

**ЎЗБЕКИСТОН АЛОҚА ВА
АХБОРОТЛАШТИРИШ АГЕНТЛИГИ
ТОШКЕНТ АХБОРОТ ТЕХНОЛОГИЯЛАРИ
УНИВЕРСИТЕТИ**

Жильцова О. А., Султанова М. О.

**Радиоалоқа қурилмалари ва тизимлари
кафедраси**

**КЕНГ ПОЛОСАЛИ КУЧАЙТИРУВЧИ
КАСКАДНИ ҲИСОБЛАШ
(Курс ишини бажариш бўйича услубий
маълумотнома)**

Тошкент – 2008

Кириш

Ушбу услубий маълумотнома курс ишларини бажаришда ва битирув малакавий ишларини ҳисоблашда транзисторлар асосидаги кўп каскадли кенг полосали кучайтирувчи қурилмаларни ҳисоблашда фойдаланиладиган маълумотномадир. Шунингдек, кенг полосали кучайтирувчи қурилмалар ҳисобидаги кетма-кетликлари, полоса ва охириги каскадларни ҳисоблаш услублари, ҳароратни стабиллаш занжирлари, паст частотали ва юқори частотали тузатиш занжирлари, ночизиқли бузилишларни ҳисоблаш ҳамда каскад схемаларини танлаш имкониятлари келтирилган.

КУРС ИШИНИ БАЖАРИШ УЧУН ТОПШИРИҚЛАР, БАЖАРИШ КЕТМА-КЕТЛИКЛАРИ, ТУШУНТИРИШ ҲАТЛАРНИНГ МУНДАРИЖАСИ

Курс ишини бажаришда гармоник сигналлар учун кўп каскадли кенг полосали транзисторли кучайтиргичнинг техник шартлари келтирилиб ўтилган.

Кучайтирувчи қурилмани ҳисоблаш топшириғи учун қуйидаги қийматлар берилган.

1. Кучайтирувчи қурилманинг вазифаси.
2. Чиқиш кучланишининг номинал — $U_{\text{чик}}$ (эффektiv) қиймати.
3. Юклама қаршилиги — $R_{\text{ю}}$.
4. Юклама сиғими — $C_{\text{ю}}$ (сиғимли юклама ҳоли учун кўрсатилган).
5. Кучайтириш коэффициентининг номинал қиймати — K .
6. Гармоника коэффициенти — $K_{\text{Г}}$ (кўрсатилмаслиги мумкин).
7. Иш диапазонининг чегаравий частоталари — $f_{\text{к}}$ ва $f_{\text{ю}}$.
8. Қуйи ва юқори иш частоталаридаги частота бузилишлар — $M_{\text{к}}$ ва $M_{\text{ю}}$, дБ.
9. Сигнал таъминотидаги ЭЮКнинг номинал қиймати $e_{\text{ман}}$ (Эффektiv қиймати) ёки кучайтиргичнинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти — K (агар K нинг қиймати берилмаган бўлса).
10. Сигнал таъминотининг ички қаршилиги — $R_{\text{ман}}$.
11. Атроф муҳит ҳароратининг чегаравий қийматлари $t_{\text{макс}}$ ва $t_{\text{мин}}$.
12. Таъминот манбаининг тури ва кучланиши — $E_{\text{ман}}$ ($E_{\text{ман}}$ катталиги берилмаслиги мумкин).

Кучайтирувчи қурилмани қуйидаги кетма-кетликда ҳисоблаш тавсия этилади:

1. Кучайтирувчи қурилманинг дастлабки ҳисоби.

2. Кучайтиручи қурилманинг чиқиш каскадидан бошлаб каскадларини алоҳида электр ҳисоблаш.
 3. Кучайтиручи қурилманинг асосий кўрсаткичларини ҳисоблаш:
 - Кучайтириш коэффиценти;
 - Кириш қаршилиги;
 - Гармоника коэффиценти (талаб қилинган бўлса);
 - f_k ва $f_{ю}$ частоталардаги натижали частотавий бузилиш коэффицентлари – M_k ва $M_{ю}$.
 - Кучайтирувчи қурилма биринчи каскадининг киришдаги сигнал кучланиши $U_{кир1}$.
 4. Берилган қийматларни ва ҳисоблашларнинг натижаларини таққослаш жадвалини тузиш:
 $U_{чик}$, M_k , $M_{ю}$, K (ёки $e_{ман}$ $U_{кир1}$).
- Юқорида келтирилган бандлар тушунтириш ҳатида келтирилиши зарур. Бундан ташқари, тушунтириш ҳатига кучайтирувчи қурилманинг элементлар номлари билан бирга унинг тўлиқ принципал схемаси, мундарижаси ва қўлланиладиган адабиётлар рўйхати киритилиши зарур. Ҳар бир бўлимдаги матнларда, мазкур бўлим учун мос схемани келтириш зарур. Барча хусусий схемаларнинг элементлари учун ҳисоблашларда келтирилганига мос равишда белгилашлар бўлиши керак. Каскадларни ҳисоблашлар бўйича унинг барча диаграммалари, графиклари ва характеристикалари келтирилиши зарур. Кучайтирувчи қурилманинг тўлиқ принципал схемаси давлат стандарти бўйича бажарилиши керак.

1. КЕНГ ПОЛОСАЛИ КУЧАЙТИРУВЧИ ҚУРИЛМАНИ ДАСТЛАБКИ ҲИСОБЛАШ

1.1. Дастлабки ҳисоблашнинг таркиби

Кенг полосали кучайтиргич (КПК) каскадлари тузилиш схемасида жойлашишига қараб учта турга бўлинади: кириш каскади, оралиқ каскадлар ва чиқиш (охирги) каскад. Кириш ва полоса каскадларини вазифаларига қараб кўпинча дастлабки кучайтириш каскадлари дейилади.



2.1. Расм. Кўп каскадли КПКнинг тузилиш схемаси.

Кенг полосали кучайтиргични ҳисоблаш дастлабки ҳисоблашдан бошланиб қуйидагиларни ўз ичига олиши керак:

- Каскадларнинг схемаларини танлаш (кириш, полоса ва чиқиш);
- Керакли бўлган полоса каскадларнинг зарур бўладиган сонини аниқлаш (агар умумий каскадлар сони берилмаган бўлса);
- Ҳисобланаётган КПКнинг тузилиш ва тахминий принципиал схемасини тузиш.

1.2. Кенг полосали кучайтиргичнинг каскадлари схемасини танлаш

Чиқиш каскадининг принципиал схемасини танлаш, чиқиш сигналининг параметрларига ва юкламага боғлиқ бўлади. Қуйида чиқиш каскади схемаларини танлаш учун баъзи кўрсатмалар келтирилган. Носимметрик юкламада чиқиш каскади (масалан, кинескоп модулятори) носимметрик чиқишга эга бўлиши зарур. Кичик юклама сиғими билан шунтланган юқори қаршиликли юкламада ($R_{\text{ю}} \gg 100 \text{ кОм}$), чиқиш каскади осойишталик токини эмиттерли стабиллашга эга бўлган УЭ схема бўйича бажарилади. Агар кучайтиргич ўтказиш оралиғига оширилган талаблар қўйилмаса ($f_{\text{ю}} \ll 6 \text{ МГц}$), каскадда ЮЧ тузатиш элементларини қўлламасдан кенг полосали транзистор қўллаш ва коллектордаги таъминот занжирининг юклама қаршилигини камайтирилиши натижасида талаб этилган ўтказиш оралиғи таъминланади. Бундай каскаднинг камчилиги, унинг юклама қаршилиги кичик бўлганлиги сабабли ФИК кичик ($3 \dots 5\%$) бўлишидадир. $f_{\text{ю}} > 6 \text{ МГц}$ да оддий ёки мураккаб индуктив ЮЧ тузатишларни (4.1. расм) қўллаш мақсадга мувофиқ бўлади. Мураккаб ЮЧ тузатишни қўллаш, оддий ЮЧ тузатиш қўлланишидан кўра юқорироқ ФИКни таъминлайди, лекин уни созлаш ҳам мураккаблашишини ҳисобга олиш керак.

