирнинг комплекс узатиш коэффициенти қуйидагича ифодаланади:

$$\dot{\beta} = \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\omega^4 C^4 R^4} - \frac{15}{\omega^2 C^2 R^2}\right) + j \left(\frac{7}{\omega^3 C^3 R^3} - \frac{10}{\omega RC}\right)} \quad (6.26)$$



а)



б)

6.12- расм. Тўрт звеноли дифференциалловчи занжирли фильтр (а) ва унинг частотавий ва фазавий характеристикаси (б).

Ундан занжирнинг частотавий характеристикаси

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{\omega^4 C^4 R^4} - \frac{15}{\omega^2 C^2 R^2}\right)^2 + \left(\frac{7}{\omega^3 C^3 R^3} - \frac{10}{\omega RC}\right)^2}}, \quad (6.27)$$

фазавий характеристика эса,

$$\varphi_\beta = -\arctg \left[\frac{\frac{7}{\omega^3 C^3 R^3} - \frac{10}{\omega RC}}{1 + \frac{1}{\omega^4 C^4 R^4} - \frac{15}{\omega^2 C^2 R^2}} \right] \quad (6.28)$$

кўринишда ифодаланишини аниқланади. Уларнинг графиклари 6.12 б- расмда кўрсатилган.

(6.27) ва (6.28) ифодалардан генераторнинг генерация частотаси

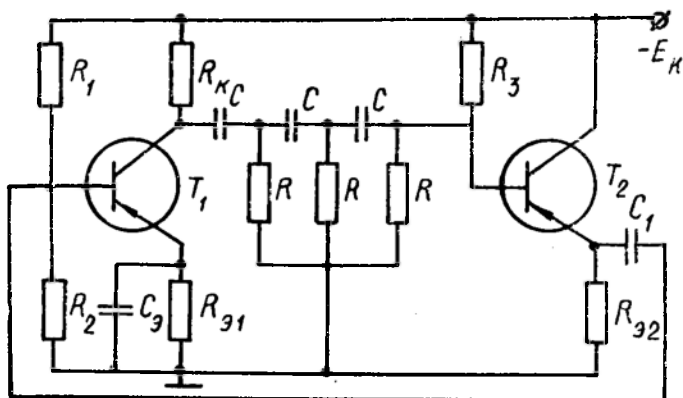
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{7}{10}} \cdot \frac{1}{RC} \quad (6.29)$$

бўлишини ва унда $\beta_0 = \frac{1}{18,4}$, яъни $K \geq 18,4$ эканини аниқлаш мумкин.

Шундай қилиб, юқорида келтирилган мисоллардаги каби ҳисоблаш йўли билан RC — ячейкаларнинг сон ихтиёрий бўлган тескари боғланиш занжири учун ω_0 генерация частотасини ва унинг β_0 узатиш коэффициенти аниқлаш мумкин. Шундай ҳисоблаш натижаси 6.1-жадвалда кўрсатилган. Ундан генерация частотасининг катталиги тескари боғланиш занжирига боғлиқлигини кўриш мумкин. RC — ячейкалар сонининг ортиши билан кучайтириш коэффициенти 29 дан кичрая бошлайди. Генерация частотаси эса, кичик частоталар соҳаси томон сурилади.

6.1-жадвал

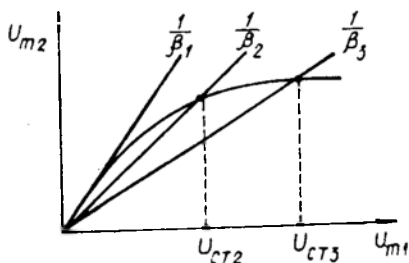
RC ячейкалар	K	пропорц. коэффициенти	
		инт.—занжир	диф.—занжир
3	29	2,45	0,041
4	18,4	1,2	0,84
5	14,3	0,71	1,41
6	13,7	0,51	1,96
7	13,2	0,37	2,7
8	12,8	0,28	3,6



6.13- расм. Бир каскадли RC — генераторнинг принципиал схемаси.

Шуни айтиш керакки, бир каскадли RC — генераторларнинг генерация частотаси юқори частоталар томондан чегараланган бўлади. (6.21), (6.25) ва (6.28) нфодалар генерация частотасини орттириш учун тескари боғланиш занжирининг R ёки C элементларининг катталигини кичрайтириш лозимлигини кўрсатади. Лекин уларни жуда кичик қилиб танлаш мумкин эмас. Унда C конденсаторнинг сифми схеманинг зарарли сифмларининг катталиги орқали чегараланса, R резистор қаршичилигининг кичрайиши занжир узатиш коэффициентининг кичрайишига олиб келади. Бундан ташқари, R кичрайитрилса, унинг кучайтиргич нагрузкасини шунтлаш таъсири ортади ва кучайтириш коэффициенти кичраяди.

Биполяр транзисторли RC — генераторнинг кучайтиргичи ўзининг лампавий ва униполяр транзисторли схемаларидан фарқли, кичик кириш ва чиқиш қаршилигига эга. Шунинг учун у тескари боғланиш занжирининг чиқишини кучли шунтлайди. Натижада генератор ишламай қолиши мумкин. Ундан қутулиш учун тескари боғланиш занжирининг чиқиш қаршилиги билан кучайтиргичнинг кириш қаршилигини бир — бирига созлаш керак. Бунинг учун генераторнинг схемасига қўшимча эмиттер қайтаргичи киритилади. 6.13- расмда шундай генераторнинг принципиал схемаси кўрсатилган. Унда эмиттер қайтаргичи T_2 транзисторда йиғилган. R_1 , R_2



6.14- расм. Тебранишнинг стационар амплитудаси.

ационар амплитудасини унинг амплитудавий характеристикасидан аниқлаш мумкин. У 6.14- расмда тасвирланган характеристиканинг $K\beta = 1$ нуқтасига, яъни тескари боғланиш тўғри чизигининг амплитудавий характеристика билан кесишиш нуқтасига мос келади. Бу нуқтага тўғри келадиган амплитуда ҳамма вақт тургун бўлади.

6.7. ИМС да тузилган гармоник тебраниш генераторлари

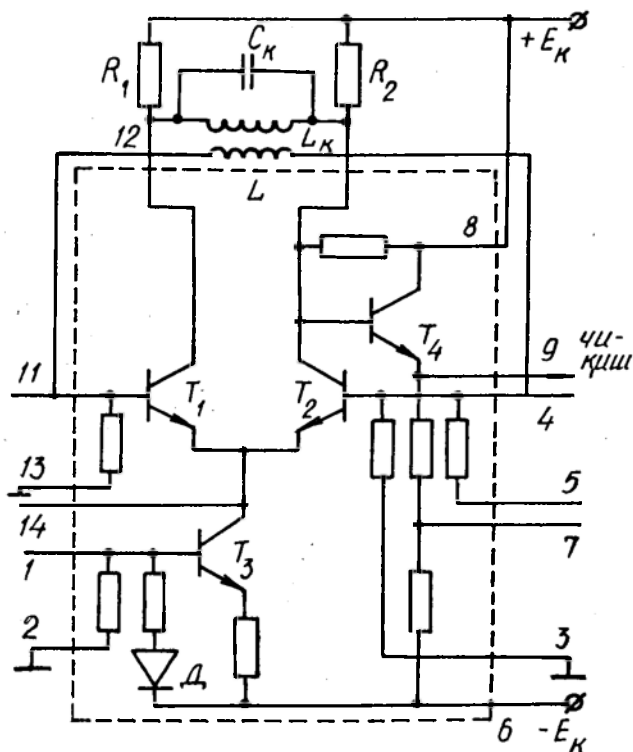
ИМСда тузилган гармоник тебраниш генератори мусбат тескари боғланишли микросхемада йиғилган кучайтиргичдан иборатдир. Шунинг учун LC ва RC — генераторни яшаш кучайтиргич микросхемасини танлаш ва унга ташқи тескари боғланиш занжири (L ёки RC — филтрлар) ни бириктиришдан иборат бўлади. Бунда (6.1) генерация шартлари, уларнинг мос схемада бажарилиш усуллари ва бошқа барча хусусиятлар сақланиб қолади.

Одатда кучайтиргич сифатида турли сериядаги қийсий (чизиқли) ИМС ишлатилади. Унда асос кучайтиргич бўлиб ДК хизмат қилади.

6.15- расмда трансформатор боғланишли LC — генераторнинг схемаси кўрсатилган. Унда тебраниш контури (L_k C_k) T_1 ва T_2 транзисторларнинг коллекторига (10, 12 учлар), тескари боғланиш занжири — L индуктивлик ғалтаги эса, шу транзисторларнинг базаларига (4, 11 учлар) уланган. Агар чиқиш кучланиши T_1 ва T_2 транзисторларнинг коллекторларидан олинса (симметрик чиқиш), тебранишлар бир-бирига қарама-қарши фазада ўзгаради ва иккита сигнал олиш мумкин бўлади.

ва R_3 резисторлар транзисторларнинг ўзгармас ток бўйича иш режимини $R_{э1}$ ва $R_{э2}$ резисторлар эса, бошланғич ишчи нуқтанинг стабиллигини таъминлайди.

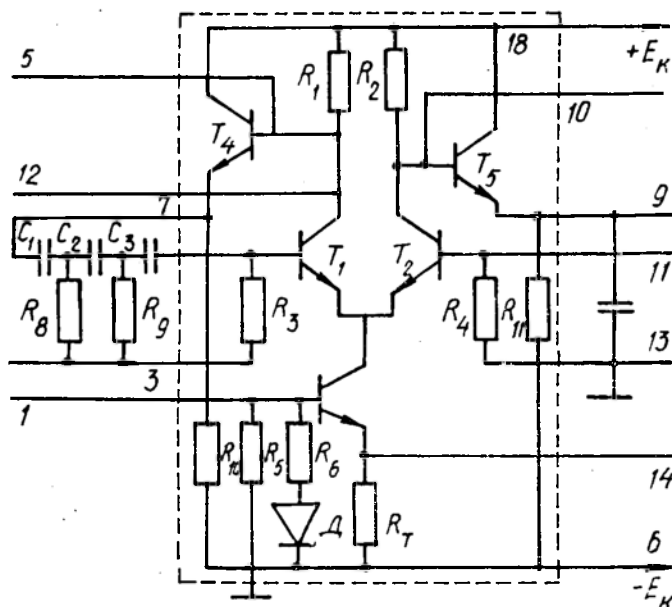
RC — генераторда кучайтириш каскади чизиқли режимда ишлайди. Шунинг учун тебранишларнинг ста-



6.15- расм. КР198УН1А микросхемада тузилган
LC — генератор.

Кўрилаётган схемада битта чиқиш (носимметрик) кўрсатилган. У T_4 транзисторда йиғилган эмиттер қайтаргичнинг чиқишидир (9-уч). Эмиттер қайтаргичи ташқи нагрузка резисторининг генераторга таъсирини сусайтириш ва чиқиш қаршилигини кичрайтириш учун хизмат қилади. Схемадаги T_3 транзистор динамик нагрузка, D диод эса, термостабиллаш учун киритилган.

ИМС да йиғилган бир каскадли RC — генераторнинг эквиваленти 6.16-расмда кўрсатилган. Унда частота танловчи RC — фильтр 3 та кетма-кет уланган дифференциалловчи занжирдан ташкил топган бўлиб, T_1 транзисторнинг коллектор — база оралиғига T_4 транзисторда йиғилган эмиттер қайтаргичи орқали уланган. Бу тескари боғланиш занжири кириш қаршилигининг T_1 транзисторнинг коллектор нагрузкасига бўлган таъсирини

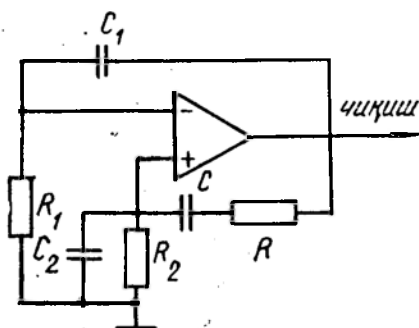


6.16-расм. KPI98UT1A микросхемада тузилган RC — генератор.

Йўқотадиган ва генерация шартининг яхши бажарилишини таъминлайди. RC — занжирнинг учинчи резистори R_3 микросхема элементини ташкил қилади.

Чиқиш кучланиши T_2 транзисторнинг коллектори орқали олинади (10 — уч). Унда ташқи нагрузка резистори билан генераторни созлаш учун T_5 транзисторда йиғилган эмиттер қайтаргичи хизмат қилади. Шунинг учун схемада чиқиш кучланиши унинг эмиттери орқали (9 — уч) олинган. T_3 транзистор ва D диод LC — генератор схемасида қўрилган вазифани бажаради.

Демак, қўрилган



6.17-расм. Операцион кучайтиргичда тузилган RC — генератор.

схеманинг негизини T_1 транзисторда йиғилган кучайтиргич ташкил қилар экан. Шунинг учун схема бир каскадли генераторнинг эквивалентидир.

6.17-расмда операцион кучайтиргичда тузилган икки каскадли RC — генераторнинг эквиваленти кўрсатилган. Унда RC — занжир манфий тескари боғланиш занжири бўлиб ҳисобланади. Схемадаги жараёнлар икки каскадли RC — генератор (6.8-расм) даги каби бўлади.

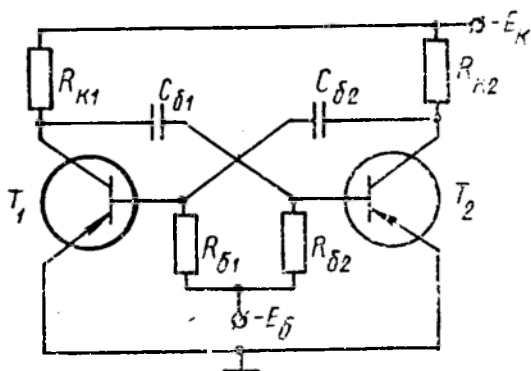
6.8. Мультивибратор

Импульс қурилмаларида гармоник бўлмаган тебраниш генераторлари кўп ишлатилади. Уларнинг тебранишлари *релаксацион тебранишлар* деб аталади. Релаксацион генераторлар гармоник тебраниш генераторлари каби ўзгармас ток манбаи энергиясини махсус шаклдаги (тўғри тўртбурчак, учбурчак, аррасимон ва бошқалар) ўзгарувчан ток энергиясига айлантириб беради. Ана шундай релаксацион генераторлардан бири — мультивибратор бўлиб, у шакли тўғри тўртбурчакка яқин тебранишлар манбаидир. Тузилиши жиҳатдан у кучли мусбат тескари боғланишли икки каскадли резисторларда тузилган кучайтиргичдир.

Мультивибраторнинг уч хил асосий иш режими мазжуд: автоматик тебраниш, синхронизация ва кутиб туриш режимлари.

Автоматик тебраниш режимида мультивибратор ўз-ўзидан уйғонадиган генератор каби ишлайди, яъни тебраниш системанинг ички жараёнлари ҳисобига ҳосил бўлади. Шунинг учун импульсларнинг давом этиш вақти, такрорланиш частотаси ва бошқалар қурилманинг параметрларига боғлиқ бўлади. Уларни схемадаги элементларнинг катталигини ўзгартиш ҳисобига маълум чегаравий қийматлар орасида ўзгартиш мумкин.

Мультивибратор синхронизация режимида ҳам ўз-ўзидан уйғонувчи генератор сингари ишлайди. Лекин ишлаб чиқариладиган тебранишларнинг такрорланиш частотаси ташқаридан таъсир этадиган синхронловчи (бир хилловчи) импульснинг частотаси билан бошқарилади. Умумий ҳолда синхронловчи импульснинг частотаси мультивибратор ишлаб чиқарадиган тебранишнинг частотасидан кичик бўлади. Лекин схема элементларини танлаш йўли билан уларни тенг қилиб олиш мумкин.



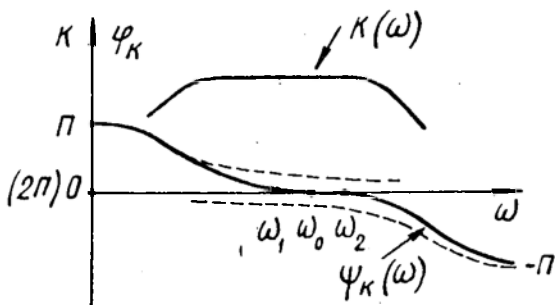
6.18- расм. Мультивибраторнинг принципиал схемаси.

Мультивибратор кутиб туриш режимида ташқи туртки таъсирида ишловчи генератор ҳисобланади. Шунинг учун у ҳар сафар ташқи махсус импульс таъсир этган дан кейин ишлайди.

Мультивибраторнинг автоматик тебраниш режими билан танишайлик. Бу ҳол учун унинг принципиал схемаси 6.18- расмда кўрсатилган. У мусбат тескари боғланишли икки каскадли RC — кучайтиргич бўлиб, биринчи каскаднинг чиқиши иккинчи каскаднинг киришига, иккинчи кучайтириш каскадининг чиқиши эса, биринчисининг киришига тўлиқ уланган. Шунинг учун тескари боғланиш занжирининг узатиш коэффициенти $\beta=1$.

Барча ўз-ўзидан уйғонувчи генераторлардаги каби мультивибратор учун ҳам (6.1) генерация шартлари бажарилиши керак. Бунда $\beta=1$ бўлгани учун амплитудалар шarti $K=K_1 \cdot K_2$ кўринишда ифодаланади ва кичик сигналлар учун у бирдан етарлича катта бўлади. Фазалар шarti эса, кучайтиргичнинг фазавий характеристикаси билан белгиланади. Мультивибраторда махсус частота танловчи занжирнинг йўқлиги кучайтиргичнинг реактив элементларидаги $\Psi_K(\omega)$ фаза силжишларининг таъсирини ортттиради ва у тебранишнинг гармоник бўлмаслигини таъминлайди.

6.19- расмда икки каскадли RC — кучайтиргичнинг частотавий ва фазавий характеристикаси кўрсатилган. Унда ω_0 частота ҳосил бўладиган тебраниш ташкил этувчиларининг асосий частотасини, $\Psi_K(\omega)=0$ га тўғри



6.19- расм. Икки каскадли кучайтиргичнинг частотавий ва фазавий характеристикаси.

келган частоталар оралиғи эса, ҳосил бўладиган тебранишнинг спектрини ифодалайди. Унинг қуйи частота чегараси (ω_1) τ_n ўтиш занжирининг вақт доимийсига, юқори чегараси (ω_2) эса, τ_b нагрузка занжирининг вақт доимийсига боғлиқ бўлади ((5.11) ифодага қаранг).

Агар $\tau_n = C_6 R_6$ катталашса ва $\tau_b = C_0 R_k$ кичрайса, фаза силжишлари ($\psi_k = \psi_{k1} + \psi_{k2}$) кичрайиб, фазалар шарти кўпроқ частоталар учун бажарилади ва тебранишлар спектри кенгайди ва аксинча. Шунинг учун мультивибратор учун фазалар шартини қуйидагича ёзиш мумкин:

$$\frac{1}{\tau_b} \gg \omega \gg \frac{1}{\tau_n} \quad \text{ёки} \quad \tau_n \gg \tau_b \quad (6.30)$$

Генерация шартлари бажарилганда мультивибраторда қандай қилиб тебраниш ҳосил бўлишини кўрайлик. Уни узлукли ҳолда аниқлаш қулай. Айтайлик, схемадаги мос элементларнинг катталиклари ўзаро тенг бўлсин. Бундай схемани *симметрик мультивибратор* дейлади. (Акс ҳолда у носимметрик бўлади). Агар транзисторлар тўлиқ очиқ (тўйинган) бўлиб, мос электродларидаги потенциаллари тенг ва C_{61} ва C_{62} конденсаторлар бир хил потенциаллар айирмасигача зарядланган бўлса, система мувозанатда бўлиши керак. Лекин бу мувозанат ҳолат турғун бўлмайди ва система узоқ муддат бу ҳолатда туролмайди. Чунки схеманинг мос тармоқларидан ўтадиган тоқлар ўртача қийматларига нисбатан флюктуацияларга учраб туради.

Фараз қилайлик, бирор вақт momentiда T_1 транзистордан ўтадиган ток бироз ортсин (ΔI_{k1}). Унда R_{k1}

резистордаги потенциал тушуви ортиб, коллектор кучланишининг манфийлиги камаяди, яъни коллектор потенциали $\Delta U_{\kappa 1}$ миқдорга ортади. C_{62} конденсатор ўз потенциалини оний вақт ичида ўзгарта олмагани учун бу ўзгариш T_2 транзисторнинг базасига тўлиқ узатилади ва T_2 транзисторнинг база кучланиши ҳам ортади. Натижада T_2 транзисторнинг коллектор токи $\Delta I_{\kappa 2}$ миқдорга камаяди. Бу $R_{\kappa 2}$ резистордаги потенциал тушувининг камайишига, коллектордаги манфий кучланишининг ортишига, яъни коллектор потенциалининг камайишига олиб келади. C_{61} конденсаторнинг потенциали оний вақт ичида ўзгармагани учун бу ўзгариш T_1 транзисторнинг базасига тўлиқ узатилади ва база кучланиши камаяди. Натижада у коллектор токининг янада ортишига сабабчи бўлади. Бу жараён ривожланиш хусусиятга эга бўлади. Уни *сакраш* ёки *кўчки жараён* деб аталади.

Умуман кўчки жараёни натижасида T_2 транзисторнинг коллектор кучланиши $U_{\kappa 2} \simeq 0$ қийматдан $-E_{\kappa}$ қийматгача ўзгаради. Бунда T_1 транзисторнинг база кучланиши ҳам шу қийматларда $U_{61} = 0$ дан $U_{61} = -E_6$ гача, коллектор кучланиши эса, аксинча, $U_{\kappa 1} \simeq -E_{\kappa}$ дан $U_{\kappa 1} \simeq 0$ гача ўзгаради. T_2 транзисторнинг база кучланиши эса, $U_{62} \simeq 0$ дан $U_{62} \simeq +E_6$ гача ўзгаради. Шунинг учун тескари боғланиш халқаси узилади, чунки T_2 транзистор тўлиқ ёпилиб, T_1 транзистор очиқ ҳолатга ўтади. Шунда система мувозанат ҳолатга ўтади. Лекин у турғун эмас. Унинг бу ҳолатда қанча вақт туриши C_{61} ва C_{62} конденсаторларнинг бошланғич энергияси билан белгиланади.

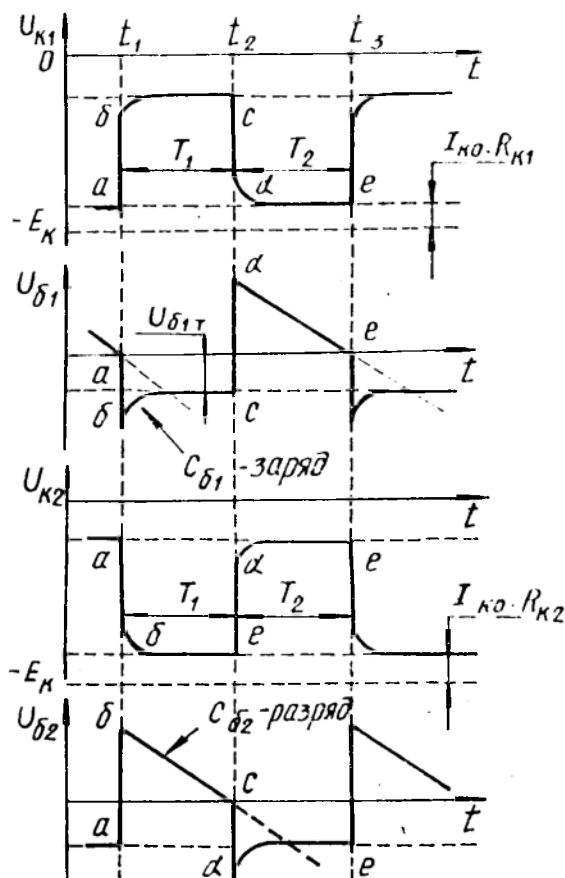
Схемадаги кўчки жараёни узилгач, $U_{c2} > U_{\kappa 1}$ ва $U_{c1} < U_{\kappa 2}$ бўлиб қолади. Бу C_{62} конденсаторнинг зарядланишига, C_{61} конденсаторнинг эса, қўшимча зарядсизланишига олиб келади. Бу жараёнлар нисбатан секинлик билан давом этади ва импульснинг шаклланишини таъминлайди.

C_{61} конденсатор «коллектор манбаи $-E_{\kappa} - R_{\kappa 2} - C_{61} - T_1$ транзисторнинг эмиттер — база ўтиши» дан тузилган занжир орқали зарядланади. Унинг вақт доимийси $\tau_{зар} \simeq C_{61} R_{\kappa 2}$ бўлади. Бунда зарядланиш экспоненциал қонун бўйича боргани учун T_2 транзисторнинг кучланиши $U_{\kappa 2} = -E_{\kappa} + I_{зар} \cdot R_{\kappa 2}$ ҳам шу қонун бўйича ўзгаради ва $t \simeq 3C_{61} \cdot R_{\kappa 2}$ вақт ичида $U_{\kappa 2} = -E_{\kappa}$ қийматга эришади.

$C_{\delta 1}$ конденсаторнинг зарядланиши давомида $C_{\delta 2}$ конденсатор « $R_{\delta 2} - E_6 - T_1$ транзистор» дан ҳосил бўлган занжир орқали зарядсизланади. Унинг вақт доимий $\tau_{\text{разр.}} \approx C_{\delta 2} \cdot R_{\delta 2}$ бўлиб, зарядсизланиш токи

$$I_{\text{разр.}} = \frac{E_K + E_6}{R_{\delta 2}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{\text{разр.}}}}$$

ифода билан аниқланади. (Бу вақтда T_2 транзистор ёниқ ҳолатда туради). Бу жараёнинг давом этиши зарядсизланиш занжирининг вақт доимийсига боғлиқ бўлади. T_2 транзистор-



6.20- расм. Мультивибраторда коллектор ва база кучланишларининг оний қийматлари.

нинг база кучланиши $U_{\text{б}2} = -E_{\text{б}} + I_{\text{разр.}} \cdot R_{\text{б}2}$ қийматдан ол-
га етгач, у очилади. Шундан кейин схемада яна сакраш
ҳосил бўлади. У T_1 транзисторнинг ёпилишига, T_2 транзис-
торнинг эса, тўла очилишига олиб келади. Бунда $R_{\text{б}1}$ резис-
тор $E_{\text{б}} + U_{\text{с}2} = E_{\text{б}} + E_{\text{к}}$ кучланиш остида бўлгани учун T_2
транзисторнинг коллектор кучланиши $E_{\text{к}} - I_{\text{к}02} \cdot R_{\text{к}2}$ қиймат-
дан $U_{\text{к}1} \approx 0$ қийматгача камаяди. Коллектор токи эса, $I_{\text{к}0}$
қийматдан $I_{\text{к}2} = \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к}2}} + \frac{E_{\text{к}} + E_{\text{б}}}{R_{\text{б}1}}$ қийматгача ортади. На-

тижада мултивибратор иккинчи мувозанат ҳолатига ўтади.
Лекин у ҳам турғун бўлмайди. $C_{\text{б}2}$ конденсатор « $E_{\text{к}}$ манба—
— $R_{\text{к}1}$ — $C_{\text{б}2}$ — T_1 транзисторнинг эмиттер— база ўтиши» дан
тузилган занжир орқали зарядсизлана бошлайди ($C_{\text{б}1}$ кон-
денсатор эса, зарядланади). Бу жараён T_1 транзисторнинг
база кучланиши $U_{\text{б}1} = -E_{\text{б}} + I_{\text{разр.}} \cdot R_{\text{б}1}$ қийматдан ол-
га тенг бўлгунча давом этади. Шундан кейин схемада яна сак-
раш ҳосил бўлади ва T_1 транзистор очик, T_2 транзистор —
ёпиқ ҳолат (яъни бошланғич ҳолат) ҳосил бўлади. Бу жа-
раён такрорланаверади.

Мултивибратор схемасидаги коллектор ва база кучла-
нишлари оний қийматларининг вақт бўйича ўзгариш график-
лари 6.20-расмда кўрсатилган. Ундаги «аб» қисм T_1 тран-
зисторнинг очик, T_2 транзисторнинг ёпиқ ҳолатини ифода-
ласа, «сд» қисмда T_2 очик, T_1 ёпиқ бўлади. «дс» ва «де»
қисмлар инсбатан секинлик билан борадиган конденсаторлар-
нинг зарядланиш ва зарядсизланиш жараёнларини ифодалай-
ди. Агар «дс» қисмда $C_{\text{б}1}$ конденсатор зарядланиб, $C_{\text{б}2}$ кон-
денсатор зарядсизланса, «де» қисмда — $C_{\text{б}1}$ зарядсизланиб,
 $C_{\text{б}2}$ — зарядланади.

Конденсаторларнинг зарядланиш вақти уларнинг зағяд-
сизланиш вақтидан ҳамма вақт қисқа бўлади. Чунки схема
учун $R_{\text{б}} \gg R_{\text{к}}$ тенгсизлик ўринли. Шунга кўра, зарядсизла-
ниш жараёни импульсларнинг давом этиш вақтини ифодалов-
чи асосий катталик ҳисобланади. Зарядсизланаётган конде-
сатор ($C_{\text{б}1}$ ва $C_{\text{б}2}$) ўз потенціалини $E_{\text{к}} - I_{\text{к}0} \cdot R_{\text{к}}$ қийматдан
 $E_{\text{б}} + R_{\text{б}} \cdot I_{\text{к}0}$ қийматгача экспоненциал қонун бўйича ўзгар-
тади. Шунинг учун $C_{\text{б}2}$ конденсатор кучланишини қуйидаги-
ча ёзиш мумкин:

$$U_{\text{с}2} = -E_{\text{б}} - I_{\text{к}02} \cdot R_{\text{б}2} + (E_{\text{к}} - I_{\text{к}01} \cdot R_{\text{к}1} + E_{\text{б}} +$$

$$+ I_{\text{ко}2} \cdot R_{\text{с}2} - U_{\text{с}2\tau}) \cdot e^{-\frac{t}{C_{\text{с}2} \cdot R_{\text{с}2}}} \quad (6.31)$$

Агар зарядсизланиш $t = 0$ вақтда бошланиб, $t = T_1$ вақт-
гача давом этса ва бунда $U_{\text{с}2} = U_{\text{с}2\tau} = 0$ га эришилса, (6.31)
ифодадан T_1 вақтини аниқлаш мумкин:

$$T_1 = C_{\text{с}2} R_{\text{с}2} \ln \frac{E_{\text{к}} - I_{\text{ко}1} \cdot R_{\text{к}1} + E_{\text{с}} + I_{\text{ко}2} \cdot R_{\text{с}2} - U_{\text{с}2\tau}}{E_{\text{с}} + I_{\text{ко}2} \cdot R_{\text{с}2}} \quad (6.32\text{а})$$

Худди шу йўл билан $C_{\text{с}1}$ конденсаторнинг зарядсизланиш
ифодасини билган ҳолда

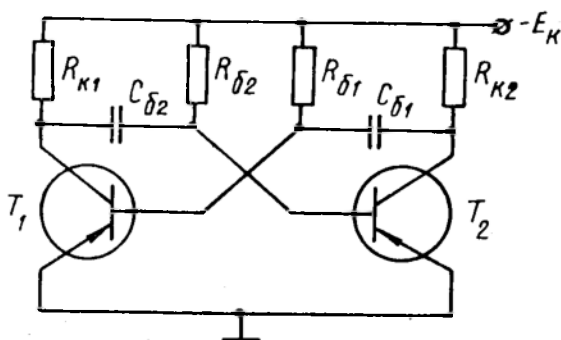
$$T_2 = C_{\text{с}1} R_{\text{с}1} \ln \frac{E_{\text{к}} - I_{\text{ко}2} \cdot R_{\text{к}2} + E_{\text{с}} + I_{\text{ко}1} \cdot R_{\text{с}1} - U_{\text{с}1\tau}}{E_{\text{с}} + I_{\text{ко}1} \cdot R_{\text{с}1}} \quad (6.32\text{б})$$

эканини аниқлаш мумкин.

(6.32 а) ва (6.32 б) ифодаларга асосан мультивибратор-
даги тебранишларнинг такрорланиш даври

$$T = T_1 + T_2 \quad (6.33)$$

бўлади.



6.21- расм. База-си коллектор занжирига уланган
мультивибратор.

Одатда базага силжитиш кучланиши берадиган $E_{\text{с}}$ ман-
бадан қутулиш учун транзисторларнинг базалари коллектор
манбаи занжирига уланади (6.21-расм), яъни $E_{\text{с}} = E_{\text{к}}$ қилиб
олинади. Бунда $R_{\text{к}} \ll R_{\text{с}}$ ва $U_{\text{с}\tau} \ll E_{\text{к}}$ эканини ҳисобга ол-
сак, (6.32 а) ва (6.32 б) ёрдамида тўла ёзилган (6.33) ифо-
да соддалашиб, қуйидаги кўринишга келади:

$$T = C_{62}R_{62} \ln \frac{2E_K + I_{K02} \cdot R_{62}}{E_K + I_{K02} \cdot R_{62}} + C_{61}R_{61} \ln \frac{2E_K + I_{K01} \cdot R_{61}}{E_K + I_{K01} \cdot R_{61}} =$$

$$= C_{61}R_{61} \ln \frac{2 + \theta_1}{1 + \theta_1} + C_{62}R_{62} \ln \frac{2 + \theta_2}{1 + \theta_2} \quad (6.34)$$

Бунда $\theta_1 = \frac{I_{K01} \cdot R_{61}}{E_K}$, $\theta_2 = \frac{I_{K02} \cdot R_{62}}{E_K}$ — *иссиқлик токи фактори* деб аталади ва коллекторнинг I_{K0} сокинлик (иссиқлик) токи билан базанинг I_{B0} тўйиниш токи орасидаги муносабатни ифодалайди.

Агар транзисторнинг иссиқлик токи ҳисобга олинмаса ($\theta = 0$), (6.34) ифода жуда содда кўринишга эга бўлади:

$$T = C_{61}R_{61} \ln 2 + C_{62}R_{62} \ln 2 \simeq 0,7(C_{61}R_{61} + C_{62}R_{62}) \quad (6.35a)$$

Симметрик мультивибратор учун (6.35 а) ифода янада соддалашади:

$$T = 2C_6R_6 \ln 2 \simeq 1,4C_6R_6 \quad (6.35b)$$

Юқорида келтирилган схемадаги транзисторларнинг иш режими уларнинг *тўйиниш режими* деб аталади. Бу режимда мультивибратор деярли тўғри тўртбурчак шаклдаги импульсларни ишлаб чиқаради. Унинг амплитудаси ва давом этиш вақти R_K резисторга кам боғлиқ бўлади.

Мультивибратор схемасидаги транзисторлар актив (кучайтириш) режимда ҳам ишлайди. Бу режимда тўйинган транзисторнинг базасидаги ортиқча ток ташувчиларнинг сўрилиш жараёнининг импульс fronti давом этиш вақтига бўлган салбий таъсири кузатилмайди. Лекин импульснинг тепа қисми ясси бўлмайди. Чунки унга C_{61} ва C_{62} конденсаторлар кучланишининг ўзгариши таъсир этади. T_1 транзисторнинг тўйиниш шартин мувозанат ҳолат учун қуйидагича ифодаланади:

$$I_{K1} \leq \beta_1 I_{B1} \quad (6.36)$$

Унда β_1 — умумий эмиттерли уланиш схемасида транзисторнинг ток бўйича кучайтириш коэффициенти. Бу шарт C_{62} конденсаторнинг — E_K қийматгача зарядланишидаги мувозанат ҳолат учунгина эмас, балки кўчкни жараёни учун ҳам бажарилади.

Агар коллекторнинг I_{K01} сокинлик токи ҳисобига олинмаса ($I_{K01}R_{K1} \ll E_K$), схемадаги мувозанат ҳолат алмашинишида

коллектор токи $I_{K_1} = \frac{E_K}{R_{K_1}} + \frac{E_K + E_6}{R_{62}}$, базанинг тўйиниш токи эса, $I_{62T} \simeq \frac{E_6}{R_{K_1}}$ бўлади. Уларни (6.36) ифодага қўйсак, T_1 транзисторнинг тўйиниш шarti қуйидагича ифодаланади:

$$\beta_1 \frac{E_6}{R_{61}} \geq \frac{E_K}{R_{K_1}} + \frac{E_K + E_6}{R_{62}} \quad (6.37a)$$

Бунда $\frac{E_K + E_6}{R_{62}} - C_{62}$ конденсаторнинг зарядсизланишидаги токнинг максимал қиймати.

Мос равишда, T_2 транзисторнинг тўйиниш шarti қуйидагича бўлади:

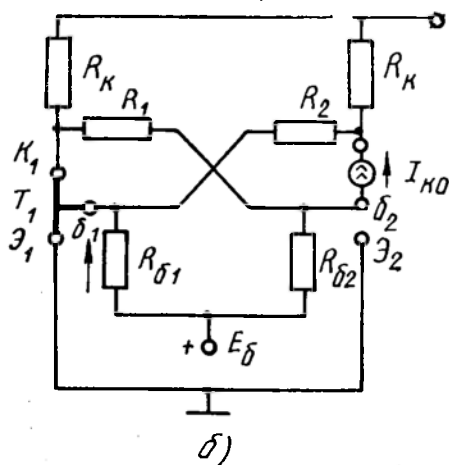
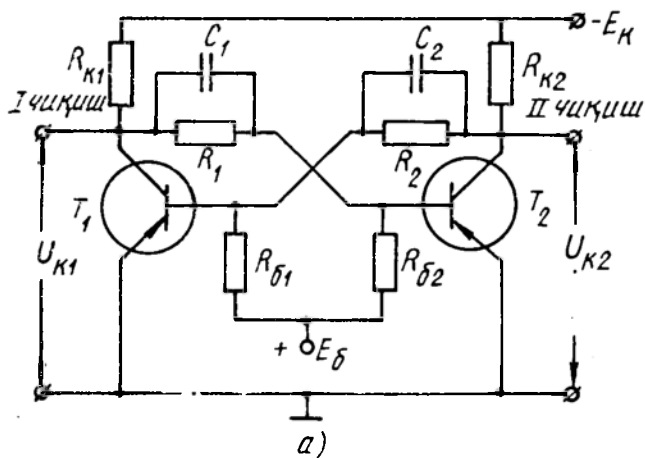
$$\beta_2 \frac{E_6}{R_{62}} \geq \frac{E_K}{R_{K_2}} + \frac{E_K + E_6}{R_{61}} \quad (6.37b)$$

Бу ерда $\beta_2 - T_2$ транзисторнинг ток бўйича кучайтириш коэффициенти, $\frac{E_K + E_6}{R_{61}} - C_{61}$ конденсатор зарядсизланишидаги токнинг максимал қиймати.

6.9. Триггерлар

Иккита турғун мувозанат ҳолатига эга бўлган ва ташқи туртки таъсирида сакраш билан бир мувозанат ҳолатдан иккинчисига ўтадиган қурилма *триггер* деб аталади. Ташқи туртки *ишга туширувчи* ёки *бошқарувчи сигнал* деб юритилади.

Мультивибраторга ўхшаш триггер ҳам 100 фоз мусбат тескари боғланишли икки каскадли RC — кучайтиргичдан ташкил топади, яъни кучайтиргичлардан бирининг чиқиши иккинчисининг киришига тўлиқ уланган бўлади. Кучайтиргичларнинг бошқарувчи элементи сифатида биполяр ва униполяр транзисторлар ёки туннель диодлари ишлатилади. Биполяр транзисторли триггерларнинг схемаси, асосан, икки турли-коллектор-база боғланишли ва эмиттер боғланишли бўлади. Коллектор-база боғланишли триггер *симметрик*, эмиттер боғланишли эса, *носимметрик триггер* деб аталади. Симметрик триггернинг схемадаги мос элементлари сон жиҳатдан бир-бирига тенг бўлиб, транзисторлардан бири очиқ бўлганда, иккинчиси албатта ёпиқ бўлади.



6.22- расм. Симметрик триггернинг принципал (а) ва эквивалент схемаси (б).

Триггернинг бу ҳолати турғун бўлиб, у истаганча узоқ муддат сақланади. Бир мувозанат ҳолатдан иккинчисига ўтиш учун албатта бошқарувчи сигнал таъсир этиши керак. Унда ёпиқ транзистор очик, очик транзистор эса, ёпиқ ҳолатга ўтади.

6.22 а- расмда коллектор — база боғланишли триггернинг схемаси кўрсатилган. У симметрик бўлгани учун $R_{\delta 1} = R_{\delta 2}$, $R_{K1} = R_{K2}$, $R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$, $T_1 = T_2$. Схемада

тескари боғланиш $R_1 C_1$ ва $R_2 C_2$ занжирлар орқали жорий бўлади, чунки улар бир транзисторнинг коллектор занжирини иккинчисининг база занжири билан боғлайди. Бу схема симметрик мультивибратор схемасидан (6.18-расмга қаранг) кучайтиргичларнинг ўтиш занжиринда R_1 ва R_2 резисторларнинг мавжудлиги ва базаларга уланган силжитиш манбаи E_6 билан фарқ қилади. E_6 силжитиш манбаи транзисторларни ёпиш учун хизмат қилади ва шу билан схема мувозанат ҳолатининг турғун бўлишини таъминлайди.

Триггернинг иш режими турғун бўлиши учун схемадаги очиқ транзистор тўйиниш режимида, иккинчиси эса, кесиш режимида ишлаши керак. Очиқ транзисторнинг коллектор потенциали нолга яқин ($U_k \simeq 0$) қийматда бўлгани учун уни «ноль сатҳ» деб қабул қилинади. Ёпиқ транзисторнинг потенциали коллектор манбаи кучланиши тартибда ($U_k \simeq E_k$) бўлади. Шунинг учун уни юқори, яъни «1 сатҳ» деб қаралади. Шунга асосан триггерни текширишда очиқ транзистор $p-n$ ўтишларининг қаршилиги ҳисобга олинмаган ҳолда битта эквипотенциал нуқта деб қаралади; ёпиқ транзистор эса, база — коллектор ораллигига уланган эквивалент ток манбаи (I_{ko}) билан алмаштирилади. 6.22 б-расмда T_1 транзистор очиқ, T_2 транзистор эса, ёпиқ ҳол учун триггернинг эквивалент схемаси тасвирланган. Унинг труғунлик шартини аниқлайлик.

T_2 транзистор ёпиқ бўлиши учун унинг базасида мусбат потенциал ($U_{62} > 0$) бўлиши керак. Бунинг учун

$$U_{62} = \frac{R_1}{R_1 + R_6} E_6 - \frac{R_1}{R_1 + R_6} R_6 \cdot I_{ko}$$

ифодага биноан, $R_6 < -\frac{E_6}{I_{ko}}$ бўлиши ва у E_6 нинг энг кичик, I_{ko} нинг эса, энг катта қийматлари учун бажарилиши керак. Яна шуни ҳисобга олиш керакки, I_{ko} коллектор токининг катталиги ҳароратга жуда боғлиқ. Ҳарорат ортиши билан у жуда тез ўсади. Шунинг учун R_{62} резисторнинг катталиги аниқланган тенгсизликни энг юқори ҳароратда ҳам қониқтирадиган қилиб танланиши зарур. Очиқ T_1 транзистор тўйинган ҳолатда бўлиши учун унинг база токи ўзининг тўйиниш қийматида катта ($I_{61} > I_{61T}$) бўлиши лозим. Унинг

қандай бўлишини база токи ифодасидан аниқлаш мумкин. Триггернинг эквивалент схемасига биноан

$$I_{c1} = \frac{E_k - I_{ko} \cdot R_k}{R + R_k} - \frac{E_b}{R_b}$$

Бунда $I_{c1} > \beta_1 \cdot I_{c1T}$ ва $I_{c1T} \simeq \frac{E_k}{R_{k1}}$ эканини ҳисобга олсак, транзисторнинг тўйиниш шarti қуйидагича ифодаланади:

$$R < R_k \left[\frac{\beta R_b (E_k - I_{ko} R_k)}{\beta R_k E_b - E_k R_b} - 1 \right] \quad (6.38)$$

(6.38) тенгсизлик β , R_b катталикларнинг минимал, I_{ko} нинг эса, максимал қиймати учун бажарилиши шарт. Триггернинг 6.22 а-расмдаги схемаси симметрик бўлса ҳам у идеал эмас. Шунинг учун E_k манбани улаш вақтида флюктуациялар туфайли схемада кўчки жараёни (кучланиш сакраши) вужудга келади. У деярли оний вақтда юз бериб, бир транзисторнинг тўйиниши, иккинчисининг эса, кесиш режимига ўтиши билан тугалланади. Триггернинг бу ҳолати (мультивибратордан фарқли) турғун бўлади ва унинг киришига бошқарувчи — ишга туширувчи импульс таъсир этгунча сақланади.

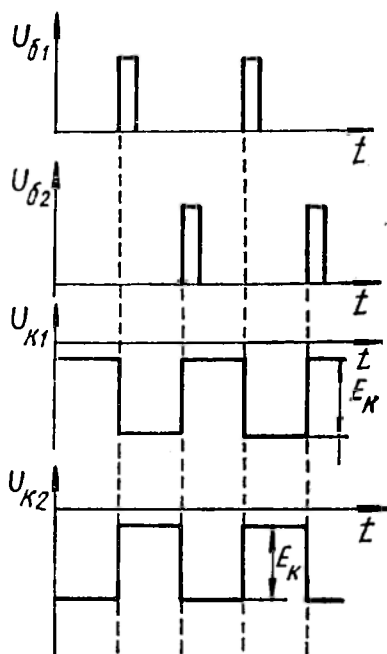
Фараз қилайлик, триггер T_1 транзистор очиқ ва T_2 транзистор ёпиқ бўлгандаги турғун ҳолатда турган бўлсин. Агар очиқ транзисторнинг базасига ишга туширувчи тўғри бурчакли мусбат импульс таъсир этса, T_1 транзистор қисқа муддат ичида тўйиниш режимидан актив, яъни кучайтириш режимига ўтади. Бунда база токи камайиб, T_1 транзисторнинг коллектор токини ҳам камайтиради. Натижада унинг коллектор кучланиши камайиб, янада манфийроқ ($U_{k1} = -E_k + I_{k1} \cdot R_{k1}$) бўлиб қолади. У R_1 резистор орқали тўғридан-тўғри T_2 ёпиқ транзисторнинг базасига узатилади ва T_2 ни қисман очади, яъни кесиш режимидан актив режимга ўтказади. (Шунда қисқа муддатга ҳар икки транзистор ҳам кучайтириш режимига ўтиб қолади.) Умумий эмиттерли схема токни яхши кучайтиргани сабабли T_2 транзисторнинг коллектор токи тез ўсади ва коллектор кучланишининг мусбат ўзгаришини орттиради ($U_{k2} = -E_k + I_{k2} \cdot R_{k2}$). Бу мусбат ўзгариш ўзини вужудга келтирган T_1 транзисторнинг коллекторидagi манфий ўзгаришдан етарлича катта бўлади. У R_2 резистор орқали T_1 тран-

зисторнинг базасига узатилади ва импульс таъсиридан ҳосил бўлган бошланғич ўзгаришни зўрайтиради. Натижада T_1 транзистор олдингига қараганда янада яхшироқ ёпилади. Бу жараён жуда тез ривожланади, яъни кучланиш сакраши кўчкисимон бўлиб қолади. Кўчки жараёни натижасида очик транзистор ёпилади ва ёпиқ транзистор тўлиқ очилади ва системада яна турғун ҳолат вужудга келади. Уни бу ҳолатдан чиқариш учун навбатдаги ишга туширувчи импульс керак (6.23-расм).

Юқоридаги кўрилган триггернинг бир турғун ҳолатдан иккинчи турғун ҳолатга ўтиши 4 та босқичга бўлинади: заряд тарқаш, тайёрланиш, регенерация ва тикланиш. Биринчи босқичда

ишга туширувчи сигнал таъсирида очик транзисторнинг базасидаги ортиқча заряд ташувчилар тарқалади. Унинг давом этиш 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 ташувчиларнинг тарқалиш вақти шунча қисқа бўлади. Бу вақт оралиғида триггер схемасида ўзгариш юз бермайди. Очик транзистор тўйиниш режимида чиқиш арафасида бўлади.

Тайёрланиш босқичида очик транзистор тўйиниш режимида чиқади. У системадаги коллектор кучланишининг бошланғич камайиши натижасида ёпиқ транзисторнинг база кучланиши манфийроқ бўлиб қолиш ҳолатига тўғри келади. Тайёрланиш натижасида транзисторлар



6.23-расм. Ишга тушириш импульси таъсирида коллектор кучланишининг ўзгариш графиги.

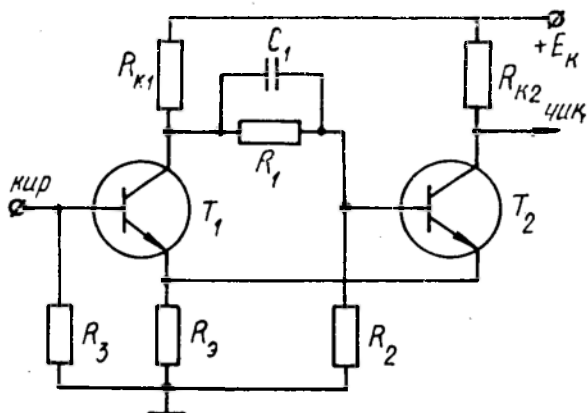
актив (кучайтириш) режимга ўтади. Бунда мусбат тескари боғланиш ишга тушади ва кўчки жараёни содир бўлади. Уни қайта қўзғолиш — *регенерация* деб аталади. Регенерация натижасида очиқ транзистор ёпилиб, кесини режимга, ёпиқ транзистор эса очилиб, тўйиниш режимга ўтади ва тўртинчи босқич — тикланиш ҳосил бўлади. У триггернинг турғун ҳолатидир.

Юқорида келтирилган мулоҳазаларда триггер схемасидаги R_1 ва R_2 резисторларни шунтловчи конденсаторлар ҳисобга олинмади. Улар *тезлаткич конденсатор* деб аталади ва триггерда содир бўладиган жараённинг 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 кучланиш $U_{c1} \simeq 0$, C_2 конденсатордаги кучланиш эса, $U_{c2} \simeq -E_k$ бўлади. Кўчки жараёни давомида конденсаторлардаги кучланиш ўзгаришсиз қолади. Лекин T_1 транзисторнинг ёпилиши билан унинг коллектор кучланиши манба кучланишига тенглашади. Шунинг учун C_1 конденсатор зарядлана бошлайди ва очилаётган T_2 транзисторнинг база занжиридан катта миқдорли заряд токи оқади. У бошланғич база токени янада орттиради ва T_2 транзисторнинг очилишини тезлаштиради. Системада янги турғун ҳолат тиклангач, C_2 конденсатор зарядсизланиб, кучланиш нолгача камаяди ($U_{c2} \simeq 0$).

Шундай қилиб, кўчки жараёнида конденсаторнинг кучланиши ўзгармайди. Шунинг учун конденсаторлар бу вақтда R_1 ва R_2 резисторларни тўла шунтлайди. Натижада транзисторларнинг коллекторларидаги кучланиш сакрашлари тўлиқ мос базаларига узатилади. Агар бу конденсаторлар бўлмаганда эди, кучланиш сакрашларининг бир қисми R_1 ва R_2 резисторларда ютилиб қолган бўларди. Натижада электродлардаги ток ва кучланиш ўзгаришлари кичрайиб жараён узоқроқ вақт давом этган бўлар эди.