Юклама қаршилиги кичик бўлганда (масалан, кабель) охириги каскад эмиттер қайтаргич схемаси бўйича бажарилади. Кабель транзисторнинг эмиттерига ажратувчи конденсатор орқали уланади. Бундай каскадни ҳисоблаш [6]да келтирилган. Юқорироқ ФИКига кетма кет бошқарувчилик икки тактли эмиттер қайтаргич схемасига (6.1. расм) эга.

Носимметрик чиқишли ва кичик юкламага эга бўлган чиқиш каскадларининг ФИКини сезиларли ошириш В режимда ишлайдиган таркибий транзисторлардаги

трансформаторсиз икки тактли каскадли схемани қўллаш орқали ($\geq 50\%$) мумкин бўлади. Бундай мураккаб эмиттер қайтаргичнинг ўтказиш оралиғи кенг полосали транзисторларни ва уларнинг уланиш схемасини танлаш орқали таъминланади. Бундай каскадлар ҳисоблаш [6]да келтирилган.

Агар симметрик юклама (масалан, электрон-нурли трубканинг оғдирувчи пластинкалари) бўлса, чиқиш каскадини резисторли икки тактли схема (7.1. расм) ёки инверс схема бўйича қуриш мумкин. Параллел қўзғатишли резисторли икки тактли схемани танлаш дастлабки каскад сифатида фазани инверсловчи схемани қўллашни талаб қилади. Чиқиш каскади сифатида резисторли фазали инверсловчи схемани қўллаш мумкин. Бу ҳолда, кенг ўтказиш оралиғига эга бўлган, руҳсат этилган даражада асимметрияли ва кучланишни кучайишини таъминлайдиган эмиттерли алоқага эга бўлган фазали инверсловчи каскадни (7.2. расм) қўллаш самаралироқ бўлади.. Эмиттер алоқага эга бўлган фазали инверсловчи каскаддан фарқли равишда бўлинган юкламали фазани инверсловчи каскад кенг ўтказиш оралиғига эга бўлган ҳолда елкаларнинг катта асимметриясига эга ва кучланишни кучайтиришга йўл қўймайди. Бундай каскадни ҳисоблаш [6]да келтирилган.

Оралик каскад сифатида одатда, осойишталик токини эмиттерли стабиллашли ва эмиттерли ЮЧ тузатишга эга бўлган умумий эмиттерли (УЭ) резисторли каскадлар қўлланилади (10.1). Зарурат туғилганда полоса каскад схемасига паст частотали (ПЧ) тузатиш занжирини киритиш мумкин. Дастлабки кучайтириш каскадларининг сонини аниқлаш [4]да келтирилган.

Кириш каскадининг схемаси сигнал таъминотининг ички қаршилигининг қиймати $R_{ман}$ орқали аниқланади. Кириш каскади схемасини қуйидаги кўрсатмаларга биноан танлаш мумкин:

- $R_{\text{ман}} \leq 2 \text{ кОмда}$, УЭли ва эмиттерли ЮЧ тузатишга эга бўлган схема;
- $2 \text{ кОм} \leq R_{\text{ман}} \leq 10 \text{ кОм}$ бўлганда, УКли (эмиттер қайтаргич) схема;
- $R_{\text{ман}} \geq 10 \text{ кОм}$ бўлганда, истокли қайтаргич [6].

1.3. Каскадлардаги рухсат этилган частотавий бузилишлар

Паст частоталардаги частотавий бузилишлар ажратувчи сиғим C_a ва эмиттерли стабиллаш занжиридаги сиғим C_z таъсири орқали киритилади. Бу элементларни ҳисоблашда куйидаги рухсат этилган частотавий бузилиш коэффицентларини қўллаш мумкин:

- C_a сиғими таъсири орқали киритиладиган частотавий бузилиш коэффиценти, $M_{\kappa.a.} = 1,03 \dots 1,04$;
- C_z сиғими таъсири орқали киритиладиган частотавий бузилиш коэффиценти, $M_{\kappa.z.} = 1,03 \dots 1,05$.

Юқори частоталарда частотавий бузилишлар асосан каскаднинг кириш динамик сиғими орқали киритилади. Эмиттер қайтаргич учун кириш занжири орқали киритиладиган частотавий бузилиш коэффицентининг кийматини $M_{\kappa.э\kappa} = 1,06$ деб олиш мумкин. Қайтаргичнинг чиқиш занжири эса частотавий бузилишни умуман киритмайди, деб ҳисоблаш мумкин. Бошқа турдаги каскадларига кириш ва чиқиш занжирлари томонидан киритилаётган бузилишлар кейинги бўлимда кўрсатилган формулалар бўйича аниқланади. ЮЧ тузатиш занжирини киритаётганда шуни назарда тутиш керакки, чиқиш каскадидаги индуктив ЮЧ тузатиш ЮЧ соҳасида чиқиш занжирида ўзи киритадиган бузилишларни компенсациялайди. Каскаднинг кириш занжири орқали

киритиладиган бузилишларни, схеманинг олдинги каскадига эмиттерли ЮЧ тузатиш киритиш орқали компенсациялайди.

2. КЕНГ ПОЛОСАЛИ КУЧАЙТИРГИЧНИНГ ЧИҚИШ КАСКАДИНИ ЭЛЕКТР ҲИСОБЛАШ УЧУН УМУМИЙ КЎРСАТМАЛАР

2.1. Чикиш каскадининг вазифаси, ҳисоблашнинг таркиби

Кенг полосали кучайтиргичнинг чиқиш каскади ташқи юкламада бузилиш руҳсат этилган даражада бўлганда, талаб этилаётган сигнал сатҳини Учиқ олишни таъминлаши керак.

Каскадни ҳисоблаш учун берилган қийматлари куйидагилар ҳисобланади: Учик, Рю, Сю (агар юклама сиғимли бўлса), f_k , $f_{ю}$, Мқк, Мюк, Кг, Ем (агар Кг ва Ем берилган бўлса).

Мқк қиймат каскаднинг схемасига боғлиқ ва 2.3. бўлимдаги кўрсатмаларга асосан, куйи частота соҳасига унинг элементлари орқали киритилаётган частотавий бузилиш коэффицентларининг руҳсат этилган қийматларини кўпайтириш орқали аниқланади. Мюк нинг қийматини эса кучайтиргич учун берилган, частотавий бузилишнинг руҳсат этилган қийматининг ярмига тенг, деб қабул қилса бўлади: $Мюк = 0,5 Мю$.

Чикиш каскадини ҳисоблаш куйидаги босқичларни ўз ичига олиши керак:

- транзистор турини ва ишлаш режимини танлаш;
- транзистор коллектори таъминот занжиридаги юклама қаршилигини ҳисоблаш;
- ЮЧ тузатиш занжирини ҳисоблаш;
- каскаднинг асосий энергетик кўрсаткичларини ҳисоблаш: K , $P_{\sim}$, P_0 , η ;
- каскаднинг кириш қаршилигини ҳисоблаш $R_{кирк}$;
- таъминот манбаи ва стабиллаш занжирларини ҳисоблаш;

- $K_{гн}$ ни ҳисоблаш (агар $K_{г}$ нинг қиймати берилмаган бўлса);

- таъминот манбаининг зарур кучланишини ҳисоблаш (агар $E_{м}$ нинг қиймати берилмаган бўлса).

Қуйида кенг полосали каскадларнинг баъзи турларини ҳисоблаш усуллари келтирилган.

2.2. Охириги каскаднинг транзисторини танлашга кўрсатмалар

Кенг полосали кучайтиргичларнинг каскадларидаги транзисторлар қуйидаги шартлар бўйича маълумотномадан танланади.

1. УЭли схема учун чегаравий частота $f_{чег} \geq 10f_{ю}$ шarti бажарилиши керак, бу ерда $f_{чег}$ – транзисторлар бўйича маълумотномаларда келтирилган УЭ схемаси учун транзисторнинг чегаравий частотаси.

Агарда маълумотномаларда УБ схемаси учун чегаравий частотасининг қиймати кўрсатилган бўлса f_{h2I6} , у ҳолда $f_{чег} = f_{h2I6} / m$ бўлади, бу ерда дрейфли транзисторлар учун $m = 1,6$ ёки дрейфсиз учун $m = 1,2$.

Агар ЮЧ фю да, ток бўйича узатиш коэффицентининг модуль қиймати $/h_{2I3}/$ кўрсатилса, у ҳолда $f_{чег} = /h_{2I3}/f_{ю}$ бўлади.

2. Транзисторнинг коллектор-эмиттеридаги максимал рухсат этилган кучланиши $U_{к.макс} \geq 2,5 U_{чикт}$ шартга мос келиши керак, бу ерда $U_{чикт}$ – чиқиш кучланишининг амплитудаси; $U_{чикт} = 1.41 U_{чик}$.

3. Транзистор коллекторининг максимал рухсат этилган токи

$I_{к.макс} \geq 2 I_{к0}$ (3.1), шартни қаноатлантириши керак, бу ерда $I_{к0}$ осойишталик нуқтасидаги коллектор токи, у (4.3) формула бўйича аниқланади.

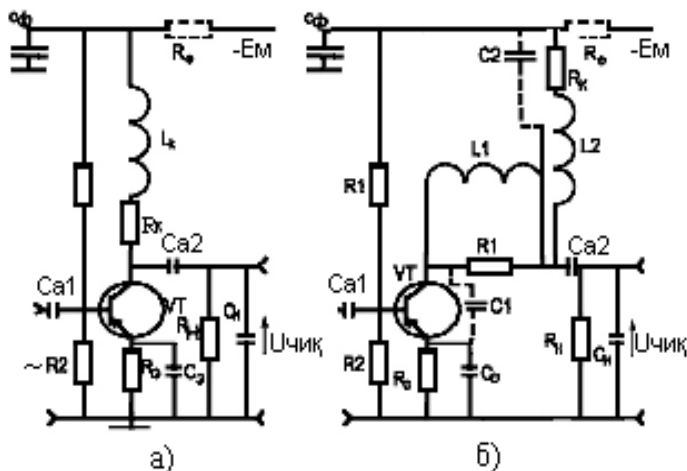
$f_{\text{ЧЕГ}}$, $U_{\text{КЭ.МАКС}}$, $I_{\text{К.МАКС}}$ нинг қийматлари транзисторнинг паспорт маълумотларида келтирилган.

Танланган транзистор учун маълумотномадан кейинги ҳисоблашлар учун зарур бўладиган параметрлар ёзиб олинади:

- ток бўйича узатиш коэффициентининг максимал ва минимал қийматлари $h_{2ГЭ.МАКС}$, $h_{2ГЭ.МИН}$;
- базадаги хажмий қаршилиқ r_b ;
- коллектор ўтиш сифими S_k ;
- токни кучайтиришнинг чегаравий частотаси $f_{\text{ЧЕГ}}$.

3. УМУМИЙ ЭМИТТЕРЛИ, ЮҚОРИ ҚАРШИЛИКЛИ ЮКЛАМАЛИ ВА ПАРАЛЛЕЛ ЮЧ ТУЗАТИШЛИ ЧИҚИШ КАСКАДИ

Каскаднинг принцинал схемаси 4.1. расмда кўрсатилган [2, 228 бет]



УЭ резисторли каскадининг принцинал схемаси 4.1.:

- а) оддий параллелли ЮЧ тузатиш,
- б) мураккаб ЮЧ тузатиш.

Каскадни қуйидаги кетма кетликда ҳисоблаш мумкин.

1. Коллекторнинг таъминот занжиридаги юклама қаршилигининг тахминий қиймати аниқланади.

$$R_K = X_{Ю}/(2\pi f_{Ю}C_O), \quad (4.1)$$

бу ерда C_O – каскаднинг чиқиш сиғими ва у қуйидагига

тенг

$$C_O = C_K + C_M + C_H \approx C_M + C_H,$$

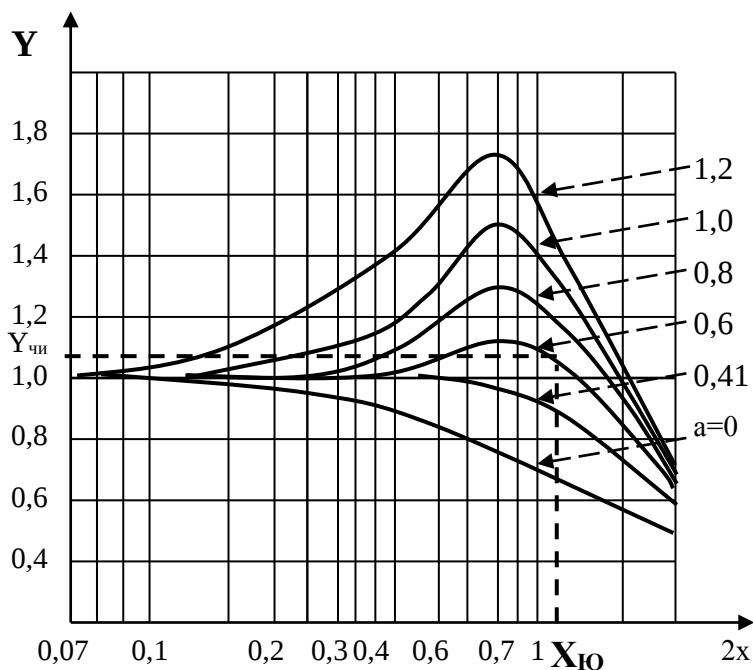
C_K – транзисторнинг коллектор ўтишидаги сиғими,

C_M – монтаж сиғими, $C_M = 5 \dots 7$ пФ,

$X_B - Y_{BK} = I/M_{BK}$ нинг қиймати учун 4.2. расмдаги график орқали топилган нормаллаштирилган частота [2, с.230].