6.10. Шмитт триггери

Шмитт триггери носимметрик триггер бўлиб, симметрик триггердан турғун ҳолатда туриш вақтининг кириш сигналига боғлиқ бўлиши билан фарқ қилади. У мусбат тескари боғланишли дифференциал кучайтиргичдан иборат. 6.24-расмда триггернинг содда схемаси кўрса-



6.24- раом. Шмитт триггерининг схемаси.

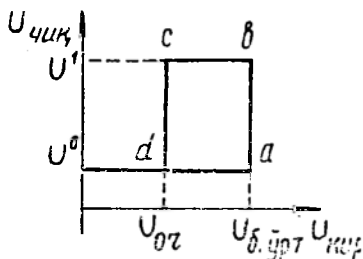
тилган. Унда R_3 резистор T_1 ва T_2 транзисторлар учун умумий бўлгани сабабли T_1 транзисторнинг база кучланиши T_2 транзисторнинг коллектор токига боғлиқ бўлади. T_2 транзисторнинг база занжиридаги R_1 , R_2 резисторлардан ташкил топган кучланиш бўлгичи мусбат тескари боғланиш занжирини ташкил қилади. У иккала транзистор актив режимда бўлганда триггернинг бир турғун ҳолатдан иккинчисига тез ўтишини таъминлайди. Агар схема киришга кучланиш берилмаса ($U_{\text{кир}} = 0$), T_1 транзистор ёпиқ, T_2 транзистор — очик (тўйинган) ҳолатда бўлади. Сабаби T_2 транзисторнинг базасига $R_{к1}$ ва $R_{к2}$ резисторлар орқали мусбат кучланиш таъсир этади. T_2 транзисторнинг коллектор токи R_3 резисторда ҳосил қиладиган потенциал тушуви T_1 транзисторнинг базасига ёпиш потенциали ($U_{б1} = -I_{к2} \cdot R_3$) бўлиб таъсир этади. Бу ҳолатда чиқиш кучланиши $U_{\text{чик}} = I_{к2} \cdot R_3 + U_{\text{кэт}} = U^0$ бўлиб, «0 — сатҳ»га тўғри келади.

Агар кириш кучланиши берила бошласа, $U_{\text{кир}} < U_{\text{бт}} + I_{к2} \cdot R_3$ қийматларда триггернинг юқорида кўрилган бошланғич ҳолати сақланади. У $U_{\text{кир}} = U_{\text{бурт}}$ бўлгунча давом этади. Бунда $U_{\text{б.урт}}$ — триггернинг *шига тушиши кучланиши* деб аталади. Шундан кейин T_1 транзистор очилади. Унинг коллектор кучланиши камайиб, $R_1 R_2$ кучланиш бўлгичи орқали T_2 транзисторнинг базасига узатилади ва база токини у кичрайтиради. Натижада T_2 транзистор тў-

йиниш режимидан кучайтириш режимига ўтади ва схемада регенератив жараён содир бўлади. У T_2 транзисторнинг тезда ёпилиб, T_1 транзисторнинг очилишига олиб келади. Кириш кучланишининг янада ортиши T_1 транзисторни тўйиниш ҳолатига ўтказди.

Шундай қилиб, $U_{кпр} > U_{б.ўрт.}$ қийматларида триггер иккинчи турғун ҳолатда бўлади, яъни T_1 транзистор ёпиқ, T_2 транзистор эса, очиқ. Бунда триггернинг чиқиш кучланиши $U_{чик} = E_k$ бўлиб, у «I — сатҳ» га тўғри келади.

Триггерни қайта бошланғич ҳолатга қайтариш учун T_1 транзисторни кучайтириш режимига ўтказиш керак. Бунинг учун унинг базадаги силжитиш кучланишини йўқотиш, яъни мусбатлигини ошириш керак. У T_2 транзисторнинг база кучланиши тўйиниш кучланишига етгунча давом этади ($U_{б2} = U_{бт}$). У кириш кучланиши бирор $U_{оч}$ — очилиш кучланишига етгунча давом этади. Шундан кейин T_1 транзисторда кўчки жараёни ҳосил бўлиб, T_1 транзисторни ёпади ва T_2 транзистор — очилади.



6.25- расм. Шмитт триггери-
нинг амплитудавий харак-
теристикаси.

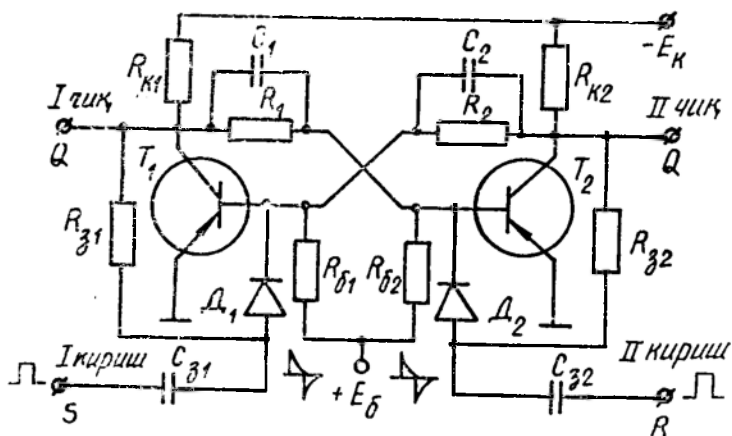
Шмитт триггерининг ишлаши унинг амплиту-
давий характеристикаси-
да яхши тасвирланади
(6.25- расм). У гистерезис
ҳалқасини ташкил қила-
ди. Унда ad ва bc қиш-
лар системанинг мувозан-
нат ҳолатини, ab ва cd
қишмлар эса, ҳолат ўзга-
ришини ифодалайди.

Шмитт триггерида
гармоник тебанишлардан
тўғри бурчакли импульс-
ларни ҳосил қилишда
фойдаланиш мумкин.

6.11. Триггерларни ишга тушириш схемалари

Триггерни ишга туширишнинг икки хил усули мав-
жуд: айрим-айрим ва умумий. Улар ишга тушириш
импульсларини триггернинг киришига (ёки чиқишига)
таъсир эттириш йўли билан амалга оширилади.

Триггерни айрим-айрим ишга туширишда бир хил



6.26- раом. Триггер айрим-айрим ишга тушириш схемаси.

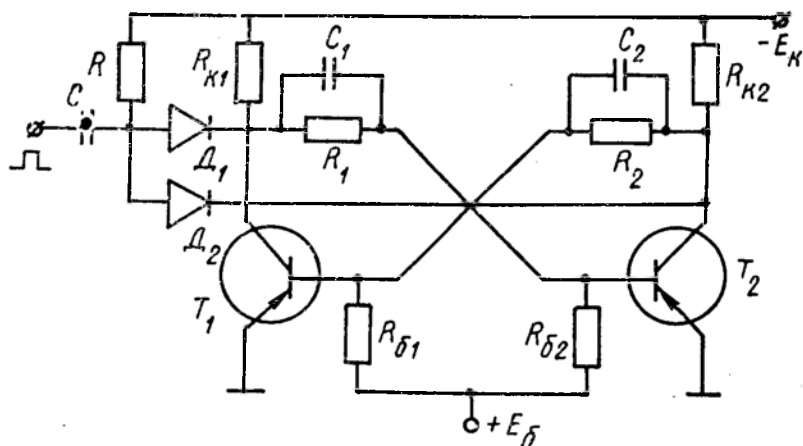
қутбли импульслар навбат билан транзисторларнинг базасига (киришига) таъсир этади. Бунда триггернинг киришларидан бирига берилган импульс уни мувозанат ҳолатларидан бирига келтирса, иккинчи киришга берилган импульс унга қарама-қарши бўлган мувозанат ҳолатни таъминлайди. 6.26-расмда ишга тушириш импульсларини 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 очик, T_2 транзистор — ёпиқ бўлсин. Агар 1 киришга тўғри бурчакли импульс берилса, у R_{31} C_{31} занжирда дифференциалланиб, иккита қарама-қарши қутбли ўткир импульсга айланади. T_1 транзистор очик бўлгани учун унинг коллектор потенциали «О сатҳда» ($U_K \approx 0$) 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 тушувига яқин келади). Шунинг учун диод тўғри уланишда бўлади ва мусбат қутбли ўткир импульсни базага ўтказди. Натижада T_1 транзистор тўйиниш ҳолатидан, T_2 транзистор — кесиш ҳолатидан чиқа бошлайди. Транзисторлар кучайтириш ҳолатига ўтгач, тескари боғланиш туфайли кўчки жа-

раёни вужудга келади ва кучланиш сакрашлари T_1 транзисторни ёпиқ T_2 транзисторни тўлиқ очиқ ҳолга келтиради. Аввал кўрилганига асосан триггернинг бу ҳолати турғун бўлиб, II киришга янги ишга тушириш импульси таъсир этгунча давом этади.

Транзисторлар кучайтириш режимига ўтганда ундаги жараёнлар ишга тушириш импульсининг таъсирисиз, ички ўзгаришлар ҳисобига содир бўлади. Шунинг учун бу вақтда ишга тушириш занжири триггерни импульслар генераторидан узиши керак. У қуйидагича амалга ошади. Ёпилаётган T_1 транзисторнинг коллектор кучланиши манба кучланишигача ўсиб боради («I сатҳ»). D_1 диоднинг анод потенциали у билан бир хил бўлгани учун у тескарн уланиш ҳолатига ўтади ва T_1 транзисторнинг база занжирини I-киришдан узади. Навбатдаги импульс келгунча $C_{з1}$ конденсатор $R_{з1}$ резистор орқали зарядланади. D_1 ва D_2 диодлар узгич (кесувчи) деб аталади).

Айрим-айрим ишга туширилувчи 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 занжирини қуйи «0 сатҳ»га ўтишини, S ҳарфи — юқори «I сатҳ»га ўтишини ифодалайди.



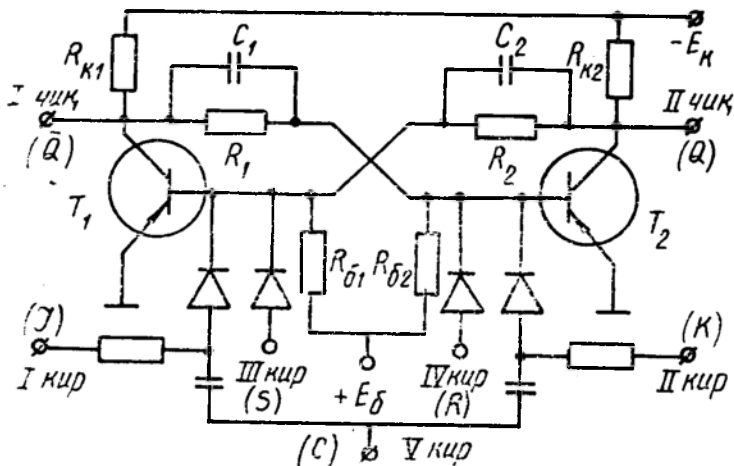
6.27-ра м. Триггерни саноқли ишга тушириш схемаси.

Триггерни умумий ишга тушириш усули *саноқли ишга тушириш* деб аталади. Унда бир хил қутбли ишга тушириш импульслари ҳар икки транзисторга бир вақтда таъсир эттирилади. Улар транзисторларнинг базасига (киришга) ёки коллекторига (чиқишига) берилиши мумкин.

Агар триггернинг 6.26-расмда кўрсатилган схемасидаги I ва II киришлар туташтирилиб умумий кириш ҳосил қилинса ва унга бошқариш импульслари таъсир эттирилса, I ҳол ҳосил бўлади. 6.27-расмда бошқариш импульслари транзисторларнинг коллекторига таъсир эттириш схемасига мисол кўрсатилган. Бошланғич вақтда T_1 транзистор очиқ, T_2 транзистор — ёпиқ бўлсин. Агар ишга тушириш импульси таъсир этмаса, иккала диод ёпиқ бўлиб, D_1 диоддаги ёпиш кучланиши — E_k тартибида (катта), D_2 диодники эса, $I_{ко} \cdot R_{к2}$ тартибида (кичик) бўлади. Шунинг учун тўғри бурчакли импульсининг дифференциалланишидан ҳосил бўладиган ўткир импульслардан мусбат қутблиси учун D_2 диод очилади (Бунда унинг амплитудаси (E_k) дан кичик, $I_{ко} \cdot R_{к2}$ дан катта бўлиши керак.) У ёпиқ T_2 транзисторнинг коллектори ва R_2C_2 занжир орқали очиқ T_1 транзисторнинг базасига ўтади. Натижада юқорида (6.26-расм) айрим-айрим ишга туширишда кўрилган жараён вужудга келади ва T_2 транзистор очилади. Унинг коллектор кучланиши полгача камаяди ва D_2 диод ёпилиб, ишга тушириш занжири узилади. Триггер навбатдаги турғун ҳолатга ўтади. Кейинги импульс D_1 диодга таъсир этади ва жараён такрорланади. Ишга тушириш импульсларини диодлар орқали берилиши триггердаги жараёнларни ташқи таъсирлардан ҳимоя қилади.

Триггернинг бир турғун ҳолатдан иккинчи турғун ҳолатга ўтиши учун кетадиган вақт ишга тушириш импульсларининг давом этиш вақтига боғлиқ. Агар ишга тушириш импульсларининг давом этиш вақти жуда қисқа бўлса, унинг таъсирида транзистор тўйиниш ҳолатидан чиқиб улгурмаслиги мумкин. Унда триггер янги турғун ҳолатга ўтмайди.

Саноқли ишга тушириладиган триггер T — триггер деб аталади. Одатда учта ва ундан кўп киришга эга бўлган триггерлар ясалади. 6.28-расмда 5 та киришга эга бўлган триггернинг содда схемаси кўрсатилган. Уни IK — триггер деб аталади. Киришлари I, K, R, S, C



6.28- расм. 1К — триггер.

харфлари билан белгиланади. У ҳам RS, ҳам T — триггер сифатида ишлаши мумкин: RS — триггер сифатида ишлаганда мусбат импульслар киришларга навбат билан таъсир этади; T — триггер сифатида ишлаганда эса, I — кириш T_1 транзисторнинг, K — кириш T_2 транзисторнинг коллекторига улаб қўйилади.

Триггерлар *рухсат этиш (ажратиш) вақти* деган катталик орқали характерланади. У киришларга ишга тушириш импульсларини навбат билан узлуксиз келиши учун зарур бўлган икки импльус орасидаги энг қисқа вақт оралиғидир. Рухсат этиш вақтига тескари бўлган катталик *триггернинг тезкорлиги* деб аталади. У триггернинг бир секунд ичида неча марта бир турғун ҳолатдан иккинчисига ўта олиш сонини ифодалайди (Албатта, рухсат этиш вақти ўзгармас бўлганда).

Триггерлар дискрет элементларда ёки микросхема сифатида ясалади. Улар радиоэлектрон қурилмаларда қайта улагич, ҳисоблагич, хотира элементи ва бошқа турли хил вазифаларни бажаради. Масалан, ЭХМ қурилмаларининг 20÷40 фоизини триггерлар ташкил қилади.

РАҚАМЛИ ҚУРИЛМАЛАРНИНГ АСОСИЙ СХЕМАЛАРИ

7.1. Ҳисоблаш системалари ва тасвирлаш

Сонларни белгилаш ва номлашда қўлланиладиган усул ва қондалар 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 системада ҳам сонлар «I» лар кетма-кетлиги кўринишида ифодаланади. (7-1111111)

Рақамларнинг миқдори сондаги ёзилиш ўрнига боғлиқ бўлган ҳисоблаш системаси ўринли, яъни *позицияли ҳисоблаш системаси* деб аталади. Унга ўнли ҳисоблаш системаси (0, 1, 2... 9) мисол бўлади. Масалан, 1990 сониди — I ўрин — 1000, иккинчи ўрин — 900, III — ўрин — 90 ва тўртинчи ўрин — 0 ни ифодалайди.

Ўнли системада ҳар бир сон вергул билан икки қисмга ажратиб ёзилади: бутун ва каср қисм. Унда вергулдан чап томондаги миқдор 10 нинг бутун мусбат даражалари, ўнг қисмидаги миқдор эса, 10 нинг бутун манфий даражалари кўринишида ёзилиши мумкин. Масалан, $N=2563, 56$ қуйидагича ёзилади:

$$N = 2 \cdot 10^3 + 5 \cdot 10^2 + 6 \cdot 10^1 + 3 \cdot 10^0 + \\ + 5 \cdot 10^{-1} + 6 \cdot 10^{-2} = \sum_{i=-2}^3 a_i \cdot 10^i \quad (7.1)$$

Бунда $a_{-2} = 6$, $a_{-1} = 5$, $a_0 = 3$, $a_1 = 6$, $a_2 = 5$, $a_3 = 2$. Шунга кўра ихтиёрий позицияли сонни

$$N = \sum_{i=-m}^m a_i q^i \quad (7.2)$$

кўринишда умумлаштириб ёзиш мумкин. Унда q — системанинг асосини, a_i коэффициент — i — ўринга мос ке-

ладиган бирликлар миқдорини ифодалайди. (Ҳамма вақт $a_i < q$ тенгсизлик бажарилиши керак).

Сонларни ўнли асосда ҳисоблаш усули ягона позицияли система эмас. ЭХМда ўнли асосга эга бўлмаган позицияли ҳисоблаш системасидан фойдаланилади. Улардан энг кўп тарқалгани икки асосли ҳисоблаш системасидир. Унда $q=2$ бўлса, a_i коэффициент сифатида иккита рақам — «0» ёки «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 ҳолича қолади. Лекин 2 сондан бошлаб уларга махсус белги танланиши керак. (7.3) қаторга биноан $N=2$ сонга иккиннинг «1» ва «0» даражали ҳадлари тўғри келади. Шунинг учун 10 белгисини ўн эмас, балки бир ва ноль деб ўқилади. $N=3$ сонни ҳосил қилиш учун 2 нинг белгисидagi кичик қийматга («0» га) 1 қўшиш керак, чунки 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 сони «бир, бир» деб ўқилади.

4 сонни ҳосил қилиш учун 3 га 1 ни қўшиш керак. Бунинг учун белгида кичик (охирги) белгига 1 қўшилса, 2 бўлиб қолади. Уни ноль деб олсак, ундан олдинги сонда бу такрорланади. Шунинг учун тартиб номери бир хола сурилади, яъни 100 бўлиб қолади. Шунга асосан 0 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 *таъвирлаш* ёки *кодлаш* деб аталади. Юқорида кўрилган 0, 1, 2... 9, 10 сонларни рақамлар кетма-кетлигида ифодалаш икки асосли ҳисоблаш системасида уларни кодлашдир.

Рақамли ўлчаш техникасида сонлар ҳар бир ҳисоблаш системаси асосининг қандай танланишига қараб турлича кодланади. Кодлаш турини танлаш қурилманинг қандай мақсадга хизмат қилиши билан боғлиқ. Масалан, ўнли асосда кодлаш информацияни рақамли шаклда акс этирувчи қурилмаларда, икки асосда кодлаш эса, ҳисоблаш — ўлчаш қурилмаларида кенг қўлланилади. Бундан ташқари, яна ўзгарткич қурилмаларда (қийёсий — рақамий, рақамий — қийёсий ўзгарткичлар) икки — ўн асосли кодлаш ишлатилади.

Рақамли кодлар қурилмаларда рақамли сигнал кўринишида ўзлаштирилади. Улар сигнал кучланишининг 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 алгебраси қойдалари ташкил қилади. Унинг асосчиси Ж. Буль (1815—1864) бўлгани учун уни *Буль алгебраси* деб аталади.

Буль алгебрасига биноан ўзгарувчанлар ва уларнинг функцияси фақат иккита қийматга эга бўлиши мумкин: $X=1$ (мантиқий бир) ва 0 (мантиқий ноль). Ўзгарувчанлар устида асосан учта амал бажарилади: мантиқий никор, мантиқий қўшиш ва мантиқий кўпайтириш.

Мантиқий никор *инверсия* деб юритилади ва «ИЎҚ» (НЕ) амалини ташкил қилади. $У = \bar{X}$ кўринишда ёзилади ва $У$ X га тенг эмас ($У$ X нинг инверсияси) деб ўқилади. Бундай амални бажарувчи мантиқий элементга транзисторли электрон калит мисол бўлади. Калитнинг киришига юқори сатҳли (U^1) кучланиш таъсир этганда унинг чиқишидан қуйи сатҳли (U^0) кучланиш олинади ва аксинча. Бинобарин, электрон калитнинг кириш ва чиқиш кучланишлари ўзаро қарама-қарши йўналишда (фазада) ўзгаради, яъни улар ўзаро инверс сигналлардир.

Мантиқий қўшиш — *дизъюнкция* дейилади. $У$ «ЕҚИ» (ИЛИ) амали бўлиб, камда иккита ўзгарувчан устида бажарилади. Масалан, иккита ўзгарувчан учун $У = X_1 + X_2$ ёки $У = X_1 \vee X_2$ деб ёзилади ва $У$ X_1 га ёки X_2 га тенг деб ўқилади. Бу мантиқий $У$ функция мантиқий бирга тенг ($У=1$) бўлиши учун ё X_1 , ёки X_2 бирга тенг бўлиши керак, демакдир.

Мантиқий кўпайтириш — конъюнкция дейилади. У «ВА» (И) амали бўлиб, иккита ўзгарувчан учун $Y = X_1 \cdot X_2$ ёки $Y = X_1 \wedge X_2$ кўринишда ифодаланади ва У тенг X_1 ва X_2 га деб ўқилади. Унинг маъноси шуки, $Y = 1$ бўлиши учун X_1 ва X_2 фақат 1 га тенг бўлиши керак. X ларнинг қолган барча қийматларида $Y = 0$.

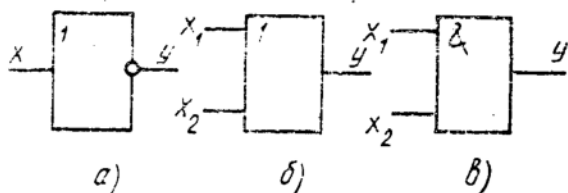
Мантиқий алгебрада бир ёки бир неча ўзгарувчан устида бажарилган амал натижалари *ҳақиқийлик жадвалида* ифодаланади. Унда ўзгарувчанларнинг мумкин бўлган барча ўзгаришлари ва улардан ҳосил бўладиган У функциянинг қийматлари кўрсатилади. 1-жадвалда икки ўзгарувчан учун бажариладиган қўшиш, кўпайтириш ва инкор (инверсия) амалларининг ҳақиқийлик жадвали келтирилган.

7.1-жадвал

X_1	X_2	У		
		ИҲҚ (ИЕТ)	ЁКИ (ИЛИ)	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 қуйи («0») ва юқори («1») сатҳли кучланишлар орқали ифодаланишини ҳисобга олсак, мантиқий амаллар иккита тенг кучли ҳисоблаш системаси орқали ифодаланиши кўринади. Улар мусбат ва манфий мантиқли системалардир. Мусбат системада мантиқий «1» сигналнинг юқори кучланишига, мантиқий «0» қуйи кучланишига тўғри келса, манфий системада бунинг акси бўлади. Шунга кўра ҳақиқийлик жадвалидан ЁКИ ва ВА амалларидаги ўхшашликни аниқлаш мумкин. Мусбат мантиқ асосида бажарилган ЁКИ амали манфий мантиқда бажариладиган ВА амалига мос келади ва аксинча. (Жадвалдаги ЁКИ амалидаги «1»ни «0»га, «0»ни «1»га алмаштирилса, ВА амали қийматлари ҳосил бўлади). Бу мантиқий алгебра амалларининг қўшалоклик хусусиятини кўрсатади.

Мантиқий амаллар мантиқий элементларда амалга оширилади. Мантиқий элемент тўғри тўрт бурчак шаклида кўрсатилиб, унинг ичига бажариладиган амалга мос белги қўйилади. Унда «1» белги ЁКИ амалини, & белги — ВА амалини, чиқишга қўйилган «0» белги —



7.1-расм. Мантикий элементнинг белгиси; а—ИЎҚ схемаси, б—ЁҚИ схемаси, в—ВА схемаси.

ИЎҚ, яъни инверсия (инкор) амалини ифодалайди. Улар 7.1-расмда кўрсатилган.

7.3. Мантикий алгебранинг асосий қоида ва теоремалари

Олдинги саҳифада кўрилган мантикий амаллар асосида қуйидаги муносабатларни ёзиш мумкин:

$$\begin{array}{ll} X + 0 = X & X \cdot 0 = 0 \\ X + 1 = 1 & X \cdot 1 = X \\ X + X = X & X \cdot X = X \\ X + \bar{X} = 1 & X \cdot \bar{X} = 0 \end{array}$$

Мантикий ўзгарувчанлар устида бажариладиган бу амаллардан ташқари яна қуйидаги қонун, қоида 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) бирикиш (тўпланиш) — 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) ажратиш — дистрибутив қонуни:

$$X_1 + X_2 \cdot X_3 = (X_1 + X_2) \cdot (X_1 + X_3)$$

$$X_1 \cdot (X_2 + X_3) = X_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot X_3$$

г) ютилиш қонуни:

$$X_1 + X_1 \cdot X_2 = X_1; \quad X_1 \cdot (X_1 + X_2) = X_1$$

д) бирлашиш (ёпишиш) қондаси:

$$(X_1 + X_2) (\bar{X}_1 + X_2) = X_2; \quad X_1 \cdot X_2 + \bar{X}_1 \cdot X_2 = X_2$$

е) қўш инкор қондаси:

$$X = \overline{\overline{X}}$$

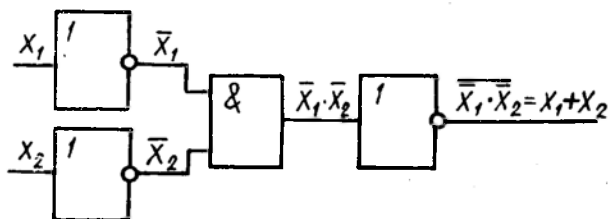
ж) де Морган теоремаси:

$$\overline{X_1 + X_2} = \overline{X_1} \cdot \overline{X_2}; \quad \overline{X_1 \cdot X_2} = \overline{X_1} + \overline{X_2}$$

Де Морган теоремаси мантиқий алгебра амалларининг қўшалоқлик хусусияти натижаси ҳисобланади. Ҳақиқатан ҳам, агар $Y = X_1 + X_2$ бўлса, $\overline{Y} = \overline{X_1} \cdot \overline{X_2}$ бўлади. Биринчи тенгликка инверсия амали қўллаб, $Y = \overline{\overline{X_1 + X_2}}$ ҳосил бўлади. Ундан $\overline{X_1 + X_2} = \overline{X_1} \cdot \overline{X_2}$ вужудга келади.