$X_{Ю}$ катталиқ 4.2. расмда кўрсатилганидек, характеристика орқали аниқланади. Бунда ЮЧ соҳадаги частотавий характеристиканинг керакли шаклда бўлганда, ЮЧ тузатиш коэффициентининг қийматига «а» мос тушади. R_K нинг қаршилигини ошириш мақсадида ушбу нуқтани характеристиканинг энг баланд нуқтасига нисбатан ўнг томондан танлаш зарур.

R_K нинг қиймати давлат стандарти бўйича танланади.



4.2. расм. Параллел ЮЧ тузатишли каскаднинг меъёрлаштирилган частотавий характеристикалари.

2. Транзисторнинг иш режими ҳисобланади. Унинг учун қуйидаги катталикларни аниқлаш зарур:

- чиқиш токининг амплитудавий қиймати қуйидагича ҳисобланади

$$I_{km} = U_{чикм}/R_{H\sim}, \quad (4.2)$$

бу ерда $U_{чикм}$ (3.1) формула бўйича аниқланади

$R_{Ю\sim}$ – юкламанинг ўзгарувчан ток бўйича эквивалент қаршилиги,

$$R_{Ю\sim} = R_K R_{Ю}/(R_K + R_{Ю}) \approx R_K \quad (R_{Ю} \gg R_K \text{ учун});$$

- осойишталик нуктасидаги коллектор токи қуйидагича ҳисобланади

$$I_{KO} = (1, 2 \dots 1, 3) I_{km} \quad (4.3)$$

- осойишталик нуктасидаги кучланиш қуйидагича ҳисобланади

$$U_{KO} = 1, 2 U_{чикм} \quad (4.4)$$

3. 3.2. бўлимдаги кўрсатмага асосан транзистор танланади, унинг зарур қуйидаги параметрлари маълумотномадан ёзиб олинади: $h_{21э.макс}$, $h_{21э.мин}$, $r'_б$, C_K , $f_{чег}$.

4. $C_O = C_K + C_M + C_H$ нинг қиймати учун (4.1) формула бўйича R_K қаршилиги аниқлаб олинади. R_K нинг қиймати давлат стандарти бўйича танланади.

5. Тузатувчи L_K индуктивлик қуйидагича аниқланади

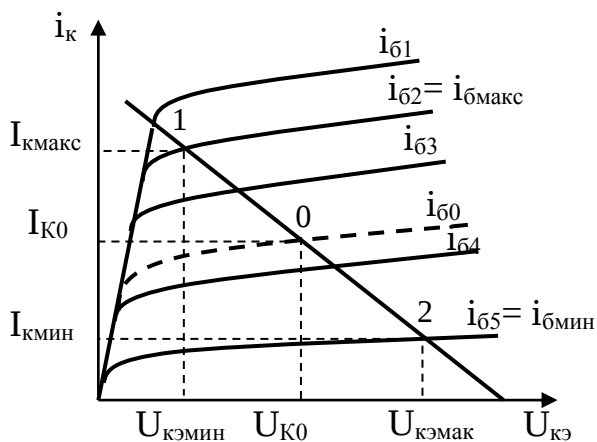
$$L_K = a \cdot C_O \cdot R_K^2, \quad (4.5)$$

бу ерда a – ЮЧ тузатиш коэффиценти, 4.2. расмдаги график орқали аниқланади

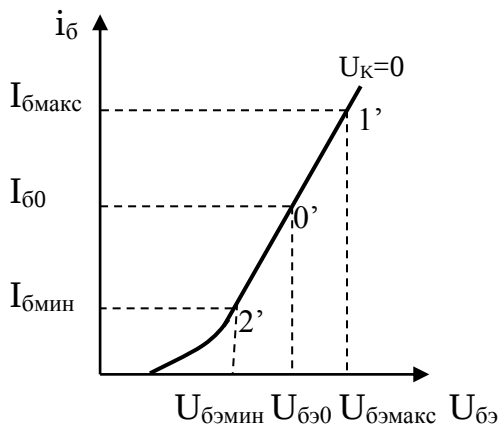
Баъзи ҳолатларда ($f \leq 6$ МГц бўлганда) индуктив ЮЧ тузатишни ишлатмаслик мумкин. Бунда R_K қаршилик $f_{Ю}$ частотада каскаднинг чиқиш занжири томонидан киритилаётган руҳсат этилган частотавий бузилишларини таъминлаш шарти орқали қуйидагича ҳисобланади:

$$R_K = \frac{\sqrt{M_{BK}^2 - 1}}{2\pi f_{IO} C_O} \quad (4.6)$$

6. Каскаднинг энергетик кўрсаткичларни ҳисоблашда кириш ва чиқишнинг динамик характеристикалари чизилади. Ўзгарувчан ток учун (4.3. расм) [2, 126 бет].



а)



б)

4.3. расм. Чиқиш каскадининг чиқиш (а) ва кириш (б) динамик характеристикалари.

4.3. расм графигидаги юклама чизиғи осойишталик нуқтаси «0» ва абсцисса ўқида ётувчи кучланиши $U_K = U_{KO} + I_{KO} \cdot R_{\Sigma} \approx U_{KO} + I_{KO} \cdot R_K$ бўлган нуқта орқали ўтади.

$U_K \neq 0$ учун кириш динамик характеристикаси киришнинг статик характеристикаси билан мос тушади.

Юклама чизиғида (4.3.а расм) иш оралиғи соҳасининг чегаралари бўлган «1» ва «2» нуқталар аниқланади. Бу нуқталарда кучланиш қуйидаги қийматларга тенг бўлади:

$$U_{K\text{-мин}} = U_{KO} - U_{\text{чикт}} \quad (\text{«1» нуқта})$$

$$U_{K\text{-макс}} = U_{KO} + U_{\text{чикт}} \quad (\text{«2» нуқта})$$

Бу нуқталарда 4.3.а ва 4.3.б расмдаги графикларда кўрсатилганидек $I_{\delta\text{-макс}}$, $I_{\delta\text{-мин}}$, $U_{\text{бэ-макс}}$, $U_{\text{бэ-мин}}$ катталиклар аниқланади. Осойишталик нуқтасида $I_{\delta 0}$ силжиш токи ва $U_{\text{бэ}0}$ силжиш кучланиши аниқланади.

7. Каскаднинг асосий параметрлари ва кўрсаткичларини ҳисобланади:

- кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти қуйидагича ҳисобланади

$$K = U_{\text{чикм}} / U_{\text{бм}} \quad (4.7)$$

бу ерда $U_{\text{бм}}$ – кириш кучланишининг амплитудаси қуйидагича ҳисобланади

$$U_{\text{бм}} = (U_{\text{бэ.макс}} - U_{\text{бэ.мин}}) / 2 \quad (4.8)$$

- ток бўйича кучайтириш коэффициенти қуйидагича ҳисобланади

$$K_T = I_{\text{км}} / I_{\text{бм}}, \quad (4.9)$$

- бу ерда $I_{\text{км}}$ – чиқиш токининг амплитудаси қуйидагича ҳисобланади

$$I_{\text{км}} = (I_{\text{к.макс}} - I_{\text{к.мин}}) / 2 \quad (4.10)$$

- кириш токининг амплитудаси қуйидагича ҳисобланади

$$I_{\text{бм}} = (I_{\text{б.макс}} - I_{\text{б.мин}}) / 2 \quad (4.11)$$

- қувват бўйича кучайтириш коэффициенти қуйидагича ҳисобланади

$$K_M = K \cdot K_T; \quad (4.12)$$

- транзисторнинг кириш қаршилиги қуйидагича ҳисобланади

$$R_{\text{кир.э}} = U_{\text{бм}} / I_{\text{бм}}; \quad (4.13)$$

- транзистор чиқиш занжирининг ФИКи қуйидагича ҳисобланади

$$\eta = 0,5 \cdot \psi \xi, \quad (4.14)$$

бу ерда ψ – коллектор токидан фойдаланиш коэффициенти қуйидагича ҳисобланади

$$\psi = I_{\text{км}} / I_{\text{ко}},$$

ξ – коллектор кучланишидан фойдаланиш коэффициенти қуйидагича ҳисобланади

$$\xi = U_{\text{км}} / U_{\text{ко}},$$

8. Эмиттерли стабиллаш занжиридаги қаршилиқ қуйидагича ҳисобланади.

$$R_{\Sigma} = \Delta U_{\Sigma} / I_{\Sigma 0} \approx \Delta U_{\Sigma} / I_{K0}, \quad (4.15)$$

бу ерда ΔU_{Σ} – R_{Σ} даги руҳсат этилган кучланишнинг пасайиши қуйидагича ҳисобланади

$$\Delta U_{\Sigma} = (0,1 \dots 0,2) \cdot U_{K0},$$

9. Таминот таъминотининг керакли кучланиши аниқланади.

$$E_M = U_{K0} + I_{K0}(R_K + R_{\Sigma}) \quad (4.16)$$

E_M нинг қиймати бутун сонгача яхлитланади.

10. Кучланиш бўлгичининг R_1 , R_2 қаршилиқлари (4.1. расм) қуйидагича ҳисобланади.

$$R_2 = (U_{\Sigma 0} + \Delta U_{\Sigma}) / I_{B\dot{U}L}, \quad (4.17)$$

где $I_{B\dot{U}L}$ – бўлгич токи, $I_{B\dot{U}L} = 10 I_{B0}$,

R_2 нинг қиймати давлат стандарти бўйича танланади.

$$R_1 = (E_M / I_{B\dot{U}L}) - R_2 \quad (4.18)$$

R_1 нинг қиймати давлат стандарти бўйича танланади.

11. Зарур бўлганда сўндирувчи $C_{\Phi} R_{\Phi}$ филтр қуйидагича ҳисобланади (агар E_M берилган ва унинг қиймати E_M нинг (4.16) формула орқали ҳисобланган қийматидан катта бўлса).

$$R_{\Phi} = \Delta U_{\Phi} / I_{\Phi} = (E_M - E'_M) / I_{\Phi}, \quad (4.19)$$

бу ерда E'_M – (4.16) формула бўйича топилган E_M нинг қиймати,

I_{Φ} - R_{Φ} қаршилиги орқали оқиб ўтадиган ўзгармас тоқлар йиғиндисига тенг бўлган филтр токи.

Филтрнинг сиғими қуйидагича ҳисобланади

$$C_{\Phi} \geq 10 / (2f_K \cdot R_{\Phi}). \quad (4.20)$$

R_{Φ} , C_{Φ} қийматлари давлат стандарти бўйича танланади.

12. ПЧ соҳасига частотавий бузилишлар киритаётган схеманинг реактив элементлари қуйидагича ҳисобланади:

$$C_{A2} = \frac{1}{2\pi f_{II}(R_K + R_{II})\sqrt{M_{IIA}^2 - 1}} \quad (4.21)$$

$$C_{\Sigma} = [0,159/(f_{II} \cdot R_{\Sigma})] \sqrt{\frac{(1 + S_{\Sigma C} \cdot R_{\Sigma})^2 - M_{II\Sigma}^2}{M_{II\Sigma}^2 - 1}} \quad (4.22)$$

бу ерда $M_{II\Pi}$, $M_{II\Sigma}$ – f_{II} паст частотадаги C_{A2} и C_{Σ} сиғимлари томонидан киритилаётган частотавий бузилишларнинг руҳсат этилган қиймати. $M_{II\Pi}$, $M_{II\Sigma}$ ларнинг қийматлари 2.3. бўлимдаги кўрсатмаларга асосан танланади.

$S_{\Sigma C}$ – эмиттер занжиридаги токнинг эгрилиги куйидагича ҳисобланади:

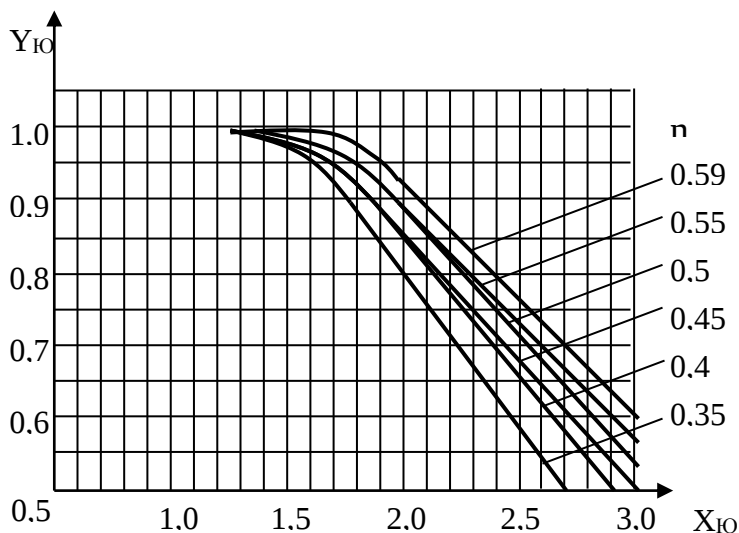
$$S_{\Sigma C} = (I + h_{21\Sigma}) / (R_{\text{кир.}\Sigma} + R_{\text{ман}}), \quad (4.23)$$

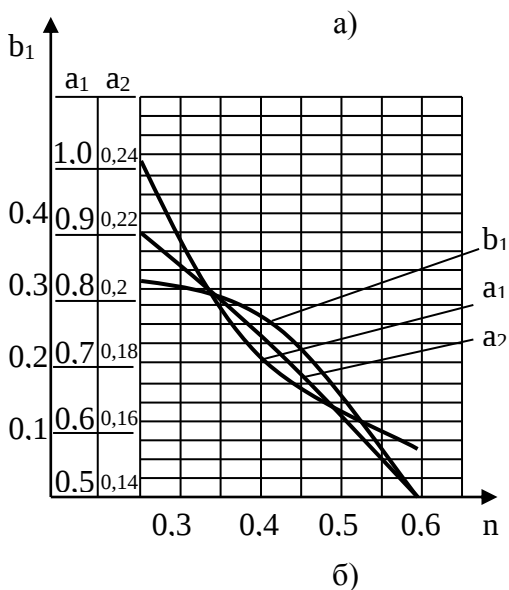
$R_{\text{ман}}$ – чиқиш каскади учун таъминот сигналининг қаршилиги. C_A , C_{Σ} ларнинг қийматлари давлат стандарти бўйича танланади.