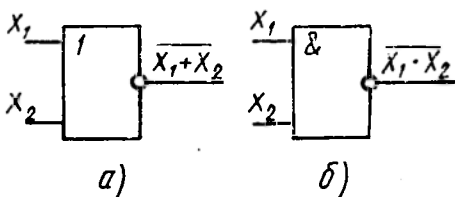
7.4. Мантиқий функциялар

Функция ва ўзгарувчанлари фақат иккита қиймат (0 ва 1) олиши мумкин бўлган кўп ўзгарувчанлар функцияси *мантиқий функция* деб аталади. Мантиқий функция устида бажариладиган амаллар мантиқий қурилмаларда амалга оширилади. У мантиқий элементлардан ташкил топади. Мантиқий сигналларни ўзлаштириш учун, умумий ҳолда, ЙЎҚ (инкор), ЁКИ қўшиш) ва ВА (кўпайтириш) амални бажарувчи мантиқий элементлар тўплами етарли ҳисобланади. Улар биргаликда функционал тўлиқ *элементлар системаси* ёки *мантиқий асос* деб юритилади. Лекин мантиқий амалларнинг қўшалоқлик хусусиятидан фойдаланиб системадаги мантиқий элементлар сонини камайтириш мумкин. У системадан ЁКИ ёки ВА элементларини чиқариб ташлаш йўли билан амалга оширилади. Масалан, де Морган теоремасига биноан $X_1 + X_2 = \overline{\overline{X_1} \cdot \overline{X_2}}$. Ундан мантиқий қўшиш $\overline{\overline{X_1} \cdot \overline{X_2}}$ ни ўзгарувчанларнинг инверс (қарама-қарш) фазага қийматлари кўпайтмаси билан алмаштириш ва



7.2-расм. ЙЎҚ ва ВА элементларда ЁКИ амалини бажариш мантиқий схемаси.

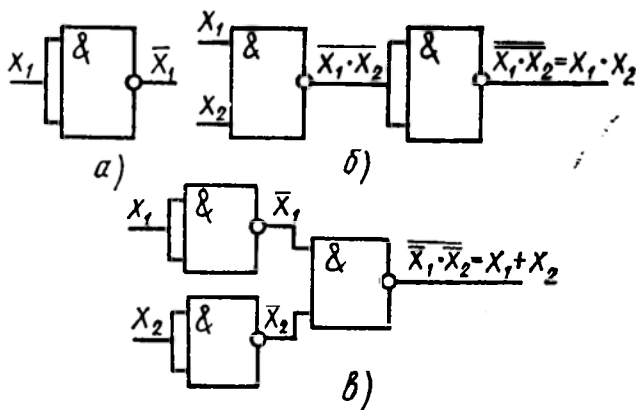
ундан кейин натижага инкор (инверсия) амалини қўлаб, ЁКИ элементини тушириб қолдириш мумкинлиги келиб чиқади (7.2-расм).



7.3-расм. ЁКИ — ЙЎҚ (а) ВА — ЙЎҚ (б). элементларнинг белгиси.

Демак, ЁКИ ва ЙЎҚ ёки ВА ва ЙЎҚ элементлардан ташкил топган система функционал жиҳатдан тўлиқ бўлади ва мантиқий асос (базис) нинг минимал қийматини ташкил қилади. ЁКИ — ЙЎҚ ва ВА — ЙЎҚ амалларини бажарувчи мантиқий элементлар системаси универсал ҳисобланади. Улар уччала мантиқий амал — инкор, қўшиш ва қўпайтиришни амалга ошириш учун етарлидир.

ЁКИ — ЙЎҚ элементи (7.3 а-расм) $Y = \overline{X_1 + X_2}$ ёки $Y = X_1 \downarrow X_2$ амални бажаради ва *Пирс кўрсаткичи* (стрелкаси) деб аталади. ВА-ЙЎҚ мантиқий элемент эса (7.3 б-расм), $Y = \overline{X_1 \cdot X_2}$ ёки $Y = X_1 | X_2$ мантиқий амални бажаради ва *Шеффер штрихи* (узлукли чизиғи) деб юритилади. ВА — ЙЎҚ мантиқий элементда ЙЎҚ амалини бажариш учун унинг киришларини ўзаро туташтириш етарли бўлади: $Y = \overline{X \cdot X} = \overline{X_0}$ (ЁКИ — ЙЎҚ мантиқий элемент).



7.4-расм. ВА — ЙЎҚ мантиқий элементда ЙЎҚ (а), ВА (б) ва ЁКИ (в) амалларини бажариш схемаси.

тикий элеменда ҳам худди шундай қилинади: $Y = \overline{X} + \overline{X} = \overline{X}$.) Бу 74 а-расмда кўрсатилган.

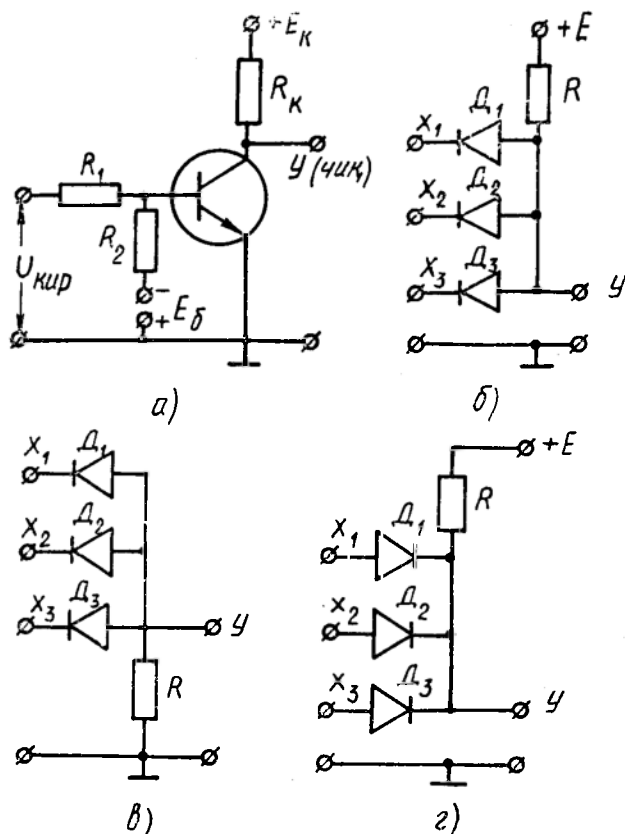
Агар ВА-ИЎҚ мантикий элементлардан икkitаси кетма-кет уланса ва бунда улардан бири инвертор (киришлари туташган) бўлса, у мантикий кўпайтириш амалини бажаради (7.4 б-расм): $Y = \overline{X_1} \cdot \overline{X_2} = X_1 \cdot X_2$. Агар ЕКИ — ИЎҚ элементлари худди шундай уланса, у мантикий қўшиш амалини бажаради: $Y = \overline{X_1} + \overline{X_2} = X_1 + X_2$. ВА-ИЎҚ ва ЕКИ-ИЎҚ мантикий элементларнинг учтаси ёрдамида ҳам кўпайтириш ва қўшиш амалларини бажариш мумкин. Бунда улардан икkitаси инкор режимида ишлаши керак (7.4 в-расм).

Шуни айтиш керакки, умумий ҳолда ўзгарувчанлар сони икkitадан ортиқ бўлади. Функция тўлиқ аниқланган бўлиши учун ҳамма ўзгарувчанлар учун унинг қийматлари мавжуд бўлиши керак. Акс ҳолда у тўлиқ аниқланган бўлмайди. Қулайлик учун улар ҳақиқийлик жадвалида тасвирланади. Лекин у кўргазмали бўлса ҳам, мантикий қурилма элементлари таркибини аниқлаш имконини бермайди. Бунинг учун функционал боғланишнинг алгебраик ифодасидан фойдаланилади. У функционал қурилма элементларининг энг кам миқдорда (минимал) сонда) танлаш чораларини ҳам ҳисобга олади.

7.5. Содда мантикий схемалар

Мантикий схемалар икkitа турғун ҳолатга эга бўлган элементларда тузилади. Турғун ҳолатлардан бири мантикий «1» га тўғри келса, иккинчиси — «0» ни ифодалайди. Бундай талабга ярим ўтказгичли диод ва транзисторлар жавоб беради. Улар дискрет (холоис) ёки интеграл микросхема кўринишида жорий қилиниши мумкин.

ИЎҚ амалини бажарадиган мантикий элемент (7.1а-расм) битта кириш ва битта чиқишга эга. Шунинг учун унга биполяр ёки униполяр транзисторда йиғилган кучайтиргич мисол бўла олади. Фақат у тўйиниш (электрон калит) режимида ишлаши керак. 7.5 а-расмда умумий эмиттерли схема бўйича уланган биполяр транзисторли ИЎҚ элементининг схемаси кўрсатилган. У мусбат мантиқда мусбат қутбли сигнал таъсирида ишлайди. Бошланғич ҳолатда транзистор ёпиқ. Чунки унинг базасига E_6 манбадан манфий кучланиш берил-



7.5- расм. Содда мантикий схемалар: а — ЙЎҚ элементи, б — ВА элементи, в — манбасиз ВА элементи, г — ЁКИ элементи.

ган. Агар киришга қўйи сатҳли U^0 кучланиш берилса, транзистор очилмайди. Коллектор токи нолга тенг бўлгани учун чиқиш кучланиши $U_{\text{чиқ}} = E_K$ бўлиб, у мантикий «1» га тўғри келади диган U^1 юқори кучланиш сатҳини ифодалайди.

Агар киришга юқори сатҳга тўғри келади диган кучланиш ($U_{\text{кпр}} = U^1$) таъсир этса, транзистор тўйиниш режимида ўтади ва коллектор токининг R_K резистордаги потенциал тушуви E_K га тенг бўлиб қолади. Натижада чиқиш кучланиши нолга тенг бўлади. U қўйи сатҳ

$U_{\text{чик}} = U^{\circ}$ бўлиб, мантикий нолга тўғри келади. Демак, кўрилган схемада $X=0$ бўлганда $Y=I$ ва $X=I$ бўлса, $Y=0$, яъни схема инвертор-фаза ўзгарткич бўлиб, мантикий инкор амалини бажаради.

ВА амалини бажарадиган мантикий элемент (7.1 в-расм) икки ва ундан ортиқ кириш ва ягона чиқиш занжирига эга бўлади. 7.5 б-расмда мусбат мантиқда ишлайдиган ВА элементга мисол кўрсатилган. У 3 та диодда тузилган бўлиб, мусбат қутбли сигнал таъсирида ишлайди. Схеманинг ишлаши учун очиқ диоднинг қаршилиги R резистор қаршилигидан жуда кичик ва $U^{\circ} < E < U^I$ тенгсизлик бажарилиши керак.

ВА амали бажарилиши учун барча киришларга «I» мантиқли кучланиш таъсир этганда чиқишда ҳам «I» мантиқли сигнал ҳосил бўлиши керак. Агар киришлардан бирортасига «O» мантиқли сигнал таъсир этса (қолганларида «I» мантиқли сигнал бўлганда), у очиқ диод орқали чиқишга узатилиб, киришида «I» мантиқли сигнал бўлган диодларнинг ёпиқ туришини таъминлайди. Масалан, X_1 киришга U° кучланишли сигнал таъсир этсин. Унда D_1 диод очилиб, ток $+E$ манба $\rightarrow R$ резистор $\rightarrow D_1$ диод $\rightarrow U^{\circ}$ манбадан ташкил бўлган занжир орқали ўтади. Натижада E манба кучланиши R резисторга тўлиқ қўйилади ва чиқиш кучланиши U° кучланишга тенг бўлади, яъни чиқиш сигнали мантикий нолга тўғри келади. X_1 ва X_2 киришларга қўйилган кучланиш U^I бўлгани учун D_2 ва D_3 диодларнинг анод кучланиши (U°) катод кучланишидан кичик бўлиб, улар ёпиқ ҳолатда туради.

Агар уччала киришга бир вақтда U^I кучланиш қўйилса, ҳамма диодлар ёпиқ бўлади. Шунинг учун E манба $\rightarrow R$ резистор $\rightarrow$ ёпиқ диод $\rightarrow U^I$ манбадан тузилган занжирдан ток ўтмайди ва R резистордаги кучланиш нолга тенг бўлади. Чиқиш кучланиши $E > U^{\circ}$ бўлиб, мантикий «I» га тўғри келади. Демак, элементнинг киришларидан бирортасига мантикий нолга тенг сигнал таъсир этса, чиқиш сигнали ҳам мантикий нолга мос келади. Чиқиш сигнали мантикий «I» бўлиши учун, ҳамма киришлардаги сигнал мантикий «I» бўлиши керак.

Агар кўрилатган схемада манбанинг қутби алмаштирилса, у манфий қутбли сигналда ишлайди (мусбат мантиқ). Агар диоднинг йўналиши ўзгартирилса, мусбат сигналда ишловчи манфий мантиқли элементга ай-

ланади. Ҳам диод, ҳам манбанинг йўналиши ўзгартилса, у манфий қутбли сигналда ишлайдиган манфий мантиқли элемент бўлиб қолади.

ВА элемент манбасиз 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 ўзгартилса, у мусбат сигналда ишлайдиган манфий мантиқли элементга айланади.

ЁКИ мантиқий амални бажарадиган элемент ҳам ВА мантиқий элементга ўхшаш икки ва ундан ортиқ кириш ва ягона чиқишга эга бўлади. 7.5 г-расмда шундай элементга мисол кўрсатилган. У ҳам диодларда тузилган бўлиб, мусбат қутбли импульсларда мусбат мантиқда ишлайди. ЁКИ амали бажарилиши учун киришлардан камида биттасига «I» мантиқли сигнал таъсир этганда чиқишда ҳам «I» мантиқли кучланиш ҳосил бўлиши керак. Бунда «I» мантиқли кириш кучланиши «O» мантиқли сигнал таъсир этаётган киришлардаги диодларнинг ёпиқ туришини таъминлайди.

Агар барча киришларга (7.5 г-расм) қуйи сатҳли U^0 кучланиш таъсир этса, диодларнинг анод потенциали катод потенциалидан кичик бўлгани учун улар ёпиқ ҳолатда туради. Чиқиш кучланиши $E < U^1$ бўлиб, мантиқий «O» қийматга тўғри келади. Киришлардан бирига, масалан, X_1 га, юқори сатҳли U^1 кучланиш таъсир этса, D_1 диод очилади. Унинг тўғри уланиш қаршилиги нолга яқин бўлгани учун катод потенциали мусбат U^1 кучланишга тенг бўлади. Натижада чиқиш кучланиши ҳам мантиқий «I» га тўғри келадиган U^1 кучланишга эришади. Шунда киришлардан қайси бирига U^0 сатҳли кучланиш таъсир этса, диоднинг анод потенциали катод потенциалидан кичик ($U^0 < U^1$) бўлгани учун у ёпиқ ҳолатда бўлади. Шундай қилиб, киришлардан қайси бирида юқори сатҳли кучланиш бўлса ҳам, чиқиш кучланиши юқори «I» мантиққа эга бўлади.

Шуни айтиш керакки, агар 7.5 а ва 7.5 г-расмдаги схемалар солиштирилса, улар диодларининг йўналиши билан фарқ қилади. Бинобарин, 7.5 г-расмдаги ЁКИ амалини бажарадиган мантиқий элемент схемаси мусбат сигналда ишлайдиган ВА мантиқий элементнинг манфий мантиқ схемасига мос келади. Бу мусбат мантиқли ЁКИ элементида манфий мантиқли ВА амалини, ва аксинча, бажариш мумкинлигини кўрсатади.

Демак, ЁКИ элементининг схемаларида мантиқ ишорасини ўзгартириб ва амалини ва аксинча, бажариш мумкин экан.

ВА элементи каби ЁКИ элементи схемасида ҳам манба ишлатилмаслиги мумкин. Бунда ҳам улар ҳам ВА, ҳам ЁКИ амалларини бажаради.

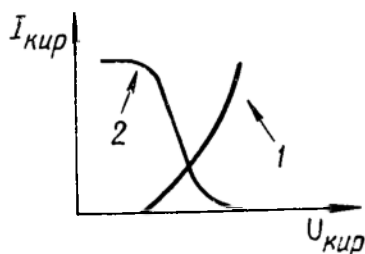
7.6. Мантиқий ИМС ва уларнинг характеристика ва параметрлари

Мантиқий элементлар ҳозирда айрим мантиқий схема сифатида эмас, балки интеграл микросхеманинг сериялари кўринишида ишлаб чиқарилади. Қатнашган элементларининг тури ва улаиш усулларига қараб улар инкор (ИЎҚ), қўшиш (ЁКИ), кўпайтириш (ВА) амалларини ва мураккаб амаллар ВА — ИЎҚ, ЁКИ — ИЎҚ, ВА — ЁКИ — ИЎҚ ва бошқаларни бажаришга мўлжалланади. Уларнинг схемалари асосан транзисторлардан ташкил топади. Шунинг учун уларнинг асосий мантиқий усули транзистор мантиғидир. Ҳозирда транзистор мантиқли схемаларнинг қуйидаги турлари мавжуд:

- бевосита боғланишли транзисторли мантиқий схема — ТЛНС (ББТМ);
- резитив боғланишли транзисторли мантиқий схема — РТЛ (РБТМ);
- резитив — сиғим боғланишли транзисторли мантиқий схема — РЕТЛ (РСБТМ);
- диод боғланишли транзисторли мантиқий схема ДТЛ (ДБТМ);
- транзистор боғланишли транзисторли мантиқий схема — ТТЛ ТБТМ)
- Эмиттер боғланишли транзисторли мантиқий схема — ТЛЭС (ЭБТМ)
- МДП — транзисторда тузилган транзисторли мантиқий схема — МДПТЛ (МДПТТМ);
- МОП — транзисторда тузилган транзисторли мантиқий схема (МОПТТМ) ТОПТЛ ва бошқалар.

Асос схемаларнинг бундай хилма-хил бўлиши уларнинг афзалликлари ва қўлланиш ўрни турлича бўлишини кўрсатади. Улар бир-бири билан характеристика ва параметрлари орқали солиштирилади.

Мантиқий микросхеманинг асосий характеристикаси унинг кириш ва узатиш характеристикасидир. Кириш токининг кириш кучланишига боғлиқлиги *кириш характеристикаси* деб аталади: $I_{\text{кир}} = f(U_{\text{кир}})$ (7.6-расм).

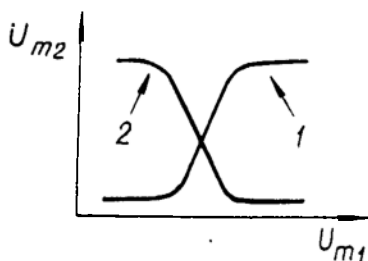


7.6-расм. Мантиқий схеманинг кириш характеристикаси.

Кириш характеристикасининг кўринишига қараб мантиқий схемалар икки турга ажратилади.

Уларнинг биринчисида кириш токи кириш кучланиши маълум бир қийматига етгандан кейин ҳосил бўлса (1 чизиқ), иккинчисида у кириш кучланиши бўлмаганда максимал қийматли бўлади ва кучланиш ортиши билан камайиб боради (2-чизиқ).

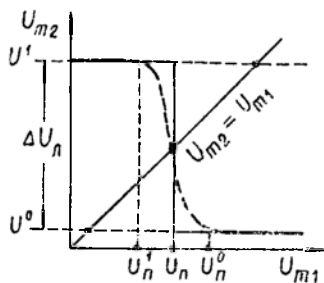
Мантиқий микросхеманинг узатиш ёки амплитудавий характеристикаси чиқиш кучланиши амплитудасининг кириш кучланишларидан бирортасининг амплитудасига боғлиқлигини ифодалайди: $U_{m2} = f(U_{m1})$. Бунда қолган киришлардаги кучланишлар доимий қилиб олинади. 7.7-расмда узатиш характеристикасининг тахминий кўриниши кўрсатилган. Унда



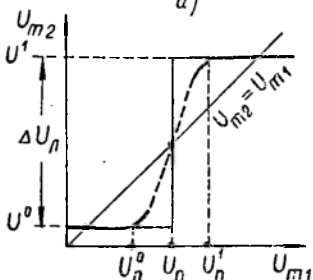
7.7-расм. Мантиқий схеманинг чиқиш характеристикаси.

1-чизиқ мантиқий микросхеманинг фаза ўзгартмай ишлашига тўғри келади. Кириш кучланиши кичик бўлса, чиқиш кучланиши нолга яқин. Кириш кучланиши ортиши билан эса, чиқиш кучланишининг сатҳи кўтарилиб боради.

2-чизиқ микросхеманинг фаза ўзгартиб (инверс) ишлашини ифодалайди. Унда кириш кучланишининг кичик қийматига чиқиш кучланишининг максимал қиймати мос келади. Кириш кучланиши орта бошласа, у кичрая бошлайди. Чиқиш кучланиши қанча катта тезлик билан максимал қийматдан минимал қийматга, ва аксинча, минимал қийматдан максималга ўтса, схема-



а)



б)

7.8-расм. Мантиқий микро-
схеманинг иш режими:
а — фаза ўзгартмайдиган,
б — фаза ўзгарувчи (инверс).

нинг ишлаши шунча аниқ ва сифати юқори ҳисобланади.

Мантиқий микросхема-лар жуда кўп параметрлар орқали характерланади. Улар статик ва динамик параметрларга ажратилади. Статик параметрлар мантиқий микросхеманинг статик иш режимини ифодаласа, динамик параметрлар унинг қайта уланиш режимини характерлайди.

Мантиқий схеманинг статик параметрлари узатиш характеристикасидан топилади. 7.8-расмда кўрсатилган. Кириш кучланишининг чиқиш кучланиши кескин ўзгарадиган қиймати U_n қайта уланиш остонаси (чегараси) дейилади. Реал элементларда у сакраш билан бўлмайди (пунктир чизиқ). Чиқиш кучланишининг ўзгариши кириш кучланиши-

нинг U_n^0 қийматидан бошланиб, U_n^1 қийматида тугайди. $U_n^1 - U_n^0 = \Delta U_n$ кучланишнинг ноаниқлик соҳаси деб аталади. У транзисторнинг тўйиниш режимидан кесиш режимога ва аксинча, ўтишига тўғри келади. Бунда ҳосил бўладиган чиқиш кучланишининг ўзгариши $\Delta U_n = U^1 - U^0$ — мантиқий ўтиш (сакраш) деб аталади.

Мантиқий элементнинг статик ҳолатида бошланғич ишчи нуқта узатиш (амплитудавий) характеристикасининг горизонтал қисмида (мантиқий «1» ёки «0») жойлашади. Унинг тутган ўрни кириш ва чиқиш кучланишларининг бошланғич қийматини ифодалайди. Бу $U_{m2} = U_{m1}$ тўғри чизиқнинг (бир элементнинг чиқиши иккинчисининг киришига уланган бўлгани учун) характеристиканинг горизонтал қисми билан кесишган нуқта-сига тўғри келади.

Реал шароитда барча мантиқий элементлар ташқи зарарли таъсирлар остида ишлайди ва иш турғунлиги

бузилади. Уни характерлаш учун чиқиш кучланишининг сатҳи ўзгармай қоладиган энг катта ташқи таъсирнинг мусбат (U^+) ва манфий (U^-) кучланиши киритилади:

$$U^+ = U_n^0 - U^0 \text{ ва } U^- = U^1 - U_n^1.$$

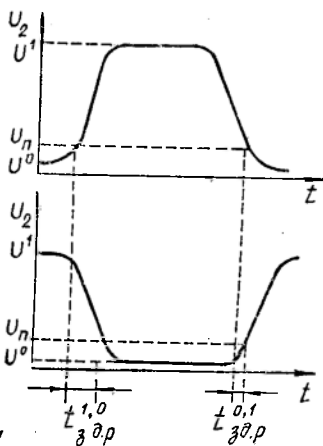
Бундан $U^+ + U^- = \Delta U_\Lambda - \Delta U_n$ келиб чиқади. Бинобарин, мантиқий схеманинг ташқи таъсирга чидамлилигини ошириш учун ноаниқлик соҳасини кичрайтириш ва мантиқий ўтиш кучланиши ΔU_Λ ни ошириш керак экан.

Одатда бир мантиқий элемент чиқишига кейинги элементнинг бир нечта кириши уланади. Уларнинг бир-вақтда нечта бўлиши мумкинлиги тармоқланиш коэффиценти (K_T) орқали характерланади. Уни микросхеманинг юк қўйилиш қобилияти деб аталади.

Мантиқий микросхеманинг киришлари нечта бўлиши умумий нагрузка остида ишлайдиган транзисторлар (кетма-кет ёки параллель уланган) сонига боғлиқ. У бирлашиш коэффиценти (K_6) деган коэффицент орқали характерланади. Кириш бўйича бирлашиш коэффиценти деганда мантиқий функция амалга ошириладиган киришлар сони тушунилади.