5. МУРАККАБ ЮЧ ТУЗАТИШЛИ ЧИҚИШ КАСКАДИНИ ҲИСОБЛАШ АФЗАЛЛИКЛАРИ

Мураккаб ЮЧ тузатишли каскаднинг принципиал схемаси 4.1.6 расмда кўрсатилган. $L1$, $L2$ индуктивликлар параллел кетма-кет ёки мураккаб ЮЧ тузатишнинг элементларидир. Бундай тузатишни қўллаш R_k қаршилигини 4.1.а расмда кўрсатилган схемадаги қийматига нисбатан ошириш имконини беради ва бу билан ўрта частоталарда каскаддаги кучайтиришни ва каскаднинг ФИКини оширади. $L1$ индуктивлиги каскадни юклайдиган C_o сигимини иккита $C1$ ва $C2$ ташкил этувчилари бўлади. Бу сигимлар $L1$ ва $L2$ индуктивликлар шунингдек, мос актив қаршиликлар билан бирга резонанс тизимни ҳосил қилади. Бунда ЮЧ соҳада каскаднинг АЧХсини кўтарилиши таъминланади.

Мураккаб ЮЧ тузатишли каскадни, фақат ЮЧ тузатиш занжиридаги R_k , $R1$, $L1$, $L2$ элементларни ҳисоблашдан ташқари оддий ЮЧ тузатиш каскадини ҳисоблаш услубида амалга ошириш мумкин. Бу элементлар 5.1.а ва 5.1.6 расмдаги графиклар ёрдамида аниқланади [2, 233 бет].





5.1. расм. Мураккаб ЮЧ тузатишли резистор каскадининг умумлашган частотавий характеристикалари (а), мураккаб ЮЧ тузатишли резисторли каскадларнинг ҳисоблаш коэффициентларини аниқлаш учун графиклар (б).

1. Сиғимлар C_1 ва C_2 қуйидагича ҳисобланади.
 $C_1 = C_K + 0,5 C_M$; $C_2 = C_{Ю} + 0,5 C_M$.,
бу ерда C_M – монтаж сиғими, $C_M = 5 \dots 7$ пФ.
2. Коэффициент n қуйидагича ҳисобланади.
 $n = C_1 / (C_1 + C_2)$

5.1.а расмдаги графикдан кўриниб турибдики, $n=0,59$ қийматда каскаднинг АЧХси энг катта кучайтириш оралиғига эга бўлади. Агар $n > 0,59$ бўлса, у ҳолда $R_{Ю}$ юкламага параллел қўшимча $C'_{Ю}$ сиғимини улаш керак бўлади, бу билан

C_0 нинг қиймати $C_0 = C_1/p = C_1/0,59$ гача ошади. Бунда қўшимча сиғим $C'_{Ю} = C_0 - C_{Ю}$ га тенг бўлади.

3. R_K қаршилик қуйидагича ҳисобланади.

$$R_K = X_{Ю} / (2\pi f_{Ю} \cdot C_0).$$

(мисол сифатида 5.1.а расмдаги графикда $Y_{BK}=1/M_{BK}=0.95$ и $p=0.59$ бўлганда Хюнинг жойлашиши кўрсатилган). R_K катталиги давлат стандарти бўйича танланади.

4. 5.1.б расмдаги график бўйича p -нинг талаб этилган қиймати учун ЮЧ тузатиш a_1 , a_2 , b_1 коэффициентлари аниқланади.

5. L_1 индуктивликни шунтлайдиган R_1 қаршилик қуйидагича ҳисобланади.

$$R_1 = X_{Ю} / (2\pi f_{Ю} \cdot C_0 \cdot b_1)$$

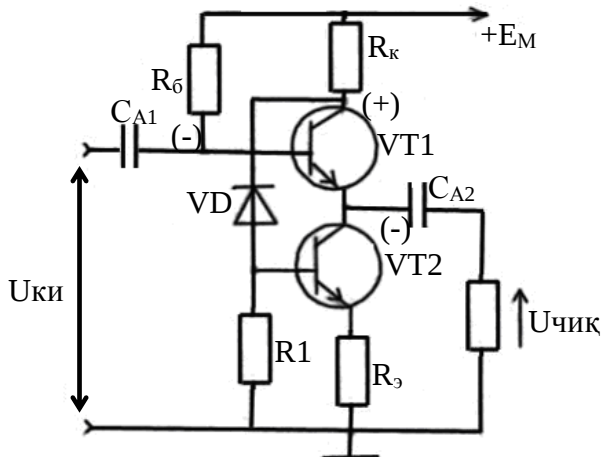
R_1 нинг қиймати давлат стандарти бўйича танланади.

6. Кетма кет ЮЧ тузатишнинг индуктивлиги L_1 ва параллел ЮЧ тузатишнинг индуктивлиги L_2 қуйидагича ҳисобланади:

$$L_1 = a_1 \cdot C_0 \cdot R_K^2, \quad L_2 = a_2 \cdot C_0 \cdot R_K^2.$$

6. КЕТМА КЕТ БОШҚАРАДИГАН ИККИ ТАКТЛИ ЭМИТТЕР ҚАЙТАРГИЧ

Каскаднинг принципал схемаси 6.1. расмда кўрсатилган [2, 251 бет]. Каскад ишлашининг хос хусусияти транзисторларни кетма-кет бошқариш (қўзғатиши) ҳисобланади. Бунда кириш кучланиши УКли схемада уланган VT1 бошқариш транзисторига берилади. VT1 коллекторидаги инверсланган кучланиш VD1 стабилитрон орқали УЭли схема бўйича уланган VT2 транзисторининг базасига берилади, натижада транзисторлар қарама-қарши фазаларда ишлайди. VT1 ва VT2 транзисторлар бир ҳил турда бўлиб, иккаласи ҳам А режимда ишлайди. Бу схеманинг оддий эмиттер қайтаргич схемасидан афзаллиги унинг ФИКининг юқорилигидадир, чунки VT1 ва VT2 транзисторларининг чиқиш токлари $R_{\text{ю}}$ юклама қаршилиги орқали бир томонлама оқиб ўтиб йиғилади, бу юкламада ҳосил бўлаётган сигнал қуввати ва каскаднинг ФИКини ошишига олиб келади.



6.1. расм. Кетма кет бошқарадиган икки тактли эмиттер қайтаргичининг принципал схемаси.

Каскадни куйидаги кетма-кетликда ҳисоблаш мумкин.

1. Ҳар бир транзистор бераётган чиқиш токининг амплитудаси куйидагича аниқланади:

$$I_{km1}=I_{km2}=I_{km}=(1,41U_{чик})/R_{Ю}.$$

2. Ҳар бир транзистор учун осойишталик нуқтасидаги коллектор токи $I_{KO}=I_{KO1}=I_{KO2}=(1,3...1,5)I_{km}$ формула орқали аниқланади.

3. 3.2. бўлимдаги кўрсатмалар бўйича VT1 ва VT2 транзисторлари маълумотномадан танланади ва унинг $h_{2ГЭ.МАКС}$, $h_{2ГЭ.МИН}$, $г'б$ параметрлари ёзиб олинади.

4. Эмиттерли стабиллаш занжиридаги $R_э$ қаршилиқ куйидагича аниқланади:

$$R_э \approx \Delta U_э / I_{KO},$$

бу ерда $\Delta U_э$ – $R_э$ қаршилигидаги кучланишнинг руҳсат этилган пасайиши, $\Delta U_э = (0,1...0,2)U_{чик}$

5. Икки тактли схеманинг елкаларини симметриялашуви шартига кўра R_K қаршилиги куйидагича аниқланади [4].

$$R_K = (1/Y_{2ГЭ}) + R_э,$$

бу ерда $Y_{2ГЭ}$ – VT1 и VT2 транзисторларининг тўғридан тўғри ўтказувчанлиги

$$Y_{2ГЭ} = h_{2ГЭ}/h_{11Э},$$

$h_{11Э}$ – УЭ транзисторнинг кириш қаршилиги,

$$h_{11Э} = r_б + [(0,026/I_{KO(A)})] \cdot (1 + h_{2ГЭ}).$$

$$h_{2ГЭ} = \sqrt{h_{2ГЭ1ЭМА} \cdot h_{2ГЭ1ЭМ}}$$

R_K қаршилиги давлат стандарти бўйича танланади.

6. VT1 транзисторининг осойишталик нуқтасидаги кучланиш $U_{KO1}=1,2U_{чикm1}$, тенг деб олинади.

бу ерда $U_{ВЫХm1}$ - VT1 транзисторининг чиқиш кучланиши амплитудаси қиймати $U_{чикm1}=I_{km} \cdot (R_{Ю}+R_K)$.

7. VT1 транзисторининг чиқиш ва кириш динамик характеристикалари чизилади (4 бўлимнинг 6 пунктига қаранг, бу ерда $R_{Ю\sim} = R_K + R_{Ю}$, $U_{чикm}=U_{чикm1}$). Бу

графиклар ёрдамида $I_{\text{б01}}$, $U_{\text{б01}}$, $I_{\text{бм}}$ (4.11), $U_{\text{бм}}$ (4.8), $K_{\text{ОЭ}}$ (4.7) ларнинг қийматлари аниқланади.

8. УКли схемаси бўйича уланган VT1 транзисторининг кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти қуйидагича ҳисобланади $K_{\text{ОК}} = K_{\text{ОЭ}} / (1 + K_{\text{ОЭ}})$.
9. VT1 транзистори киришдаги кучланишнинг зарур бўладиган амплитуда қиймати қуйидаги формула орқали аниқланади $U_{\text{КИРм}} = U_{\text{ЧИКм1}} / K_{\text{ОК}}$.
10. Таъминот манбаининг кучланиши $E_{\text{М}} = 2(U_{\text{КО1}} + I_{\text{КО}} \cdot R_{\text{К}})$ формула бўйича аниқланади. $E_{\text{М}}$ нинг қиймати бутун қийматга қадар яхлитланади.
11. VT1 транзисторининг база занжиридаги қаршилик $R_{\text{б}} = (0,5 E_{\text{М}} - U_{\text{б01}}) / I_{\text{б01}}$ формула бўйича аниқланади. $R_{\text{б}}$ нинг қиймати давлат стандарти бўйича танланади.
12. Маълумотномадан номинал стабиллаш кучланиши қийматига эга бўлган VD1 стабилитрон танланади $U_{\text{СТ}} \geq 2 U_{\text{КО1}}$. Унинг дифференциал $r_{\text{СТ}}$ қаршилигининг қиймати ёзиб олинади.
13. VT2 транзисторининг осойишталик кучланиши қуйидагича аниқланади $U_{\text{КО2}} = 0,5 E_{\text{М}} - I_{\text{КО}} \cdot R_{\text{Э}}$.
14. VT1 ва VT2 транзисторларининг статик характеристикаси графиги бўйича, VT2 транзисторининг $I_{\text{КО}}$, $U_{\text{КО2}}$ координаталарга эга бўлган осойишталик нуктасида $I_{\text{б02}}$ силжиш токининг қиймати аниқланади.
15. VT2 транзисторнинг бўлгичи қуйи елкасининг R_1 қаршилиги қуйидаги формула орқали аниқланади:

$$R_1 = (E_{\text{М}} / I_{\text{Б}}) - (r_{\text{СТ}} + R_{\text{К}}),$$
 бу ерда $I_{\text{Б}}$ – VT2 база занжиридаги бўлгич токи $I_{\text{Б}} = 10$

$I_{\text{б02}}$.

R_1 қаршилиги давлат стандарти бўйича танланади.

16. Юклама занжиридаги ажратувчи сиғим қуйидаги формула орқали ҳисобланади:

$$C_{A2} \geq \frac{0,159}{f_{\Pi} \cdot (R_{\text{ЧИКУК}} + R_K + R_{Ю}) \sqrt{M_{\text{ПА2}}^2 - 1}}$$

бу ерда $R_{\text{ЧИКУК}}$ – УКли VT1нинг чиқиш қаршилиги
 $R_{\text{ЧИКУК}} = 1/S_{\text{ЭС}}$

$S_{\text{ЭС}}$ – эмиттер токининг эгрилиги,

$S_{\text{ЭС}} = (1+h_{21Э})/(R_{\text{МАН}}+R_{\text{КИР.Э}})$;

$R_{\text{МАН}}$ – чиқиш каскади учун сигнал таъминотининг қаршилиги;

$R_{\text{КИР.Э}}$ – УЭли VT1 кириш қаршилиги, $R_{\text{КИР.Э}} = U_{\text{бм1}}/I_{\text{бм1}}$;

$M_{\text{ПА2}}$ – f_{Π} паст частотадаги C_{A2} сиғими орқали кираётган частотавий бузилишнинг руҳсат этилган қиймати.

17. Икки тактли эмиттер қайтаргичнинг ФИКи қуйидагича ҳисобланади

$$\eta = \frac{P_{\sim} \cdot (2I_{\text{Км1}})^2 \cdot R_{Ю}}{P_O \cdot E_M I_{\text{КО}}}$$

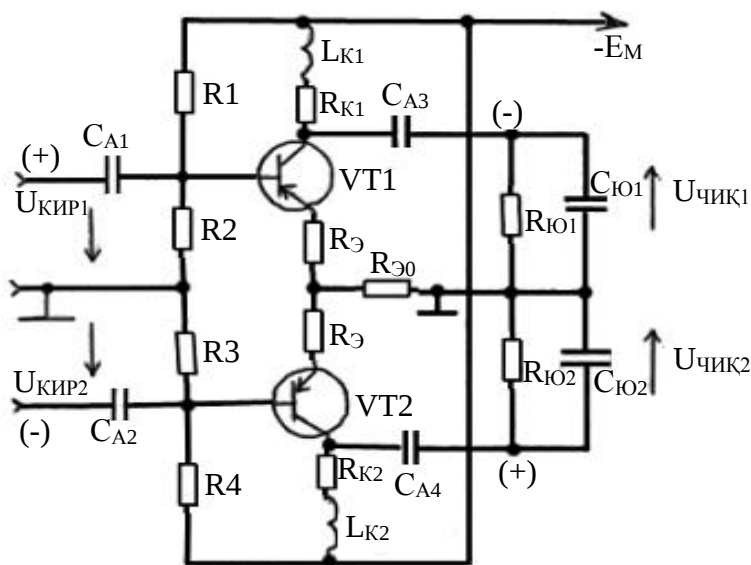
7. СИММЕТРИК ЧИҚИШЛИ ЧИҚИШ КАСКАДЛАРИ

7.1. Симметрик чиқишли каскадларнинг турлари

Кенг полосали кучайтиргичда симметрик чиқишли чиқиш каскади сифатида икки тактли УЭли резисторли каскад ёки кенг ўтказиш поласасига эга бўлган трансформаторсиз фазаинверс каскадларини (ФК) қўллаш кўрсатма этилади. Бундай каскадларга эмиттер алоқали ФК, юкламали бўлинган ФК ва бошқалар киради. Эмиттер алоқали ФК кучланиш бўйича кучайтиришга бўлинган юкламали ФКга нисбатан ва елкаларнинг кам асимметриялигига эга. Симметрик чиқишли икки турдаги каскадларни ҳисоблаш бўйича услубий кўрсатмалар келтирилади.