Мантиқий элемент бирор амални бажариши учун маълум вақт талаб қилинади. Унинг давомийлиги мантиқий элементдаги транзисторли калитнинг инерцияси билан ифодаланади. Бу вақт қанча қисқа бўлса, бирлик вақт ичида бажариладиган амаллар сони шунча кўп бўлади. Мантиқий элементнинг бу хусусияти динамик параметрлар орқали ифодаланади. Улар қуйидагилардан иборат:

- $t^{0,1}$ — мантиқий «0» ҳолатдан мантиқий «1» ҳолатга ўтиш вақти;
- $t_{зд.р}^{0,1}$ — микросхема узилганда (ўчирилганда) сигнал тарқалишининг кечикиш вақти;



7.9- расм. Микросхемани узини ва улашда сигнал тарқалишининг кечикиш вақтини аниқлаш диаграммаси.

- $t_{\text{эд.р}}^{1.0}$ — мантиқий «1» ҳолатдан мантиқий «0» ҳолатга ўтиш вақти;
 $t_{\text{эд.р}}^{1.0}$ — микросхема уланганда сигнал тарқалишининг кечикиш вақти;
 $t_{\text{эд.р.ўрт}}$ — сигнал тарқалишининг ўртача кечикиш вақти.

Бу параметрлар мантиқий микросхеманинг кириш ва чиқиш сигналларини солиштириш йўли билан аниқланади. У 7.9-расмда кўрсатилган. Унда $t_{\text{эд.р}}^{0.1}$ ва $t_{\text{эд.р}}^{1.0}$ катталиклар $U_{\text{п}}$ остонавий кучланишга нисбатан аниқланган. Улар кириш кучланишининг ярмига нисбатан ҳам аниқланади. Сигнал тарқалишининг ўртача кечикиш вақти $t_{\text{эд.р.ўрт}} = \frac{1}{2} (t_{\text{эд.р}}^{1.0} + t_{\text{эд.р}}^{0.1})$ мантиқий элементнинг тезкорлигини характерлайди. Унинг катталигига қараб мантиқий микросхемалар ўта тезкор ($t_{\text{эд.р.ўрт}} < 10$ нс), тезкор ($10 \text{ нс} < t_{\text{эд.р.ўрт}} < 30$ нс), ўрта тезкор ($30 \text{ нс} < t_{\text{эд.р.ўрт}} < 300$ нс), кичик тезкор ($t_{\text{эд.р.ўрт}} \geq 300$ нс) турларга ажратилади.

Мантиқий микросхемани характерловчи катталиклардан яна бири ўртача истеъмол қувватидир:

$$P_{\text{ўрт}} = \frac{1}{2} (P^0 + P^1)$$

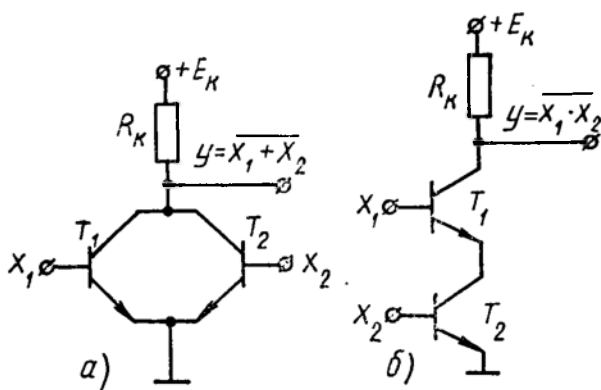
Унда P^0 ва P^1 , мос равишда, мантиқий «0» ва «1» ҳолатлардаги қувватлар.

Ўртача истеъмол қувватининг катталигига қараб мантиқий микросхемалар бақувват ($30 \text{ мВт} < P_{\text{ўрт}} < 300 \text{ мВт}$), ўрта қувватли ($3 \text{ мВт} < P_{\text{ўрт}} < 30 \text{ мВт}$) камқувватли ($0,3 \text{ мВт} < P_{\text{ўрт}} < 3 \text{ мВт}$), микроваттли ($1 \text{ мкВт} < P_{\text{ўрт}} < 300 \text{ мкВт}$), нановаттли ($P_{\text{ўрт}} < 1 \text{ мкВт}$) турларга ажратилади.

Кўрилган параметрлардан ташқари мантиқий микросхемалар яна кўп хизмат қилиш ўрни, шароити каби ҳолатларни ҳисобга оладиган параметрлар билан ҳам характерланади.

7.7. ТЛНС, РТЛ, РЕТЛ турдаги мантиқий схемалар

Транзисторли мантиқ микросхемалари ичида энг бошланғичи ва соддаси ТЛНС (ББТМ) — *бевосита боғланишли транзисторли мантиқий схемадир*. Унда ҳар бир мантиқий элементнинг чиқиши кейингисининг кириши билан бевосита уланган бўлади. Бу схеманинг харак-



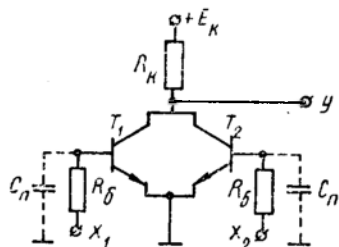
7.10- расм. Бевосита Соғланишли транзисторли мантиқ схемаси; а — ЕКИ-ЙЎҚ амали учун, б — ВА-ЙЎҚ амали учун.

терли белгиси параллель ёки кетма-кет уланган транзисторларнинг коллектор нагрузкасининг умумий бўлишидир (7.10- расм).

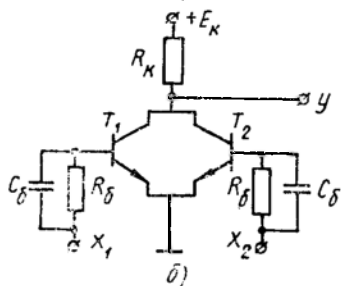
Транзисторлар параллель уланган схемада мусбат мантиқ учун ЕКИ—ЙЎҚ амали, кетма-кет уланган схемада эса, ВА — ЙЎҚ амали бажарилади. Манфий мантиқ бўлганда эса, амалларнинг ўрни алмашинади. Ҳақиқатан ҳам транзисторлар параллель уланган ҳолда (7.10 а- расм) кириш сигнали «О» мантиққа мос U^0 кучланишга тенг бўлса, транзисторлар ёпиқ бўлиб, чиқиш кучланиши юқори сатҳли («I» мантиқ) кучланишга эга бўлади. Агар киришлардан бирига «I» мантиққа мос юқори сатҳли U^1 кучланиш берилса, транзистор очилиб тўйиниш режимига ўтади. Натижада чиқиш кучланиши тўйиниш кучланишигача камаяди ($U^0 = U_{KT}$), чунки $U_2 = E_k - I_k \cdot R_k$ га тенг.

Манфий мантиққа ўтилганда, яъни киришга манфий қутбли сигнал берилганда, чиқиш кучланишининг «I» мантиқли ҳоли транзисторларнинг ёпиқ ҳолига тўғри келиши учун иккала киришга «О» сатҳли кучланиш қўйилган бўлиши керак.

Транзисторлар кетма-кет уланган схемада (7.10, б- расм) чиқиш кучланиши «I» сатҳдан «О» сатҳга ўтиши учун иккала киришга бир вақтда юқори («I») сатҳли кучланиш таъсир этиши ва у транзисторларни тўйиниш



а)



б)

7.11- расм. РТЛ (а) ва РЕТЛ (б) турдаги транзисторли мантиқ схемаси.

ҳолатига ўтказиш учун етарли бўлиши керак. Бево-сита боғланишли транзис-торли мантиқий схеманинг асосий камчилиги тран-зисторларда база тоқла-рининг тенг тақсимлан-маслигидир. Бунга сабаб транзисторлар кириш харак-теристикаларининг бир хил бўлмаслиги ҳисобланади. Базаларга бир хил кучла-ниш таъсир этса ҳам, база тоқларининг қиймати бир-дай бўлмайди. Бирор тран-зистор базасида ток кўпроқ тутилиб қолса, бошқа база-ларнинг токи транзисторни тўйиниш режимига ўтиши учун етарли бўлмай қолади. Натижада мантиқий эле-ментларнинг нотўғри ишла-ши вужудга келади.

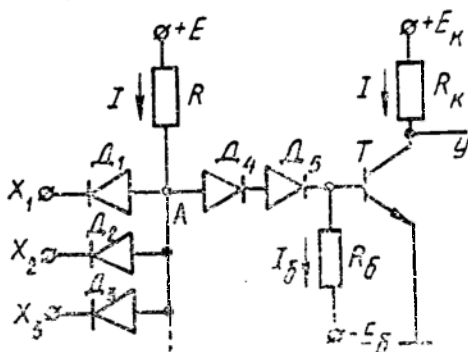
Параллель уланган ба-заларда токнинг тенг тақсимланишини вужудга келти-риш учун транзисторларнинг база занжирига қўшимча $R_б$ резистор уланади (7.11, а-расм). Бунда РТЛ (РБТМ)—резистор боғланишли транзисторли мантиқ схемаси ҳосил бўлади. Унинг ишлаш услуби бевосита боғланишли транзисторли мантиқ схемасиникидан фарқ қилмайди. Лекин унинг тезкорлиги суст бўлади. Бунга транзисторларнинг база — эмиттер оралиғида ҳосил бў-ладиган зарарли сиғимлар сабаб бўлади. У 7.11, а- расм-да пунктир чизик билан кўрсатилган. Кириш сигнали таъсир этганда $C_п$ зарарли конденсатор $R_б$ резистор ор-қали зарядлана бошлайди. Агар заряд занжирининг вақт доимийси кириш сигналининг давом этиш вақтидан кат-та бўлиб қолса, у сигнал шаклининг бузилишига, тран-зистор очилиш муддатининг узайишига ва схеманинг тезкорлиги пасайишига олиб келади. Бу камчиликлар-дан қутулиш учун $R_б$ резисторлар $C_б$ конденсаторлар билан шунтланади. (7.11 б- расм). Бунда ҳосил бўлади-ган схема РЕТЛ (РСБТМ)—резистив — сиғим боғла-нишли транзисторли мантиқий схема деб аталади. Ки-

ритилган шунтловчи C_6 конденсаторлар тезлатгич конденсатор дейилади. Қайта уланиш (кучланиш сакраши) юз берганда улар R_6 резисторларни шунтлайди, яъни қисқа туташтириб таъсирини йўқотади. Шунинг учун C_6 зарарли сифмларнинг зарядланиш вақт доимийси кескин кичраяди. Натижада транзисторларнинг ёпиқ ҳолатдан очиқ ҳолатга ва аксинча, ўтиш вақти етарлича қисқаради.

7.8. Диод боғланишли транзисторли мантиқий схема

Диод боғланишли транзисторли мантиқий (ДТЛ) схеманинг содда тури 7.12- расмда кўрсатилган. У иккита мантиқий схемадан ташкил топган. Уларнинг биринчиси D_1, D_2, D_3 диодлар ва R резистордан ташкил топган бўлиб, кўпайтириш (ВА) амалини бажарса, иккинчиси инкор (ИЎҚ) амалини бажарадиган Т транзисторда тузилган инвертордир. Бинобарин ДТЛ ВА-ИЎҚ амалини бажарадиган мантиқий схема экан. Схемадаги D_4 ва D_5 диодлар мантиқий амал бажармайди. Улар Т транзисторнинг базасида силжитиш кучланишини ҳосил қилиш учун хизмат қилади ва *силжитиш диодлари* деб аталади.

Агар X_1, X_2, X_3 киришлардаги кучланиш мантиқий «О» (U^0) га тенг бўлса, D_1, D_2 ва D_3 диодлар очиқ бўлиб, Е манбанинг тўлиқ токи I улардан ўтади. Чунки D_4 ва D_5 силжитиш диодларидан деярли ток ўтмайди. Сабаби уларнинг қаршилиги R_6 резистор билан бирга



7.12- расм. ДТЛ турдаги мантиқий схема.

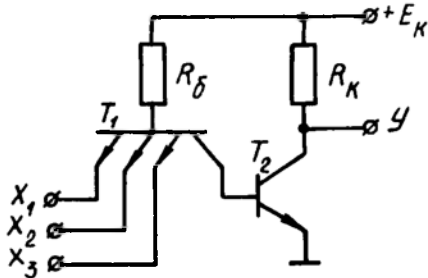
очиқ диоднинг қаршилигидан етарлича катта бўлади. Шунинг учун «Т» транзистор тўлиқ ёпиқ ҳолатда туради. (E_6 манба база — эмиттер ўтишини ёпади). Шунинг учун чиқиш кучланиши E_k манба кучланишига тенг ($I_k - 0$), яъни мантиқий U^1 кучланиш қийматига эга.

Агар барча киришларга юқори сатҳли U^1 кучланиш бир вақтда таъсир этса, уччала кириш диоди ёпилади ва E манбанинг токи D_4 ва D_5 диодлар орқали R_6 резисторга, яъни база занжирига ўтади. R_6 резистордаги потенциал тушуви база — эмиттер оралиғига тўғри йўналишдаги кучланишни ҳосил қилади ва $U_{кз} \gg |E_6|$ бўлганда Т транзистор очилиб, тўйиниш режимига ўтади. Натижада I_k коллектор токи бирдан ортади ва R_k резистордаги потенциал тушуви чиқиш кучланишини мантиқий «О» гача (U^0 кучланишгача) камайтиради. Бунда киришлардан бирортасига U^0 кучланиш таъсир этса, мос диод очилиб, уччала диод очиқ бўлгандаги ҳол такрорланади ва чиқиш кучланиши U^1 қийматга эришади. Шунини айтиш керакки, кўрилган схема катта бирлашиш коэффициентига ($K_6 \approx 8 \div 10$), етарлича юқори мантиқий ўтиш $\Delta U_{\wedge}$ га ва чиқиш кучланишининг турғунлигига эга. Лекин чиқиш қаршилиги иш давомида тез ўзгаради: транзистор ёпиқ бўлганда катта, очилганда — кичик бўлади. Бу унинг нагрузкага чидаш қобилияти — тармоқланиш коэффициенти ($K_{\uparrow}$) ни кичирайтиради. Ундан қутилиш учун мураккаб инверторли схемага ўтилади.

7.9. Транзистор боғланишли транзисторли мантиқий схема

Транзистор боғланишли транзисторли мантиқий схема — ТТЛ (ТБТМ) диод боғланишли (ДТЛ) схемадаги (7.12- расм) диодларни транзисторнинг база — эмиттер ўтиши билан алмаштириш йўли билан ҳосил қилинади. Бунда интеграл кўринишда жорий қилинган кўп эмиттерли транзистордан фойдаланиш мақсадга мувофиқ бўлади. Бундан ташқари, D_4 ва D_5 силжитиш диодлари тушириб қолдирилиб, мантиқий схемалар бевосита уланади. Бу мантиқий элементларнинг ўлчамини кичирайтириш, интегралланиш даражасини ошириш имконини беради.

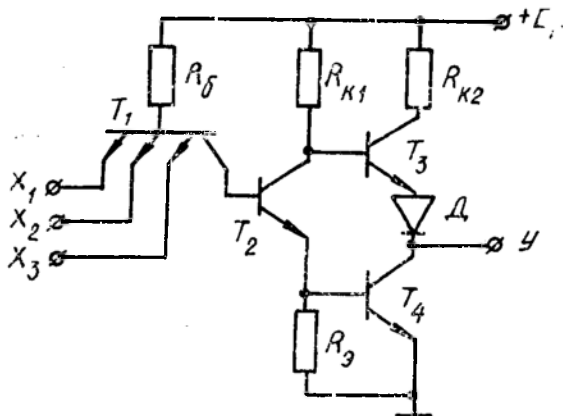
7.13- расмда содда инверторли ТТЛ (ТБТМ) нинг схемаси кўрсатилган. Унда T_1 кўп эмиттерли транзисторнинг эмиттер ўтишлари кириш диодлари, коллектор ўтиши эса, силжитиш диодлари вазифасини бажаради. Демак, T_1 транзистор мантиқий кўпайтириш (ВА) амалини ба-



7.13- расм. Содда инверторли ТТЛ схемаси.

жарса, T_2 транзистор инкор (инверсия) — ИУҚ амалини бажаради, яъни схемада ВА — ИУҚ мантиқий амал жорий қилинади. Агар схема киришидаги сигнал кучланиши, яъни T_1 транзисторнинг эмиттер ўтишларидаги кучланиш $U^0 = U_{кт}$ га тенг бўлса, бу ўтишлар тўғри йўналишда уланган бўлади ва T_1 транзистордан етарли қийматдаги $I_{б1}$ база токи ўтади. У транзисторнинг тўйиниш ҳолатини таъминлаб туради. Бунда T_2 транзисторнинг база кучланиши $U_{б2} < U_{бэг}$ бўлгани учун у ёпиқ бўлади. (T_1 транзисторнинг коллектор токи $I_{к1} = I_{б1}$ бўлиб, ҳисобга олинмаслик даражада кичик). Шунинг учун чиқиш кучланиш $U_2 = U^1$ бўлиб, «1» мантиққа тўғри келади ва схеманинг бу ҳолати киришларнинг биттасидаги кучланиш U^0 қийматда бўлганда ҳам сақланади. Схеманинг барча киришларидаги кучланиш бир вақтда орта бошлаб, остонавий кучланиш U_n га етгач, T_2 транзисторнинг база кучланиши $U_{бэг}$ қийматга эришади ва у очилади. Натижада T_2 транзисторнинг база токи ортади ва E_k манба — $R_б$ резистор — T_1 транзисторнинг коллектор ўтишидан тузилган занжир бўйича оқади. Бунда T_2 транзистор тўйиниш режимига ўтади. Кириш кучланишининг шундан кейинги ортиши T_1 транзисторнинг эмиттер ўтишларининг ёпилишига олиб келади, яъни T_1 транзистор эмиттер ўтишига тескари, коллектор ўтишига — тўғри йўналишда кучланиш уланган бўлиб қолади. Чиқиш кучланиши $U_2 = U^0$ бўлиб, мантиқий «0» ҳолат вужудга келади.

Содда инверторли схеманинг асосий афзаллиги тезкорлигининг юқорилигидир. У T_1 транзисторнинг қайта



7.14- расм. Мураккаб инверторли
ТТЛ схемаси.

уланиш тезлиги билан белгиланади. Сабаби T_2 транзисторнинг ёпилишида унинг базасида тўпланадиган заряд T_1 транзистор орқали жуда тез тарқалади (камаяди).

Схеманинг асосий камчилиги зарарли таъсирларга берилувчанлиги (турғунмаслиги) ва тармоқланиш коэффициентининг кичиклигидир. Унинг турғунмаслиги T_2 транзисторнинг очилиш кучланиши кичик бўлиши билан тушунтирилади. Содда инверторли схеманинг бу камчиликлари мураккаб инверторли ТТЛ схемасига ўтиш билан йўқотилади. 7. 14-расмда унинг схемаси кўрсатилган. У ҳам содда инверторли ТТЛ схемасига ўхшаш ВА — ЙЎҚ амалини бажаради. Киришлардаги кучланиш мантиқий «О» га тўғри келса, T_1 кўп эмиттерли транзистор тўйиниш режимида, T_2 транзистор эса, ёпиқ ҳолатда бўлади. Бунда T_4 транзистор ҳам ёпиқ, чунки $R_э$ резистордан ток ўтмайди ва база кучланиши $U_{бз} = 0$. T_3 транзисторнинг базаси $R_{к1}$ резистор орқали $E_к$ манбага уланган бўлгани учун у очиқ бўлиб, эмиттер қайтаргичи сифатида ишлайди. Бунга сабаб $R_{к2}$ резистор қаршилигининг етарлича кичик олинганидир. T_3 транзистор ва D диод орқали мантиқий элементнинг нагрузка токи $I_n = I_{кз}$ ўтиб туради. Чиқиш кучланиши $E_к$ манба кучланишидан $I_{бз}$ токнинг $R_{к1}$ резистордаги потенциал тушувини, T_3 транзисторнинг база — эмиттер ($U_{бэТ}$) кучланишини ва D диоддаги кучланиш тушуви-

ни айрилганига тенг бўлиб, сон жиҳатдан $U_2 = U^I$ қийматга тўғри келади, яъни мантиқий «I» ҳолатда бўлади.

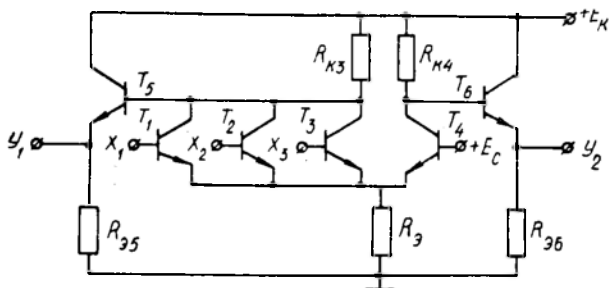
Агар киришлардаги кучланиш орта бошласа, T_2 транзисторнинг база потенциали кўтарила бошлайди. $U_1 = U_{II}^0$ бўлгач, T_2 транзистор очилади ва R_{K_1} ва R_3 резисторлардан I_{K_2} ток ўтади. У T_3 транзисторнинг база токининг камайишига, кучланишининг ортишига олиб келади. Натижада чиқиш кучланиши камая бошлайди.

R_3 резистордаги потенциал тушуви $U_{R_3} < U_{бэт}$ қийматга эришгунча T_4 транзистор ёпиқ туради ва у $U_1 = U_{II}$ бўлгунча давом этади. Шундан кейин T_4 транзистор очилади ва кириш кучланишининг янада ортиши билан T_2 ва T_4 транзисторлар тўйинишга, T_1 транзистор эса, қайта уланишга ўтади. Шундан кейин схема чиқишига мантиқий «O» ҳолат тикланади.

7.10. Эмиттер боғланишли транзисторли мантиқий схема

Юқорида кўрилган мантиқий схемаларда очиқ транзисторлар ҳамма вақт тўйиниш режимда ишлайди. Шунинг учун уларнинг база ва коллектор қатламларида етарлича кўп заряд тўпланади. Транзистор ёпиқ ҳолатга ўтишида бу зарядлар тарқатилиши керак. Бунинг учун қўшимча вақт талаб қилинадикки, у мантиқий схеманинг тезкорлигини камайтиради. Мантиқий схемаларнинг бу камчилигидан қутилиш, яъни тезкорлигини ошириш учун мантиқий схемага ток қайта улагичи (переключа-тели) киритилади. Уни *эмиттер боғланишли транзисторли мантиқий схема* (ТЛЭС) ёки *эмиттер боғланишли мантиқий схема* (ЭСЛ) деб аталади. Унинг асосий белгиси шуки, очиқ транзисторлар тўйиниш режимига эмас, балки кучайтириш (тўйиниш режимига яқин қийматли) режимда ишлайди.

7.15-расмда энг содда эмиттер боғланишли транзисторли мантиқий схема тасвирланган. Унда T_1 — T_3 транзисторлар ток қайта улагичининг бир елкасини, T_4 транзистор эса, унинг иккинчи елкасини ташкил этади. Чиқиш кучланишлари T_5 ва T_6 транзисторларда тузилган эмиттер қайтаргичи орқали олинади. Улар чиқишга бошқа мантиқий элементларнинг улаш имкониятини оширади.



7.15- расм. Эмиттер боғланишли транзисторли мантиқий схема.

T_4 транзистор базасига E_c манба уланган. У таянч кучланиши деб аталади ва T_4 транзисторнинг тўйинмаган ҳолда, яъни кучайтириш режимида ишлашини таъминлайди. Бошланғич ҳолда киришлардаги кучланиш $U_1 = U^0 < E_c$ 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 тўйиниш режимига яқин қийматда ишлайдиган қилиб танланади ($U_{кб} = 0$). T_1 — T_3 транзисторлар берк бўлгани учун T_5 транзисторнинг базасига уларнинг коллектор кучланишига тенг юқори кучланиш қўйилган бўлади. Шунинг учун T_5 транзистор очик бўлиб, ундан катта миқдордаги ток ўтиб туради. Бу токнинг R_{35} резисторда ҳосил қилган потенциал тушуви чиқиш кучланишини ифодалагани учун U_2 чиқишда U^1 кучланиш («I» сатҳ) ҳосил бўлади.

Агар киришлардан бирортасига, масалан, T_1 транзисторга $U_1 = U^1 > E_c$ кучланиш таъсир этса, у очилади ва манба токи тўлиқ ундан ўтади; натижада R_3 резистордаги потенциал тушуви ҳисобига T_4 транзистор ёпилади, чунки эмиттер потенциали база потенциали E_c дан юқори бўлиб қолади. Бундан ташқари, $R_{к3}$ резистордаги потенциал тушуви ортиб, T_5 транзисторнинг база кучланишини кичрайтира бошлайди. Бу T_5 транзисторнинг ёпилишига, U_1 чиқишдаги кучланишнинг мантиқий «О» гача камайишига олиб келади: $U_2 = U^0$.

U_2 чиқишдаги кучланиш ёпиқ T_4 транзисторнинг коллектори орқали олингани учун мантиқий «I» қийматда ($U_2 = U^1$) бўлади.

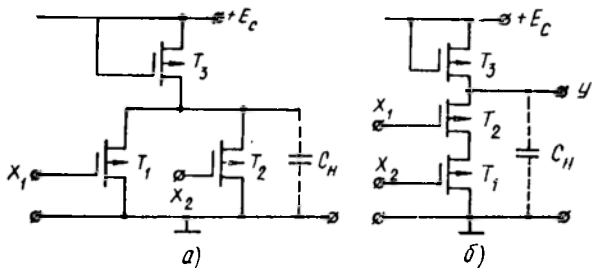
Шундай қилиб, $У_1$ чиқиш орқали бажарилган мантикий ЕКИ — ЙЎҚ амали олинса, $У_2$ чиқиш орқали — ЕКИ амали олинади. Схеманинг иш сифатини яхшилаш учун ТЛЭС ларнинг мураккаб схемаларига ўтилади. Масалан, манбанинг мусбат қутби ерга уланган схемаларда ташқи зарарли таъсирларга чидамлилиқ (схеманинг турғунлиги) юқори бўлади. Кириш сигнали амплитудаси кичикроқ қилиб олинади ва бошқалар.

7.11. Униполяр транзисторда тузилган транзисторли мантикий схемалар

Биполяр транзисторлардан фарқли, униполяр транзисторнинг кириш ва чиқиш қаршилиқлари етарлича катта қийматга эга. Бу, бир томондан, униполяр транзисторли мантикий схеманинг боғланиш занжирларида конденсатор, резистор, диод каби элементларни ишлатмаслик, иккинчи томондан, кўпроқ сондаги мантикий элементларни бир-бирига туташтириш, яъни мантикий схеманинг тармоқланиш коэффициентини орттириш имконини беради. Ундан ташқари, мантикий схемаларнинг нагрузкаси бўлиб ҳам униполяр транзистор хизмат қилади. Буларнинг барчаси мантикий интеграл микросхема ясаш технологиясини соддалаштиради ва интегралланиш даражасини оширади.

Униполяр транзисторли мантикий схемаларда МДП — таркибли ёки қўшма (комплементар) таркибли (p ва n каналли қўшалок) 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 юқорироқ тезкорликка эга бўлади.

Кремнийли микросхемаларни ишлаб чиқаришда диэлектрик сифатида кремний оксиди (SiO_2) ишлатилгани учун униполяр транзисторли мантикий схема МОПТЛ ёки КМОПТЛ мантикий схема деб аталади. Униполяр транзисторли мантикий схемаларда бошқарувчи транзисторлар кетма-кет ва параллель уланиши мумкин. Транзисторлари параллель уланган мантикий схемалар ЕКИ — ЙЎҚ амалини, кетма-кет уланганлари эса, ВА — ЙЎҚ амалини бажариш учун хизмат қилади.



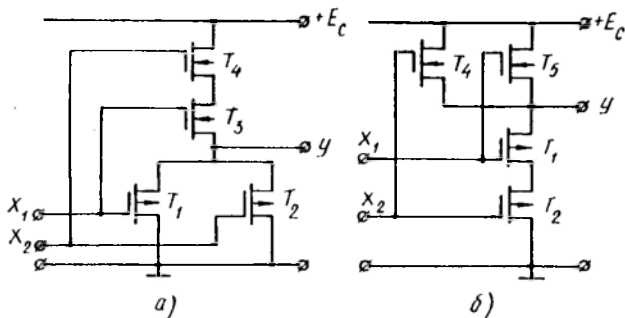
7.16- расм. МДП транзисторда тузилган
мантиқий схемалар: а—параллел (ЁКИ- ЙЎҚ),
б — кетма- кет (ВА- ЙЎҚ).

7.16- расмда соддалаштирилган МДП транзистор таркибли мантиқий схема тасвирланган. Унда T_1 ва T_2 транзисторлар мантиқий элемент, T_3 транзистор эса, нагрузка резистори вазифасини бажаради. Мантиқий элементлар параллель уланган ҳолда (7.16 а- расм) бирор транзисторнинг очилиши нагрукадан ўтувчи токнинг ҳосил бўлишига ва чиқиш кучланишининг сатҳи пасайишига олиб келса, кетма-кет схемада (7.16 б- расм) барча мантиқий транзисторларнинг очилиши шарт.

7.16 а- расмда кўрсатилган схемада мантиқий транзисторларга берилган кучланиш затвор кучланишининг остонавий қиймати $U_{зп}$ дан кичик бўлса ($U_1 = U^0 < U_{зп}$), T_1 ва T_2 транзисторлар ёпиқ бўлади ($U_{зп}$ — канал ҳосил бўладиган кучланишдир). Сток токлари нолга тенг бўлгани учун T_3 транзисторнинг сток токи ҳам нолга тенг бўлиб, чиқиш кучланиши E_c қийматга тенг бўлади. Бу мантиқий «I» ҳолатга ($U_2 = U^1$) тўғри келади.

Агар киришлардан бирортасига затворнинг остонавий кучланиши $U_{зп}$ дан каттароқ ($U_1 = U^1$) кучланиш берилса, мос мантиқий транзистор очилади. Унинг сток токи таъсирида сток кучланиши остонавий кучланишдан кичикроқ қийматга эришади. У мантиқий «О», яъни U^0 кучланишга тўғри келади.

Шуни айтиш керакки, МДП — транзисторли мантиқий схемаларнинг тезкорлигига схеманинг зарарли чиқиш сифими C_n кучли таъсир этади. Нагрузка элементларининг ортиши билан бу сифимнинг зарядланиш вақт доимийси ортади ва схеманинг тезкорлигини камайтиради.



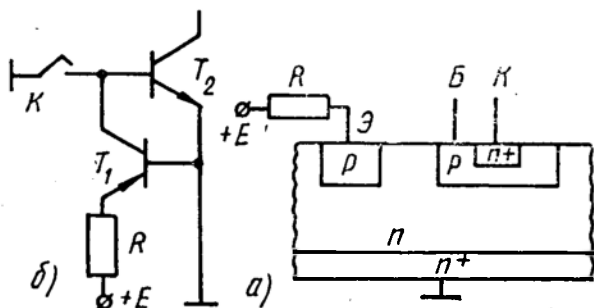
7.17- расм. Комплементар транзисторли мантиқий схемалар:

а — параллел (ЕКИ- ЙЎҚ), б — кетма- кет (ВА- ЙЎҚ).

Комплементар транзисторли мантиқий схемаларда каналнинг бир тур ўтказувчанликли транзисторлари параллель уланганда иккинчи тур ўтказувчанликка эгалари кетма-кет уланади. Мантиқий транзисторлари параллель уланган схеманинг нагрузкаси кетма-кет уланган транзисторлардан ташкил топади ва ЕКИ-ЙЎҚ амалини бажаради. Аксинча, мантиқий элементлари кетма-кет, нагрузкаси параллель уланган транзисторлардан ташкил топган схемада ВА-ЙЎҚ амали бажарилади. Улар 7.17- расмда кўрсатилган.

Агар мантиқий транзисторлари параллель схеманинг киришларига затвор кучланишининг остоनावий қиймати $U_{зп}$ (n — каналли транзистор учун) дан кичик кучланиш берилса, кириш транзисторлари T_1 ва T_2 ёпиқ, нагрузка транзисторлари T_3 ва T_4 очиқ бўлади. Лекин очиқ транзисторлардан ўтадиган ток жуда кичик бўлгани учун уларнинг p — каналда ҳосил қиладиган потенциал тушувини ҳисобга олмаслик мумкин. Шунинг учун чиқиш кучланиши E_c тартибида бўлади ва мантиқий «1» ҳолатни ифодалайди.

Агар киришлардан бирига, масалан, X_1 га $U_{зп}$ дан катта ($U_1 = U^1$) кучланиш берилса, T_1 транзистор очилади, лекин T_3 транзистор ёпилади. T_3 транзисторнинг қолдиқ токи T_1 транзисторнинг каналдан ўтади ва унда ҳисобга олмаслик мумкин миқдорда кучланиш тушуви ҳосил қилади. Шунинг учун чиқиш кучланиши нолгача камаяди, яъни мантиқий ноль ҳолат ($U_2 = U^0$)



7.18- расм. И²Л элементнинг таркиби (а) ва эквивалент (б) схемаси.

ҳосил бўлади. Бу схемадаги кучланиш сакраши (ўзгариши) $\Delta U_{\Lambda} \simeq E_c$ га тенг бўлади. Шунинг учун схема катта турғунликка эришади.

Комплементар транзисторли мантиқий схемалардан яна бири *интеграл инжекция мантиқий схемаси* (И²Л) ҳисобланади. Унда комплементар транзисторлар биполяр транзисторлардан иборат бўлади. Бундай мантиқий схема фақат интеграл микросхема кўринишида ясалди. У жуда кичик юзани эгаллайди ва кам энергия сарф қилади. Шунинг учун рақамли асбобларни ихчамлаштиришда кенг қўлланилади.

И²Л элементнинг таркибий (а) ва эквивалент схемаси 7.18- расмда кўрсатилган. Эквивалент схемадаги $p-n-p$ турдаги T_1 транзистор инжектор (кириткич), T_2 $n-p-n$ транзистор эса, инвертор бўлиб ҳисобланади. Умумий n -қатлам $p-n-p$ транзисторнинг базаси ва $n-p-n$ транзисторнинг эмиттери бўлиб хизмат қилади (умумий сим—«ер» га уланади). $p-n-p$ транзистор билан $n-p-n$ транзисторнинг базаси умумий қатламни ташкил қилади.

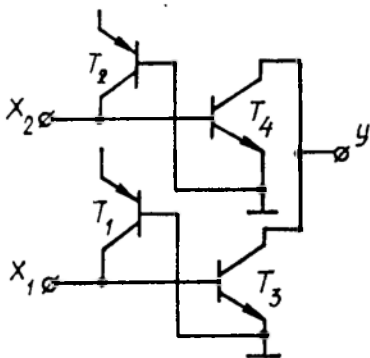
Инжектор T_1 транзисторнинг эмиттер — база ораллиғига ток манбаи R резистор орқали уланади. R резистор эмиттер токини стабиллаш учун хизмат қилади. Манба кучланишининг минимал қиймати эмиттер ўтишидаги потенциал тушувига боғлиқ. Бунда эмиттер — база ўтишига тўғри кучланиш қўйилган бўлгани учун T_1 транзистор очиқ бўлиб, коллектор ўтишига қараб қаваклар диффузияси (инжекцияси) мавжуд. Қавакларнинг бир қисми коллектор ўтишига қараб ҳаракати давомида рекомбинацияланади ва етарлича кўп қисми

унга етиб келади. Улар коллектор ўтишидан чиқиб T_2 инверторнинг p — базасига тушади. Кавакларнинг инвертор базасига йўналган бу диффузияси доимий бўлиб, киришдан бериладиган таъсирга боғлиқ эмас.

Агар K калит ёпиқ бўлса, T_2 транзисторнинг базасидаги кучланиш $U_1 = U^0$ бўлади ва унга келадиган зарядларнинг ҳаммаси ерга (манфий қутбга) ўтиб кетади. T_2 транзисторнинг коллектор занжиридан ток ўтмайди. Бу коллектор занжирининг узук ҳолатига эквивалент бўлиб, чиқиш кучланиши мантиқий «1» ҳолатда туради: $U_2 = U^1$.

Агар калит узилса, $U_1 = U^1$ бўлиб, каваклар T_2 транзисторнинг базасида тўплана бошлайди. Натижада унинг база потенциали кўтарилиб, коллектор ва эмиттер ўтишларининг кучланиши камаёди. Бу уларнинг очилгунича давом этади. Шундан кейин T_2 транзисторнинг коллектор занжиридан ток ўта бошлайди ва коллектор — эмиттер оралиғидаги кучланишни нолгача камайтиради, яъни транзистор қисқа туташган ҳолатга ўтади. Шунинг учун чиқиш кучланиши мантиқий «0» ҳолатни ифодалайди ($U_2 = U^0$).

Шундай қилиб, кўрилган элемент электрон калит вазифасини бажаради ва ўзига ўхшаш элементни бошқариш учун хизмат қилиши мумкин. Масалан, 7.19- расмда И²Л элементдан иккитаси ўзаро параллель уланган ҳол кўрсатилган. У ЕКИ—ЙУҚ амалини бажариш учун хизмат қилади. X_1 ва X_2 киришларга мантиқий «0» ҳолатга тўғри келадиган кучланиш $U_1 = U^0$ берилса, T_3 ва T_4 транзисторларнинг коллекторларидаги кучланиш мантиқий «1» ҳолатни ($U_2 = U^1$) ифодалайди. Агар киришлардан бирортасига ёки иккаласига мантиқий «1» қийматли ($U_1 = U^1$) кучланиш таъсир этса, коллектор кучланиши мантиқий «0» қийматга ($U_2 = U^0$) ўтади.



7.19- расм. И²Л элементда тузилган ЕКИ-ЙУҚ амалини бажарувчи мантиқий схема.

7.12. Мантиқий элементларда тузилган триггерлар

Интеграл технология ва мантиқий алгебра усулларидан фойдаланиш мантиқий элементларда тузилган турли хил триггерларни яратиш имконини берди. Улар бир-биридан бошқариш занжирининг тузилиши ва иш режимлари билан фарқ қилади.

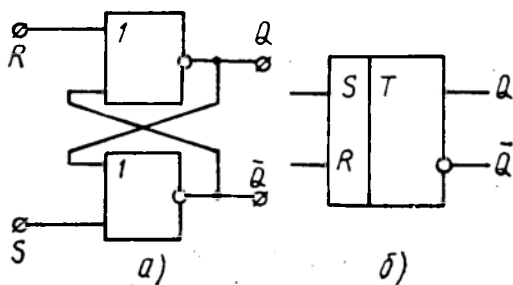
Олдинги саҳифаларда қўрилган мантиқий система-лардан триггерларнинг асосий фарқи шуки, триггерлар хотирага эга қурилмадир. Бу триггернинг иккала иш ҳолатининг турғун бўлиши билан характерланади. Шунга кўра ҳар бир триггер бошқариш занжири ва хотира қурилмасига ажратилади. Бошқариш занжири кириш сигналларини санаш ва хотирада сақлаш учун ўзгартиб беради. Хотира қурилмаси иккита елкадан ташкил топади. Улар сигналларни истаганча узоқ муддат сақлаш учун хизмат қилади. Ҳар бир елкада бир вақтда иккита сигнал сақланади. Улардан бири мантиқий «О» ни, иккинчиси — мантиқий «I» ни ифодалайди.

Информацияни хотирага ёзиш усулига қараб барча триггерлар асинхрон ва синхрон триггерларга ажратилади. Асинхрон триггерларда информация киришга сигнал таъсир этиши билан бир вақтда ёзила бошлайди. Синхрон триггерларда эса, у рухсат этувчи импульс таъсир этгандагина ёзилади.

ЁКИ-ЙЎҚ ва ВА-ЙЎҚ мантиқий элементларда тузилган триггерларнинг айрим турларини кўрайлик.

а. Асинхрон RS — триггер

7.20, а-расмда бевосита киришли RS — триггернинг таркибий схемаси ва схемада белгиланиши кўрсатилган. У иккита ЁКИ-ЙЎҚ мантиқий элементда бирининг чиқиши иккинчисининг киришига бевосита улаш йўли билан ҳосил қилинган. Агар R ва S киришларга бир вақтда мантиқий нолга тўғри келадиган кучланиш ($U_1 = U_0$) таъсир этса, қурилма турғун ҳолатлардан бирида, яъни мантиқий $Q=0$, $\overline{Q}=1$ ёки $Q=1$, $\overline{Q}=0$ да туради. Бунда биринчи ҳолат ($Q=0$ ва $\overline{Q}=1$) триггернинг *ноль ҳолати* дейилади. Триггернинг бир турғун ҳолатдан иккинчи турғун ҳолатга ўтказиш учун киришлардан бирига мантиқий «I» га тўғри келадиган кучланиш бериш керак. Агар S киришга мантиқий «I» кучланиш берилса



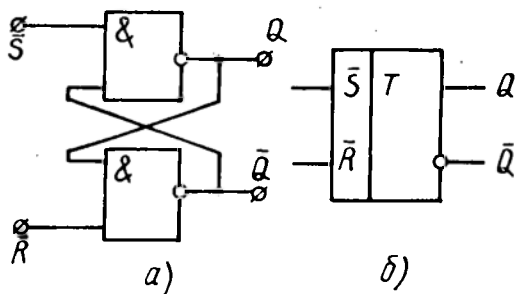
7.20- расм. ЁКИ-ЙЎҚ мантиқий элементда тузилган асинхрон триггер, а — таркибий схемаси, б — белгиси.

($R=0$), фаза ўзгарувчи (инверс) $\bar{Q}$ чиқишда «О» мантиқли кучланиш ҳосил бўлади. У триггерни мантиқий «I» ҳолатга ($Q=1$) ўтказди. Триггернинг бу ҳолати турғун бўлиб, кириш сигналининг таъсири тугагандан кейин ($S=0$) ҳам сақланади. Шунда R киришга мантиқий «I» қийматли сигнал таъсир этса, триггер бошланғич ҳолатга қайтади: $Q=0$ ва $\bar{Q}=1$.

Триггернинг S кириши ҳолат *ўрнатувчи*, R кириш эса, *бошланғич ҳолатга қайтарувчи* деб аталади.

Шуни айтиш керакки, триггернинг киришларига бир вақтда «I» мантиқли сигнал бериш мумкин эмас. Бунда триггернинг ҳолати ноаниқ бўлиб қолади. Шунинг учун $S=1$, $R=1$ рухсат этилмайдиган бошқариш бўлади.

Агар 7.20 а-расмдаги схемада ЁКИ-ЙЎҚ мантиқий элементлар ВА-ЙЎҚ элемент билан алмашти-

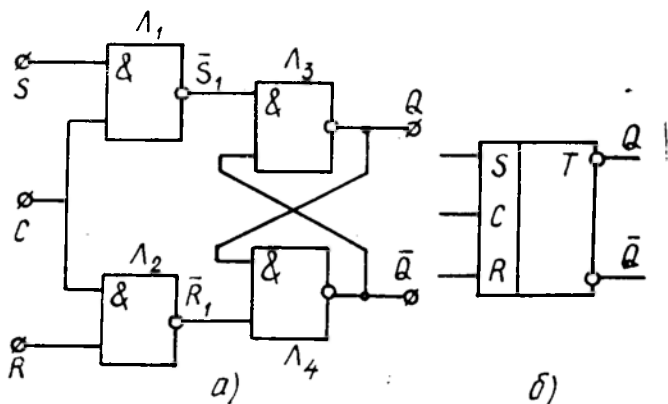


7.21- расм. ВА-ЙЎҚ мантиқий элементда тузилган асинхрон триггер: а — таркибий схемаси, б — белгиси.

рилса, триггернинг хусусиятлари ўзгармайди. Фақат бунда бошқариш «О» мантиқли сигнал ёрдамида бўлиши керак. Бундай триггер фаза ўзгарган киришли (инверс киришли) RS — триггер дейилади. Унинг таркибий схемаси ва схемада белгиланиши 7.21-расмда кўрсатилган. Бу ҳолда рухсат этилмайдиган кириш сигнали комбинацияси бўлиб $\bar{S}=0, \bar{R}=0$ ҳисобланади. Чунки бунда $Q=\bar{Q}=1$ бўлиб қоладик, унинг бўлиши мумкин эмас.

б. Синхрон RS — триггер

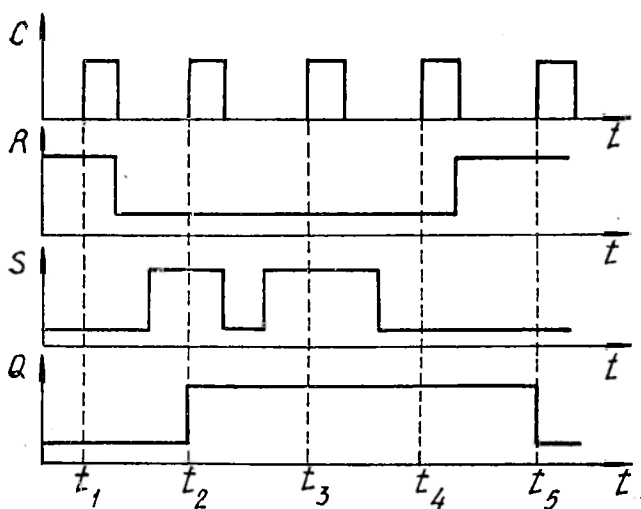
Мантиқий элементда тузиладиган триггерлар бирор қийматли қайта уланиш (бошланғич ҳолатга қайтиш) вақти билан характерланади. Унинг давомийлиги мантиқий элементлардан сигнал ўтишининг ўртача вақтига боғлиқ бўлиб, элементлар сони ортиши билан у ҳам ортиб боради. Бу вақт ичида чиқишдан олинадиган сигнал киришга берилган сигналга мос келмайди, яъни қалбаки бўлади. Бу ҳол информацияни қайта ишлаш қурилмасининг нотўғри ишлашига сабаб бўлади. Шунинг учун қурилмани чиқишда қалбаки сигнал бўлмаган ҳолда ишлайдиган қилинади. Бунинг учун триггер-



7.22-раом. Синхрон RS — триггер (а) ва унинг белгиси (б)

га маълум даврли етакчи импульс таъсир этирилади. У триггерни фақат аниқ бир вақт моментларидагина ишга туширади. Бундай триггерлар *синхрон триггерлар*

деб аталади. Унинг таркибий схемаси 7.22 а-расмда кўрсатилган. Унда L_3 ва L_4 ВА-ЙУҚ мантикий элементларда тузилган RS — триггернинг киришига L_1 ва L_2 мантикий элементлар орқали кириш сигнали берилади. L_1 ва L_2 мантикий элементлар триггернинг синхрон иш режимини таъминлайди. С (вақт белгиловчи) киришга синхронловчи импульслар берилади. Киришларда «I» сатҳли сигнал бўлганда ($S=I$, $R=1$) С киришга синхронловчи импульс таъсир этсагина триггернинг қайта уланиши содир бўлади.



7.23-расм. Синхрон RS — триггернинг вақт диаграммаси.

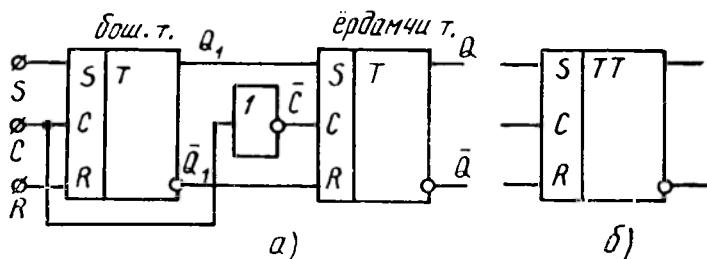
7.23-расмда синхрон RS — триггернинг вақт диаграммаси кўрсатилган. t_1 моментда система «О» ҳолатда бўлади. «I» ҳолатга ўтиш t_2 моментда кузатилади, t_3 моментда у «I» ҳолатга қайта уланмайди, чунки схемада бу ҳолат мавжуд. t_4 вақт momentiда киришларда $R=S=0$ ҳолат бўлгани учун система ўз ҳолатини яна сақлайди. Триггернинг ҳолатининг ўзгариши t_5 моментга тўғри келади, чунки бунда кириш $S=0$, $R=1$ мантикий ҳолатга ўтади.

Синхрон триггерда ҳам кириш сигналининг рухсат этилмайдиган комбинацияси мавжуд: $S=R=C=1$. Бун.

да ВА-ЙУҚ элементларнинг тўғри чиқишларидаги мантиқ «О» бўлади ($Q=0$).

в. Икки тактли RS — триггер

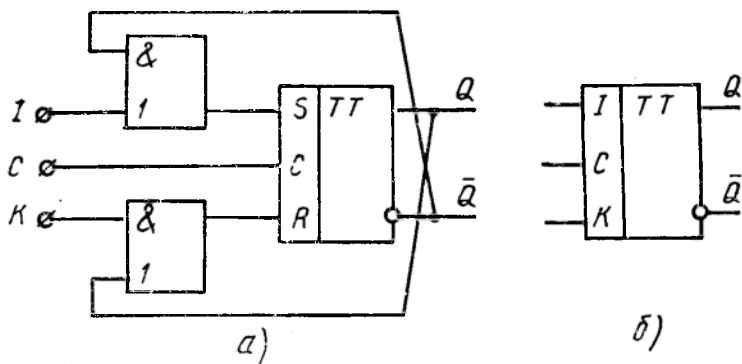
Кўп ҳолларда триггернинг ҳолати синхронловчи импульс таъсири давомида эмас, балки у тугагандан кейин ўзгариши талаб қилинади. Бошқача айтганда информация триггернинг чиқишида унинг киришлари ёпилгандан кейин пайдо бўлиши керак. Бундай қурилмага икки тактли RS — триггер мисол бўлади (7.24-расм). У иккита 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 ишлашини таъминлайди. Бунда бош триггер тўлиқ ёпилгач, ёрдамчи триггер очилиб, ишга тушиши керак. Уни тўлиқ амалга ошириш учун синхронловчи импульсларни ёрдамчи триггерга узатиш занжирида қўшимча тескари (ёпиш) силжитиши ҳосил қилинади.



7.24-расм. Икки тактли RS— триггер (а) ва унинг белгиси (б).

г. JK — триггер

Бу триггер универсал бўлиб, RS — триггердаги ноаниқлик, яъни рухсат этилмайдиган кириш сигнали комбинацияси бўлмайди. Уни икки тактли RS — триггердан ҳосил қилиш мумкин. Бунинг учун асосий триггернинг S ва R киришлари қўшимча тармоққа эга бўлиши ва улар ёрдамчи триггернинг чиқишига қарама-қарши қилиб уланиши керак (7.25 а-расм). R ва S киришларни тармоқлантириш ВА мантиқий элемент ҳисобига амалга

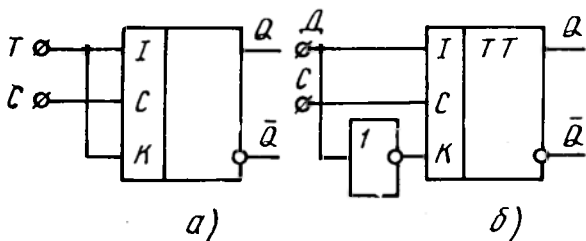


7.25- расм. ИК — триггернинг таркибий схемаси (а) ва белгиси (б).

оширилади. У тескари боғланиш занжирини ташкил қилади. I — кириш триггернинг бошланғич ҳолатини қайта тиклаш (переброс), K — кириш эса, ҳолатни тутиб туриш кириши дейилади.

Агар I — киришга « I » мантиқли, K — киришга « O » мантиқли сигнал таъсир этса, C — киришга бериладиган сигнал таъсирида триггерда қайта уланиш ҳосил бўлади ва чиқишда $Q=1$ ва $\bar{Q}=0$ мантиқий ҳолат вужудга келади. Натижада юқоридаги ВА мантиқий элементнинг I — киришига « O » мантиқли, пастки ВА мантиқий элементнинг I — киришига эса, « I » мантиқли сигнал узатилади. Шунинг учун I — киришдан бош триггернинг S — киришига сигнал ўтмайди. Лекин K — киришдан R — киришга бошқарувчи сигнал ўтади. Бу бошқарувчи сигналларнинг K — кириш орқали ўтиш имкониятини яратади. Шунда K — киришга « I » мантиқли сигнал берилса, C — киришга синхронловчи сигнал таъсир этганда триггерда қайта уланиш вужудга келади ва система бошланғич ҳолатга қайтади. Агар $I=K=I$ бўлиб, $\bar{Q}=0$, $\bar{Q}=1$ бўлса ҳам, триггер $Q=I$ ва $\bar{Q}=0$ ҳолатга ўтади. Бинобарин, $I=K=I$ бўлганда ҳамма вақт синхронловчи сигнал тугагач, триггер қарама-қарши ҳолатга ўтади.

Одатда триггерлар бир неча I ва K киришли қилиб ишлаб чиқарилади. Уларга қўшимча элементлар улаш йўли билан рақамли техникада ишлатиладиган турли хил триггерлар ҳосил қилинади. Масалан, I ва K — киришлар бевосита туташтирилиб якка кириш ҳосил қи-



7.26- расм. Т (а) да ва Д (б) триггерларнинг
схемада белгиланиши.

линса, Т — триггер, инвертор орқали туташтирилса, Д — триггер ҳосил бўлади. Уларнинг схемада белгиланиши 7.26- расмда кўрсатилган. Т — триггер санок триггери бўлса, Д — триггер кечиктириш триггери ҳисобланади.

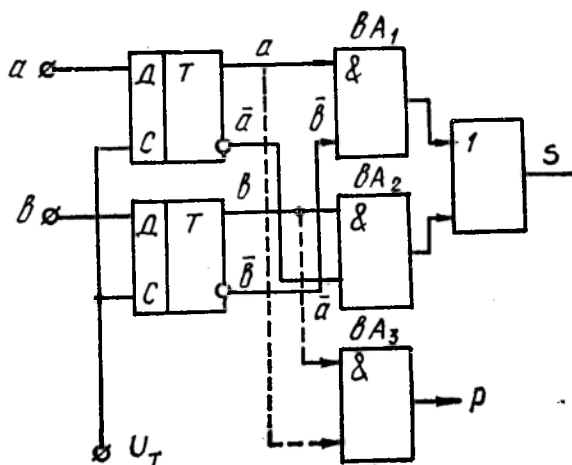
Д — триггерда $D=I$ бўлса, $I=1$ ва $K=0$; $D=0$ бўлса, $I=0$ ва $K=1$ бўлади. Шунинг учун $I=K=1$ ёки $I=K=0$ бўлиши мумкин эмас. Бу киришлардаги рухсат этилмайдиган кучланишлар комбинацияси бўлмаслигини кўрсатади.

7.13. Жамлагичлар

Маълумки барча математик амаллар (айириш, қўпайтириш, бўлиш, тригонометрик функцияларни ҳисоблаш ва бошқалар) ягона амал қўшиш амали билан алмаштирилиши мумкин. ЭХМнинг бу амални бажарадиган қурилмаси *жамлагич (сумматор)* деб юритилади.

Қўп хонали (юқори разрядли) сонларни қўшадиган жамлагичлар бир бўғинли (бир разрядли) жамлагичлар тўпламини ташкил қилади. Бир разрядли жамлагич қўшиш амалини бажарадиган мантиқий элементдан иборат бўлиб, бир разрядли сонлардан иккита ёки учтасини жамлаш учун хизмат қилади.

Қўпинча бир разрядли жамлагичда амал бажариш икки асосли ҳисоблаш системаси бўйича олиб борилади. Уни *икки модули бўйича жамлагич* дейилади. Унинг ишлашини қуйидагича тушунтириш мумкин. Мисол учун 5 ва 7 сонларни қўшиш керак. (7.3) формулага биноан улар 0101 ва 0111 кўринишда тасвирланади. Уларни



7.27-расм. Икки модулли бир разрядли жамлагич.

қўшиш кичик разряд (охирги устун) дан бошланади. Унда $1+1=2$ эмас, балки $1+1=0$ бўлиб, 1 бир хона олдинга (олдинги разрядга) кўчирилади, яъни $S_0=0, P_0=1$. Шунга асосан, иккинчи устун қўшилганда $S_1=0, P_1=1$, учинчи устундан $S_2=1, P_2=1$, тўртинчи 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 сонларнинг тегишли разрядлари (ҳадлари) таъсир этади. Улар С—киришга бериладиган синхронловчи сигнал таъсири давомида ёзилиб боради.

Фараз қилайлик $A=0$ ва $B=0$ бўлсин. Синхронловчи сигнал таъсир этганда улар Д—триггерларнинг чиқишида А ва $\bar{A}$ В ва $\bar{B}$ кўринишда қайд этилади. Натижада BA_1 мантиқий элементнинг киришига $A=0$ ва $\bar{B}=1$ мантиқли сигнал таъсир этади ва чиқиш сигнали $\bar{A}\bar{B}=0$ га тенг бўлади. BA_2 мантиқий элементнинг кириш сигнали $\bar{A}=1$ ва $B=0$ бўлиб, чиқиш сигнали $\bar{A}B=0$ га тенг бўлади. Улар бир вақтда ЕКИ мантиқий элементнинг киришига берилгани учун чиқишда $S=\bar{A}\bar{B}+\bar{A}B=0$ мантиқли А ва В сонларнинг йиғиндиси ҳосил бўлади.

Агар $A=1$, $B=0$ бўлса, BA_1 мантиқий элементнинг чиқиш кучланиши $\overline{AB}=1$ га, BA_2 мантиқий элементники эса, $\overline{AB}=0$ га тенг бўлади. Натижада ЁҚИ мантиқий элементдан олинадиган чиқиш кучланиши $S=1$ га тенг бўлади. Худди шу тартибда A ва B сонларнинг бошқа разрядлари ҳам жамланиб боради.

Қўп разрядли жамлагичлар кетма-кет ва параллель турларга ажратилади. Кетма-кет жамлагичда кириш сонлари ташкил этувчи бир разрядли жамлагичларнинг киришларига коддаги кетма-кетликда кичик разряддан бошлаб таъсир эттирилади. Шунинг учун чиқишдан олинадиган йиғинди ҳам код кетма-кетлигида ҳосил бўлади. Унда биринчи синхронловчи импульс таъсирида биринчи разрядли сонлар, иккинчи импульс таъсирида иккинчи разрядли сонлар ва ҳ.к. қўшила боради.

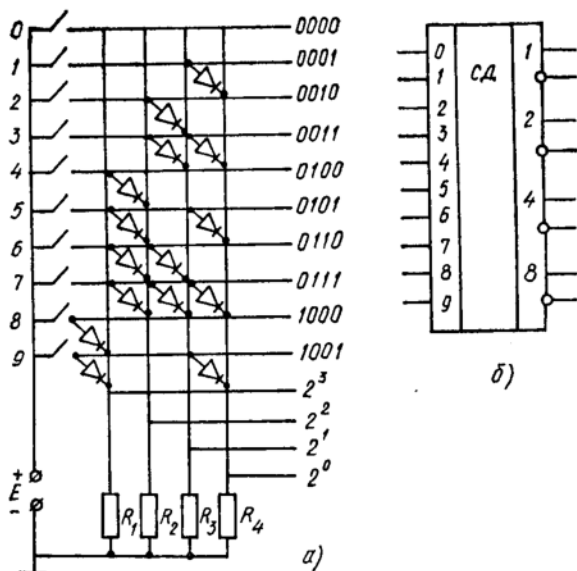
Кетма-кет жамлагичнинг афзаллиги мантиқий элементлар сонининг оз бўлиши бўлса, камчилиги — тезкорлигининг кичиклигидир.

Қўп разрядли жамлагичнинг параллель схемасида қўшиш амали A ва B сонларнинг барча разрядлари бўйича бир вақтда бажарилади. Ташкил этувчи ҳар бир разрядли жамлагич сонларнинг ҳар хил разрядини қўшади. Унинг чиқишидан икки хил йиғинди олинади: сигнал йиғиндиси ва юқори разрядга кўчириш сигнали ($P=AB=1$ бўлганда). Юқори разрядга ўтказиш сигнални ҳосил қилувчи схема *оралиқ жамлагич — полусумматор* деб аталади. У бир разрядли жамлагич схемасига учинчи BA_3 мантиқий элементни киритиш билан ҳосил қилинади. 7.27-расмда у пунктир чизиқ билан кўрсатилган BA_3 элементдир. Агар $A=1$ ва $B=1$ бўлса, BA_3 мантиқий элемент чиқишидаги сигнал $P=AB=1$ бўлади ва у сигнални битта юқори разрядга силжитади.

7.14. Шифратор ва дешифраторлар

Сигналнинг рақамли тасвири — кодини бир турдан иккинчи турга айлантирувчи қурилма *код ўзгарткичи* деб аталади. Унга шифратор ва дешифратор мисол бўлади.

Шифратор кириш сонларига мос рақамли кодни мантиқий амаллар бажариладиган сигналга айлантириб берса, дешифратор мантиқий элемент чиқишидаги сигнални кодга айлантириб беради. Масалан, ўнли сон-

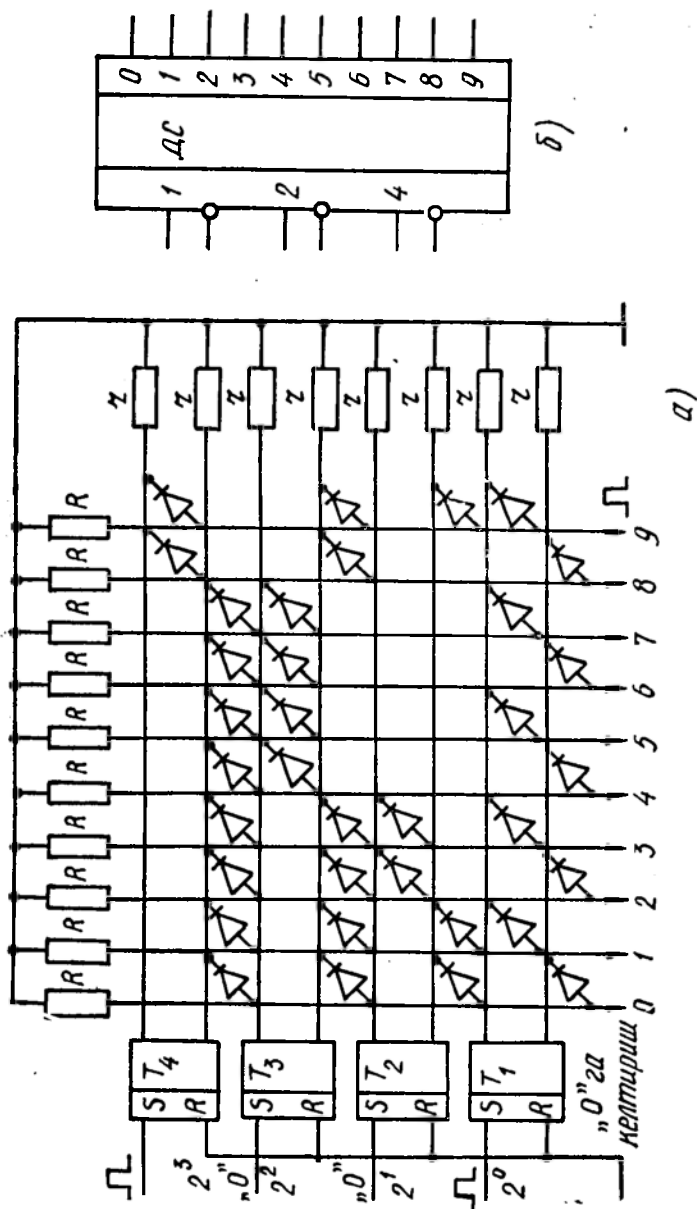


7.28- расм. Шифраторнинг принцинал схемаси (а) ва белгиси (б).

лар икки асосли ҳисоблаш системасига ва аксинчага айлантирилади. Шифратор ва дешифраторлар триггер ёки содда мантиқий элементлар (ВА, ЁКИ ва ЙЎҚ) нинг бирор комбинациясидан ташкил топади.

Демак, шифратор кодловчи (кодер) бўлса, дешифратор (декодёр) сигналнинг турли хил кодлари ичидан кераклисини ажратиб берувчи қурилмадир.

7.28- расмда шифраторнинг принцинал схемаси (а) ва белгиланиши (б) га мисол кўрсатилган. Унда ўнли сонларнинг коди икки асосли сонлар системаси кодига айлантирилади. Горизонтал қатордаги ҳар бир диод резисторлар билан бирга ВА мантиқий элементни ҳосил қилади. Қ калитлардан қайси бири уланса, мос ВА мантиқий элемент унга тўғри келадиган ўнли сонни икки асосли кодга айлантиради. Масалан, бешинчи ҳолат уланса (5 сони), 0101 горизонтал ўтказгичга кучланиш берилади. Унга иккита диод уланган. Чап томондаги диод уни 2^2 чиқишга (вертикал шинага), ўнг томондаги диод 2^0 чиқишга узатади. (Уларнинг йиғиндис 5 га тенг).



7.29- расм. Дешифраторнинг принципиал схемаси (а) ва белгиси (б).

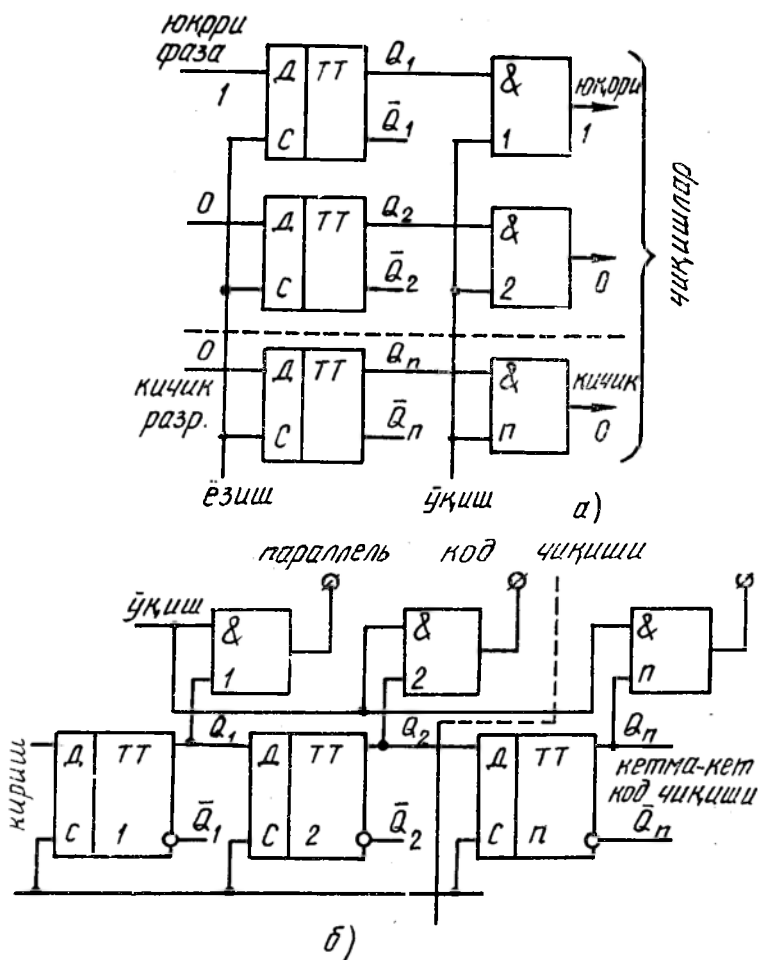
7.29-расмда дешифраторнинг схемаси кўрсатилган. У икки асосли кодни ўн асосли кодга айлантириб беради. Унда ҳам диодлар резисторлар билан бирга ВА мантиқий элементни ташкил қилади. Унинг кириш шиналари (горизонтал ўтказгичлар) Т — триггернинг тўғри ва фаза ўзгартувчи чиқишларига, чиқиши эса, қайд қилувчи қурилмага уланади.

7.15. Регисторлар

Регистор ЭХМнинг қисмларидан бири бўлиб, рақамли сигналларни қабул қилиш, хотирада сақлаш ва қайтариб бериш учун хизмат қилади. У триггерлар ва мантиқий элементларнинг бирор тур уланишидан ташкил топади. Ҳар бир триггер элементар хотира хоначаси (ячейкаси) бўлиб ҳисобланади. Икки асосли соннинг ҳар бир разряди ўз триггерига ёзилади. Шунинг учун регисторда қатнашадиган триггерларнинг сони ёзилдиган соннинг разряди билан белгиланади.

Ёзилдиган соннинг киритилиш усулига қараб регисторлар параллель ва кетма-кет турларга ажратилади. Параллель регисторлар информация тўпловчи, кетма-кет триггерлар эса, уни силжитувчи, яъни бир ўриндан иккинчи ўринга кўчирувчи деб аталади. Параллель регисторлар рақамли сигналларни қабул қилиш, хотирада сақлаш ва қайтариб бериш хусусиятига эга бўлса, кетма-кет регисторлар, булардан ташқари, яна сигнал коддини ўзгартиш (параллелдан кетма-кетга ва аксинчага ўтказиш), импульсларни санаш ва бошқа хусусиятларга эга.

7.30, а-расмда D — триггерда тузилган параллель регисторнинг соддалаштирилган 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 эттирилади. Агар С — киришга «1» мантиқли синхронловчи сигнал таъсир этса (ёзишга рухсат этилса), триггерларнинг тўғри чиқишида кириш сигналига мос мантиқли кучланиш ҳосил бўлади. Масалан, рухсат этиш вақтида юқоридаги биринчи триггернинг (расмга қаранг) киришидаги сигнал «1» мантиқли бўлгани учун у қайта уланиб чиқишига $Q=1$ сигнал ҳосил бўлади. Бу вақтда пастки D — триггер киришида «0» бўлгани учун у қайта улан-



7.30-гасм. Параллел (а) ва кетма-кет (б) регистрларнинг содалаштирилган таркибий схемаси.

майди ва $Q_n = 0$ бўлади. Шу усулда триггерлар кириш сигналларини эслаб қоладилар ва қайта нолга келтириш сигнали таъсир этгунча ёки манба узилгунча хотирада сақлайдилар.

Ёзилган сигналнинг кодларини санаш ВА мантиқий элемент ёрдамида жорий қилинади. Унинг биринчи киришига триггер чиқишидан, иккинчисига — рухсат этув-

чи (синхронловчи) сигнал таъсир этади. Агар элементнинг иккала киришидаги сигнал «1» мантиқли бўлса, унинг чиқишида 1 ҳосил бўлади, акс ҳолда эса, у нолга тенг.

Шуни айтиш керакки, регисторга ёзилган сигнални тескари кодда ҳам санаш (ўқиш) мумкин. Бунинг учун сигнал ВА мантиқий элементнинг киришига триггернинг инверсловчи Q чиқишидан берилиши керак.

Амалда регисторнинг кетма-кет схемасидан кўпроқ фойдаланилади. Унда триггерлар ўзаро кетма-кет уланади (7.30, б-расм). Унда ҳам бошланғич вақтда триггерлар ноль ҳолатга келтирилади: $Q=0$. Шундан кейин биринчи триггернинг D — киришига 0 ёки 1 мантиқли сигнал, C — киришга эса, рухсат этувчи сигнал таъсир эттирилади. Масалан, D — киришга «1» мантиқли сигнал таъсир этса, рухсат этиш сигнали мавжудлигида у триггерга ёзилади ва рухсат этиш тугагач, чиқишда маълум кечикиш билан $Q_1=1$ пайдо бўлади. Бунда бошқа барча триггерларнинг чиқишида «0» мантиқ бўлади, чунки уларнинг киришларидаги мантиқ 0 га тенг. Навбатдаги рухсат этувчи (синхронловчи) сигнал таъсир этгач, биринчи триггернинг чиқишидаги сигнал иккинчи триггерга ёзилади. Бунда кейинги триггерларнинг ҳолати ўзгармайди ($Q=0$). Лекин биринчи триггерга киришга таъсир этган сигнал ёзилиши керак (0 ёки 1). Кўриляётган ҳолда у 0 га тенг. У иккинчи синхронловчи сигнал таъсири тугагач, триггер чиқишида пайдо бўлади. Учинчи синхронловчи сигнал тугагач, учинчи триггернинг чиқишида «1» мантиқли сигнал пайдо бўлади. У иккинчи триггердан кўчирилган бўлади. Иккинчи триггернинг чиқишида эса, биринчи триггердан кўчирилган сигналга мос «0» мантиқли сигнал ҳосил бўлади. Биринчи триггернинг чиқишидаги сигнал эса, учинчи синхронловчи сигналга мос бўлади.

Шундай қилиб регисторда сигнални хотирага олиш уни триггерларга кетма-кет силжитиб ёзиб бориш билан амалга оширилади. Регисторда триггерлар сони қанча бўлса, унга шунча разрядли сон ёзилади ва биринчи триггернинг C — киришга синхронловчи сигнал берилгунча хотирада сақланади. Уларни параллель кодда чиқариб олиш учун ВА мантиқий элементнинг «ўқиш» киришига керакли марта «1» мантиқли сигнал бериш керак. Кетма-кет кодда чиқариб олиш учун эса, биринчи триггернинг D — киришига синхронловчи сигнал

беради. У триггерларда ёзилган сигнални бирма-бир чапдан ўнгга қараб силжитиб (кўчириб) боради. Агар бу вақтда D — киришга сигнал ҳам таъсир этса, у юқоридаги тартибда триггерларга ёзилиб боради.

Кетма-кет регисторнинг характерли белгиси шуки, унинг чиқишини кириши билан улаб қўйиш мумкин. Бунда чиқишдан олинадиган сигнал унинг киришига 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 сопини ўзгартиб, сигналнинг регистор бўйича айланиш даврини бошқариш мумкин.

Параллель ва кетма-кет уланиш схемалари асосида регисторларнинг турли хиллари ҳосил қилинади. Уларда, масалан, ёзилган сигнални чапдан ўнгга ёки, аксинча, ўнгдан чапга силжитиш, яъни 2 га кўпайтириш ёки бўлиш мумкин.

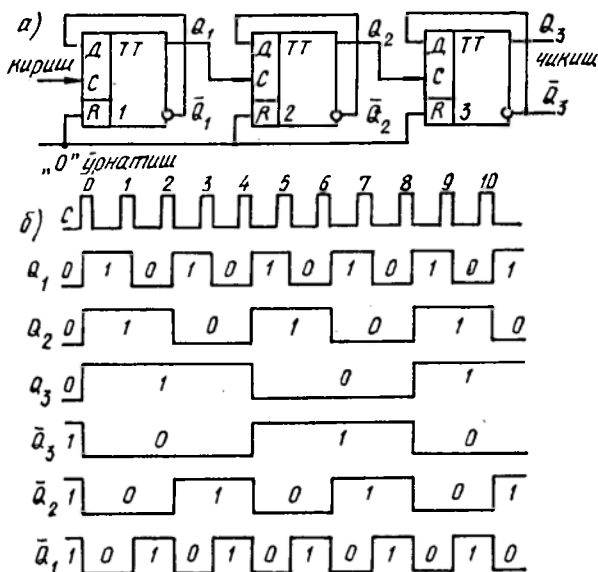
Регисторлар асосан D ва JK — триггерлар асосида яратилади. Микросхемали регисторларда уларнинг сони 100 тадан ортиши мумкин.

7.16. Ҳисоблагичлар

Ҳисоблагичлар (счётчик) рақамли қурилма бўлиб, киришга бериладиган импульсларни санаш учун хизмат қилади. Функционал белгисига қараб улар жамловчи ва айирувчи ҳисоблагичларга ажратилади. Жамловчи ҳисоблагичда навбатдаги импульс унинг хотирасидаги сонни бир бирликка оширса, айирувчи ҳисоблагичда у бир бирликка камайтирилади. Бундан ташқари ҳисоблагичлар бир вақтда ҳам жамловчи, ҳам айирувчи бўлиши мумкин. Уларни *реверсив (қўшалоқ)* ҳисоблагич деб аталади.

Триггерларнинг (разрядлари) орасидаги боғланиш усулига қараб ҳисоблагичнинг схемалари бевосита боғланишли, олиб ўтувчи занжирли ва комбинацияланган турларга эга. Бундан ташқари, сигнал таъсир эттирилиши усулига қараб улар кетма-кет, параллель ва аралаш турларга ажратилади.

7.31-расмда D — триггерда тузилган 3 разрядли бевосита боғланишли кетма-кет ҳисоблагичнинг содда-лаштирилган таркибий схемаси кўрсатилган. Бошлангич вақтда уччала триггер ноль ҳолатга келтирилади



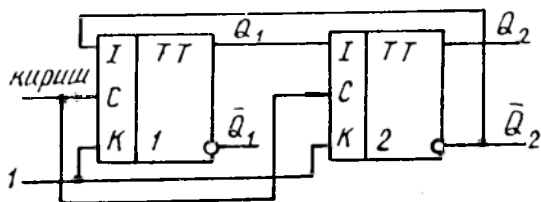
7.31- расм. Кетма-кет ҳисоблагичнинг таркибий схемаси (а) ва ишлаши (а).

($Q=0$, $\bar{Q}=1$). Агар киришга импульслар берила бошласа, триггерлар унга мос кетма-кет қайта улана бошлайди. Бунда I— триггернинг қайта уланиш даври иккита, II— триггерники—4 та, III— триггерники—8 та кириш импульсининг такрорланиш даврига тенг бўлади (7.31б-расм). Демак, ҳисоблагич кириш импульсларини 2^n тартибда бўлиб (тақсимлаб) беради.

Агар бошланғич ҳолат (нолга ўрнатиш) да ҳисоблагичда 2 асосда тўғри чиқишига 111 сон, инверс чиқишига—000 сон ёзилган бўлса, у ўнли асосда тўғри чиқишда 7 сонига, инверс чиқишида эса, 0 сонига тўғри келади.

Саналадиган биринчи импульс таъсирида 1 триггер қайта уланади ва ҳисоблагичнинг тўғри чиқишида 110, инверс чиқишида 001 сон ёзилади. У тўғри чиқишда ўнли асосда 6 сонига, инверс чиқиш бўйича эса, 1 сонига тўғри келади.

Киришдаги иккинчи импульс таъсири тугагач, ҳисоблагич чиқишларида 101 (5) ва 010 (2) сонлар ҳосил бўлади. Бу тўғри чиқиш бўйича ҳисоблагич айирувчи,



7.32-рasm. Параллел ҳисоблагичнинг таркибий схемаси.

инверс чиқиш бўйича эса, жамловчи бўлишини кўрсатади. Киришдаги 8-импульс таъсири тугагач, ёзиш даври тугайди ва қурилма бошланғич ҳолатга ўтади.

Кетма-кет схемада рақамлар кетма-кет бир триггердан иккинчисига олиб ўтилгани учун ҳисоблагичнинг тезкорлиги жуда кичик бўлади. Ундан қутилиш учун унинг параллель схемасидан фойдаланилади. 7.32-рasm-да ИК— триггерда йиғилган 2 разрядли ҳисоблагичнинг соддалаштирилган таркибий схемаси кўрсатилган. Бошланғич вақтда триггерлар ноль ҳолатда бўлиб ($Q_1 = Q_2 = 0$), ўзаро туташтирилган К—киришларга бир хил «1» мантиқли кучланиш бериб қўйилади. I— триггернинг I-кириши Q_2 чиқишга уланган бўлгани учун «1» мантиқли кучланиш таъсир этади.

Агар С — киришга I импульс таъсир этса, I триггер қайта уланиб чиқиш кучланиши $Q_1 = 1$ бўлади. Бунда иккинчи триггернинг I-киришидаги кучланиш «1» мантиқли бўлиб қолади. Лекин бошланғич пайтда унда «0» мантиқли кучланиш бўлгани учун у қайта уланмайди ва $Q_2 = 0$ ҳолат сақланади ($\bar{Q}_2 = 1$). Шунга кўра 1 импульс тугашида ҳисоблагичга 01 сон ёзилган бўлади.

Иккинчи импульс таъсир этган вақтда иккала триггернинг 1 ва К киришларида «1» мантиқли сигнал бўлади. Шунинг учун II импульснинг тугаши билан иккала триггер қайта ушланиб, уларнинг тўғри чиқишларида $Q_2 = 1$ ва $Q_1 = 0$ мантиқли сигнал ҳосил бўлади, яъни ҳисоблагичга 10 сони ёзилади. У ўнли система бўйича 2 сонига тўғри келади. Бунда триггерларнинг I-киришларига «0» мантиқли кучланиш уланган бўлади.

Шундай қилиб, ҳисоблагичда биринчи кириш импульсидан кейин 01, иккинчи импульсдан кейин —10, учинчи импульсдан кейин 00 сонлар ёзилади. Яъни учта

кириш импульсидан кейин ҳисоблагич бошланғич ҳолатга қайтади.

Умуман олганда барча ҳисоблагичлар мураккаб схемага эга бўлади. Мақсадга қараб унинг таркибида турли хил мантиқий элементлар қатнашади. Бундан ташқари, ҳисоблагичлар фақат икки асосли ҳисоблаш системасидагина эмас, балки ихтиёрий асосли қилиб ясалиши мумкин. Масалан, ўн асосли ҳисоблагич икки-ўнли асосда ишлайдиган ҳисоблагичлар декадасидан (ўнлигидан) ташкил топади. Уларнинг нечта бўлиши ўнли сонларнинг юқори разряди билан белгиланади. Ҳар бир декада 0 дан 10 гача сонларни икки-ўнли код асосида санайди. Учинчи импульс таъсири тугагач, ҳисоблагич декадаларида бошланғич ҳолат тикланади.

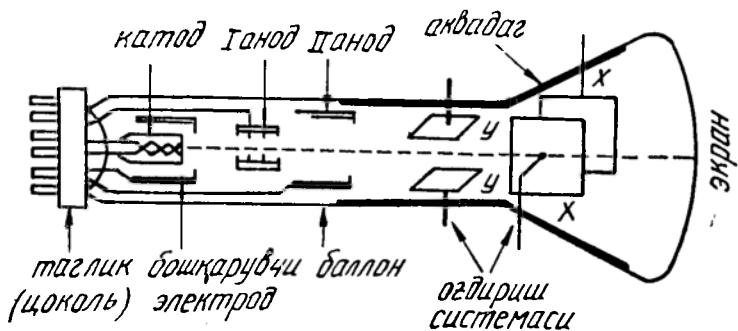
7.17. Информациони акс эттириш қурилмалари.

Электрон — нурли трубка

Информациони акс эттириш деганда содир бўлаётган воқеликни одам қабул қила оладиган товуш ёки кўзга кўринадиган қилиб ифодалаш тушунилади. Шунга кўра информации акс эттириш қурилмаси электр сигналини товуш ёки кўринадиган сигналларга айлантириб берадиган қурилмадир. Уларга турли хилдаги қайд қилиш қурилмалари — индикаторлар мисол бўлади. Ҳозирги вақтда информации кўзга кўринадиган қилиб акс эттирадиган индикаторлардан энг кўп тарқалгани ярим ўтказгичли, суюқ кристалли индикаторлар ва электрон нурли трубкалардир. Улар нурланишининг равшанлиги, тежамкорлиги, информации сақлаш ҳажми, интеграл микросхемалар билан бирика олиш қобилияти каби қатор хусусиятлар билан характерланади.

Универсал ва энг кўп тарқалган қайд қилиш қурилмаси — электрон-нурли трубкадир. У тасвирни электр тебранишларига ва аксинча, электр сигналларини тасвирга айлантириш учун хизмат қилади. ЭҲМнинг электрон — нурли трубкаси *дисплей* деб аталади ва рақамли коддаги сигнални жадвал, график ва ёзув кўринишидаги тасвирга айлантириш учун хизмат қилади.

Электрон — нурли трубка электровакуум асбоб бўлиб, ишлаши фокусланган (дастага йиғилган) ингичка электрон — нур дастасини ҳосил қилиш ва бошқаришга асослангандир.



7.33- расм. Электростатик майдон ёрдамида бошқариладиган электрон-нурли трубканинг тузилиши.

Қўлланиш ўрнига қараб электрон — нурли трубкалар қабул қилувчи ва узатувчи трубкаларга ажратилади. Улардан қабул қилувчи трубкалар энг кенг тарқалган бўлиб, электр сигналларини тасвирга айлантириш учун хизмат қилади. Телевизор, осциллограф, фототелеграф ва бошқа қурилмаларнинг трубкалари (кинескоплар) қабул қилувчи электрон — нурли трубкалардир.

Узатувчи электрон — нурли трубкалар ҳажм ёки вақт кетма-кетлигида келадиغان бирор воқелик ҳақидаги ахборотни электр сигналлари кетма-кетлигига айлантириб ёзиш ёки эслаб қолиш учун хизмат қилади. Унга мисол қилиб узатувчи телевизион қурилманинг трубкаси — иконоскопни кўрсатиш мумкин. Унда бирор объект — тасвирдан келадиغان ёруғлик нурлари вақт кетма-кетлигида электр сигналларига айлантириб берилади.

Электрон — нурни бошқариш усулига қараб электрон — нурли трубкалар электростатик ёки магнит майдон таъсирида бошқарилувчи трубкаларга бўлинади. Биринчи тур трубкаларда фокусланган электрон-нур электростатик майдон таъсирида огдирилади.

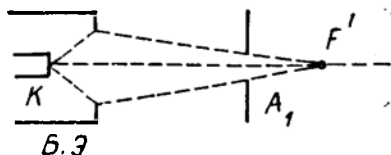
Умуман олганда ҳар бир электрон-нурли трубка мураккаб қурилма бўлиб, техник жиҳатдан турли хил қилиб ясалади. 7.33- расмда электростатик майдон ёрдамида бошқариладиган қабул қилувчи трубканинг содалаштирилган тузилиши кўрсатилган. Уни 3 та асосий қисмга ажратиш мумкин: электрон — нур дастасини ҳосил қиладиган электрон-пушка (прожектор), огдирувчи пластинкалар системаси (XX ва УУ), тасвир ҳосил бўладиган экран.

Электрон — пушка катод, бошқарувчи электрод ва иккита аноддан, оғдириш системаси эса, ўзаро перпендикуляр текисликда жойлашган икки жуфт параллель пластинкалар системасидан ташкил топади.

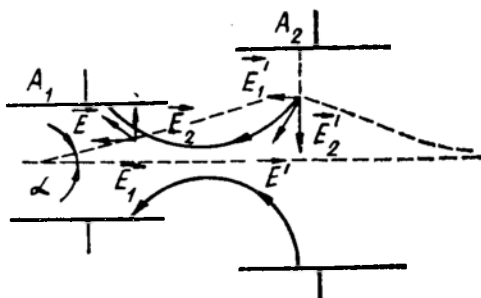
Бошқарувчи электрод — модулятор экранда ҳосил бўладиган ёруғлик доғининг равшанлигини бошқариш учун хизмат қилади. У цилиндрсимон тузилишга эга бўлиб, катодга кийдирилган бўлади. Катоддан учиб чиқадиган электронлар цилиндр тубидаги тешик — диафрагмадан учиб ўтади. Бунда бошқарувчи электродга катодга нисбатан манфий кучланиш берилгани учун, бу кучланишнинг ўзгариши билан диафрагмадан ўтувчи электронлар сони ўзгаради. Натижада экранда ҳосил бўладиган ёруғлик доғининг ёритилганлиги ўзгариб боради.

Анодлар цилиндрсимон шаклда ясалиб, иккинчисининг диаметри биринчиникидан каттароқ бўлади. Уларнинг ичига қанотчалар маҳкамланади. Биринчи анодга II анодга нисбатан юқори кучланиш берилади. Шунинг учун улар электрон оқимини тезлаштирибгина қолмай, яна фокуслаш вазифасини ҳам бажаради.

Электрон — нурли трубканинг ишлаш усулини кўрайлик. Катод қиздирилгач, ундан электронлар учиб чиқади. Лекин уларнинг ҳаммаси электрон-нур дас-тасини ҳосил қилишда қатнашмайди. Чунки бошқарувчи электрод манфий потенциалга эга бўлгани учун унинг тешигидан фақат бошланғич тезлиги катта ва тезлик вектори катод сиртига тик йўналган электронларгина учиб ўта олади. Бошқарувчи электроднинг потенциали ўзгарса, уларнинг сони ҳам ўзгаради ва электрон нур токининг зичлиги ўзгаради. Бундан ташқари, бошқарувчи электрод электрон — нурнинг бошланғич фокусла-нишини ҳам таъминлайди, чунки ундаги манфий потен-циал электронларни трубка ўқиға томон қисади. Унинг ортиши билан электрон — нур ингичкалашиб, фокусла-ниш нуқтаси натоғда яқинлашиб боради (7.34-расм). Электрон нур-нинг асосий фокусланиши I ва II анод орасидаги электр майдон таъсирида ҳосил қилинади. Бу май-дон бир жинсли бўлмай (куч чизиқлари иккинчи



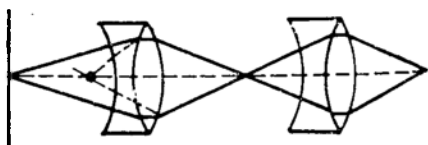
7.34- расм. Бошқарувчи элек- троднинг бошқарувчи таъсири.



7.35- расм. Анодлар системаси оралиғида электрон нурнинг фокусланиши.

аноддан биринчи анодга томон йўналган), майдон кучланганлиги биринчи анод қисмида иккинчи аноддагидан катта бўлади. Шунинг учун майдон кучланганлиги векторининг $\vec{E}_1$ бўйлама ташкил этувчиси 1 анод оралиғида электронга трубка ўқи бўйича тезлантирувчи, $\vec{E}_2$ кўндаланг ташкил этувчиси эса, ўққа томон қисувчи куч билан таъсир этади (7.35- расм). Лекин электронлар иккинчи анод оралиғига тушганда ҳолат ўзгаради. Бунда $\vec{E}'$ майдон кучланганлигининг $\vec{E}'_1$ бўйлама ташкил этувчиси электронларнинг ўқ бўйича тезланиш билан ҳаракатланишига сабаб бўлса, $\vec{E}'_2$ кўндаланг ташкил этувчиси электронларни трубка ўқидан четлашишига (узоқлашишига) сабаб бўлади. Шунга кўра биринчи анод соҳасида электронларнинг тўпланиши ҳосил бўлса, иккинчи анод соҳасида уларнинг сочилиши вужудга келади.

Электрон — пушка электродлари орасидаги электр майдон таъсирини оптик линзалар тўпламидан ёруғлик нури ўтишида кузатиладиган жараёнлар билан алмаштириш мумкин. Бизнинг ҳолда у қўшалоқ линзаларда



7.36- расм. Электрон линзалар системасининг оптик эквиваленти.

ҳосил бўладиган жараёнларга мос келади (7.36-расм). Шунинг учун уни *электрон линза* деб аталади. Унинг биринчи қисми биринчи анод билан бошқарувчи электрод ора-

сида, иккинчи қисми эса, анодлар системаси орасида ҳосил бўлади. Бунда линзаларнинг нурни тўплаш хусусияти, сочиш хусусиятидан кучли бўлиши керак. Унга трубка электродларининг шаклини танлаш ва улардаги кучланишни бошқариш йўли билан эришилади. Шунинг учун электронлар оқими бу линзалар тўпламидан ўтганда ингичка электрон — нур дастасига айланади. У оғдирувчи пластинкалар ёрдамида бошқарилади.

Оғдирувчи пластинкалар системаси параллель пластинкалардан иборат бўлиб, ясси конденсаторларни ташкил этади. Улардан бирининг электр майдони электрон нурни вертикал, иккинчиси эса, горизонтал текислик бўйича оғдиради. Иккала пластинкалар системаси орасида электр майдон мавжуд бўлганда эса, электрон — нур фазода маълум ҳолатни эгаллайди.

Вертикал текислик бўйича жойлашган пластинкалар системасининг электр майдон кучланганлиги вектори горизонтал текислик бўйича йўналган бўлади. Шунинг учун у нурни горизонтал текислик бўйича оғдиради ва *горизонтал оғдирувчи пластинкалар* (ХХ) деб аталади. Горизонтал текисликда ётувчи пластинкалар системаси эса, нурни вертикал текислик бўйича оғдиради ва *вертикал оғдирувчи пластинкалар* (УУ) деб аталади.

Оғдирувчи пластинкалар системасидан ўтгач, электрон — нур трубканинг кенгайтирилган ҳажмли қисмида ҳаракат қилади ва йўлининг охири экранда тугайди. Экраннинг ички қисмига люминафор модда, яъни электрон оқими урилганда ёруғлик нури чиқадиған модда суртилган бўлади. Электрон-нур экранга урилганда люминафорда уйғониш ҳосил бўлади ва экранда ёритилган доғ вужудга келади. Оғдирувчи пластинкалар системасининг потенциали ўзгариши билан бу доғ экран бўйича ҳаракатга келади.

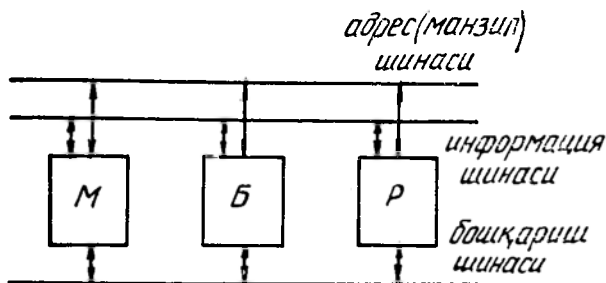
Шуни айтиш керакки, электрон-нур экранга урилганда люминафордан иккиламчи электронлар уриб чиқарилади. Уларни тутиб олиш учун трубканинг кенгайтирилган қисмининг ён сиртига ўтказгич модда суртилиб, қатлам ҳосил қилинади ва унга мусбат потенциал берилади. Уни *аквадаг* деб аталади.

Экранда кузатиладиган ёруғ доғнинг диаметри ва траектория чизигининг кенглиги электрон — нурнинг фокусланиш даражасига, равшанлиги эса, вақт бирлиги ичида экранга урилаётган электронлар сони ва тезлигига боғлиқ. Ёруғлик доғининг равшанлиги бошқарувчи

электрод билан иккинчи анод кучланишини ўзгартиш йўли билан бошқарилади. Лекин бу нурнинг фокусла-ниш даражасига таъсир этади. Шунинг учун нурни фо-куслаш ва экрандаги ёруғ доғнинг равшанлигини бош-қариш ўзаро боғлиқ мураккаб жараёндр. Амалий жиҳатдан бу боғланиш мақсадга мувофиқ эмас. Шунинг учун уларни бир-биридан ажратиш мақсадида трубка ичига яна қўшимча бошқариш органлари (элементлари) киритилади.

7.18. Микропроцессорлар

Микропроцессор дастур (программа) асосида бошқа-риладиган қурилма бўлиб, бир ёки бир неча микросхе-мадан ташкил топади ва рақамли информацияни қайта ишлаш, бошқариш ва бошқалар учун хизмат қилади. У катта интеграл схема (КИС) асосида яратилади. Микропроцессорнинг асосий қисмлари арифметик — мантиқ қурилмаси, бошқариш қурилмаси, ички регис-торлар (ички хотира) тўплами, шина ва асбоблар (аппаратуралар) дан иборат (7.37- расм).



7.37- расм. Микропроцессорнинг таркибий схемаси:

М — арифметик мантиқ қурилмаси, Б — бошқариш қурилмаси, Р — регисторлар тўплами.

Арифметик — мантиқ қурилмаси икки асосли ҳисоб-лаш усулида ишлайди ва оддий арифметик қўшиш, айириш, солиштириш, силжитиш амалларидан ташқари мантиқий қўшиш (ЁҚИ), мантиқий кўпайтириш (ВА) ва бошқаларни жорий қилади.

Арифметик-мантикий қурилмаси икки модулли жамлагичдан, дешифратордан, силжитиш регисторидан, бошланғич маълумотларни сақлайдиган регисторлардан ва бошқа элементлардан ташкил топади.

Бошқариш қурилмаси арифметик-мантиқ қурилмаси ва бошқа элементларни бошқариш учун хизмат қилади. У хотирадан микропроцессорнинг элементига келадиган буйруқларни икки асосли сигналга айлантириб боради. Бошқариш қурилмаси синхронловчи сигнал генератори билан туташган бўлиб, буйруқларни вақт бўйича кетма-кет бажарилишини таъминлайди.

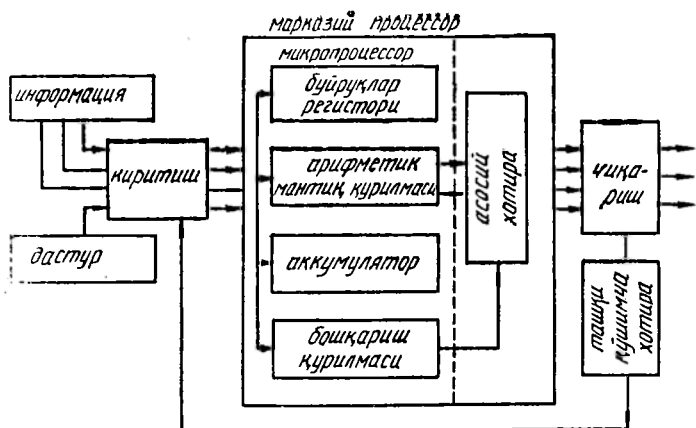
Ички регисторлар тўплами микропроцессорнинг ўта тез ишлайдиган хотирасини ташкил этади. У махсус ва умумий тартибда ишлайдиган регисторларга ажратилади. Махсус регисторга информация тўпловчи регистор, адреслар (манзил) регистори, ҳолатлар регистори ва бошқалар киради. Умумий тартибда ишлайдиган регистор дастурда кўрсатилган амалларни бажаришда ҳосил бўладиган оралиқ натижалар, адреслар ва буйруқларни хотирада вақтинча тутиб туриш учун хизмат қилади.

Регисторлар ўзаро ва бошқа қурилмалар билан шиналар ёрдамида туташтирилади. Шина микропроцессорнинг ички ва ташқи қурилмаларини туташтирувчи ўтказгичлар тўпламидир. Тўпламдаги ўтказгичлар сони бир вақтда узатиладиган информациянинг разрядига тенг бўлади.

Шиналар асосан уч турга ажратилади: информация шинаси, адреслар шинаси ва бошқариш шинаси. Қўп микро ЭҲМларда 16 разрядли адреслар бўлгани учун унинг шинаси 16 та симдан ташкил топади. Шунга ўхшаш бошқариш шинаси 4-8 та, информация шинаси 8—12 симдан ташкил топади.

Шиналар, асосан, икки йўналишли бўлади, чунки ҳар бир функционал қисмга сигнал ҳам киритилади, ҳам чиқариб олинади. Бу ишламаётган қурилманинг шинага таъсирини йўқотиш чораси кўрилиши кераклигини кўрсатади. Бунинг учун дешифраторлар ва махсус мословчи электрон калитлардан фойдаланилади. (ЭҲМларнинг фақат доимий хотира қурилмаларида бир томонлама йўналган шиналар ишлатилади).

Микропроцессорнинг ўзи мустақил қурилма сифатида ишлатилмайди. Унинг бир бутун қурилма сифатида ишлаши учун ташқи хотира қурилмаси, информацияни



7.38- расм. Микро ЭХМ нинг таркибий схемаси.

киритиш ва чиқариш қурилмаси, ток манбаи ва бошқалар зарур. Шунинг учун айtilган қурилмалар билан биргаликда микропроцессорлар системаси ишлаб чиқарилади. Уларнинг барчаси битта ёки бир нечта катта интеграл микросхема кристаллида бирлашган бўлади ва ва ташқи чоп этиш қурилмаси, дисплей каби қурилмалар билан туташтирилиши мумкин.

Микропроцессорлар системаси микро ЭХМ ларнинг негизини ташкил қилади. 7.38- расмда микро ЭХМнинг соддалаштирилган таркибий схемаси кўрсатилган.

Микропроцессорлар системаси дастурли бошқариладиган дастгоҳлар (станоклар)да, алоқа техникасида, ўлчаш техникасида ва бошқа жуда кўп фан ва хўжалик йўналишларида кенг қўлланилади.

АДАБИЕТЛАР

1. *Е. И. Манаев* — Основы радиоэлектроники, М., «Сов, Радио», 1985.
2. *А. П. Молчанов, П. Н. Занадворов* — Курс электротехники и радиотехники, М., «Наука», 1976.
3. *В. Н. Ушаков* — Основы радиоэлектроники и радиотехнических устройств. М., Высшая школа, 1976.
4. *И. П. Степаненко* — Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1977.
5. *В. Т. Долбня, И. И. Чикотило, В. Г. Ягун* — Электронные цепи непрерывного и импульсного действия. К. «ВИША шк». 1979.
6. *В. Ф. Баркан, В. К. Жданов* — Радиоприемные устройства. М., «Сов.» Радио, 1979.
7. *Г. В. Войшвилло* — Усилительные устройства. М., «Связь», 1975.
8. *А. Г. Морозов* — Электротехника, электроника и импульсная техника М., «Высшая школа», 1987.
9. *С. И. Баскаков* — Радиотехнические цепи и сигналы. М., «Высш. шк». 1988.
10. *Ю. С. Шинаков, Ю. М. Колодяжный* — Основы радиотехники, М., «Радио и связь», 1983.
11. *Л. З. Бобровников* — Радиотехника и электроника: «Недра», 1989.
12. *И. П. Жеребцов*. Основы электроники, «Энергоатомиздат», 1989.
13. *Б. С. Гершунский* — Основы электроники и микроэлектроники, М..
14. *Ю. А. Быстров, И. Г. Мироненко* — Электронные цепи и устройства, М., «Высш. школа», 1989.

МУНДАРИЖА

Сўз боши	3
Кириш	5
I боб. Сигналлар	8
II боб. Чизиқли занжирлар	20
III боб. Ярим ўтказгичли асбоблар	78
IV боб. Чизиқли бўлмаган пасив системалар	138
V боб. Актив чизиқли бўлмаган системалар	183
VI боб. Электр сигнали генераторлари	268
VII боб. Рақамли қурилмаларнинг асосий схемалари	313
Адабиётлар	367

ҲАБИБУЛЛО НЕЪМАТОВ

ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Издательство «Ўзбекистон» — 1993, 700129, Ташкент, Навои, 30

Кичик муҳаррир Ш. Соибназарова
Бадий муҳаррир Ж. Гурова
Техник муҳаррир А. Бахтиёр, Хўжамқулова М.
Мусаҳҳиҳ М. Ҳўлдошева

Теришга берилди 25.02.93. Босишга рухсат этилди 25.11.93. Қоғоз формати 84×108¹/₃₂. Босма қоғозга литературная гарнитурада юқори босма усулида босилди. Шартли босма т. 19,32. Нашр т. 17,86. 5000 нусхада чоп этилди. Буюртма № 458. Баҳоси шартнома асосида.

«Ўзбекистон» нашриёти, 700129, Тошкент, Навоий, 30. Нашр № 32-93.

Ўзбекистон Республикаси Давлат матбуот қўмитаси ижарадаги Тошкент полиграфия комбинатида босилди. 700129, Навоий кўчаси, 30.