7.2. Икки тактли УЭли резисторли каскадни ҳисоблаш бўйича кўрсатмалар

Каскаднинг принципиал схемаси 7.1. расмда кўрсатилган [2. 157 бет]. Каскадда ҳар бир транзисторнинг база занжиридаги алоҳида бўлгич (R_1 , R_2 и R_3 , R_4) ва умумий $R_{\Sigma 0}$ резистор орқали транзисторларни ишчи нуқтасини эмиттерли стабиллаш қўлланилган. Ҳар бир транзисторнинг эмиттер занжиридаги кичик қаршиликли резисторлар ($R'_{\Sigma}=R''_{\Sigma}=1\dots 2 \text{ Ом}$), транзисторларнинг параметрлари ўзгарганида икки тактли схеманинг елкаларини мувозанатини (балансини) бузилишини камайтириш учун мўлжалланган. VT1 ва VT2 транзисторлари бир ҳил турда ва А режимда ишлайди.



7.1. расм. Симметрик чиқишли резисторли икки тактли каскаднинг принципиал схемаси.

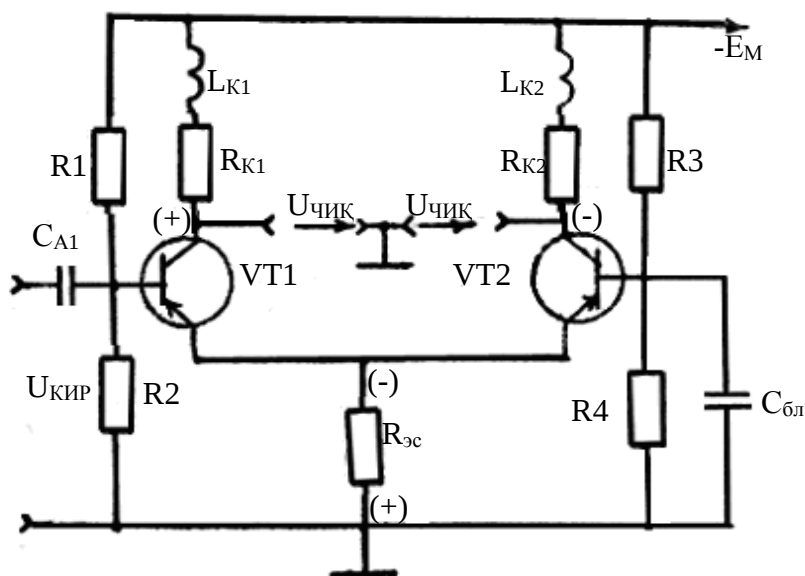
Икки тактли каскадни ҳисоблашда, бир тактли каскадни ҳисоблаш учун келтирилган (4 бўлим) услублар, формулалар ва кўрсатмалар бўйича каскаднинг бир елкаси учун ҳисобланади. Бунда фарқ $C_{\text{Э}}$ сиғимни, $R_{\text{Э0}}$ қаршилиқнинг йўқлиги натижасида VT1 ва VT2 транзисторларининг ўзгарувчан чиқиш тоқлари турли томонларга $R_{\text{Э0}}$ орқали оқиб ўтганда унда ўзгарувчан кучланишни ҳосил қилмаслигидадир.

ЮЧ тузатиш занжири кириштириш масаласи 4.1. расмда кўрсатилган бир тактли каскаддаги каби ечилади. Дастлабки каскад сифатида фазаинверс резисторли каскад танланади, масалан, [6] да келтирилган услуб каби бўлинган юклamani ФКни ҳисоблаш мумкин.

7.3. Юкори қаршиликли юкламада ишловчи эмиттерли алоқага эга бўлган фазаинверсли каскад

Эмиттерли алоқали фазаинверсли каскаднинг принципиал схемаси 7.2. расмда кўрсатилган [1, 257 бет].

7.2. расм. Эмиттерли алоқали фазаинверсли каскаднинг принципиал схемаси.



Эмиттер алоқали фазаинверсли каскад (ФК) иш фаолиятининг афзаллиги [1] да ёзилган. Каскадни қуйидаги кетма кетликда ҳисоблаш мумкин.

1. $R_{K1}=R_{K2}$ қаршиликларни ва $L_{K1}=L_{K2}$ тузатиш индуктивликларини (каскад схемасига параллел ЮЧ тузатиш киритилган ҳолда) ҳисоблаш, VT1 (I_{KO1} , U_{KO1}) транзисторнинг иш режимини танлаш, VT1 и VT2

транзисторларни танлаш 4 бўлимдаги [1-5 пунктлар] услуб орқали амалга оширилади. VT1 и VT2 бир хил турдаги транзисторлар ва А режимда ишлайди. Транзисторларни танлагандан сўнг R_K нинг қиймати аниқланади ва давлат стандарти бўйича танланади.

2. $R_{ЭС}$ эмиттерли алоқа қаршилиги аниқланади;

$$R_{ЭС} = 1/(v \cdot S_{Э}),$$

бу ерда v – каскад елкаларидаги чиқиш тоқларининг асимметрия коэффициентининг руҳсат этилган қиймати $v = (0,005 \dots 0,2)$,

$S_{Э}$ – киришдаги кучланиш бўйича эмиттер токи эгрилиги;

$$S_{Э} = (1 + h_{21Э})/R_{КПР.Э},$$

$R_{КПР.Э}$ – УЭли VT1 транзисторининг кириш қаршилиги;

$$R_{КПР.Э} = r'_6 + r_{Э}(1 + h_{21Э}), \quad (7.1)$$

$r_{Э}$ – эмиттер ўтишдаги дифференциал қаршилик;

$$r_{Э} = 0,026/I_{К01}(A),$$

$$h_{21Э} = \sqrt{h_{21Э1ЭМА} \cdot h_{21ЭМИН}}$$

$R_{ЭС}$ қаршилиги давлат стандарти бўйича танланади.

3. E_M нинг қиймати бутун сонгача яхлитланади.

4. VT1 транзисторининг база занжиридаги кучланиш бўлгичи R_1 , R_2 қаршиликлари қуйидагича ҳисобланади:

$$R_2 = U_{R2}/I_B,$$

бу ерда U_{R2} – R_2 қаршилигидаги кучланишнинг пасайиши, $U_{R2} \approx 2 R_{ЭС} \cdot I_{К01}$;

$$I_B - \text{бўлгич токи, } I_B = 10 I_{Б01},$$

$$I_{Б01} - \text{VT1 база токи, } I_{Б01} = I_{К01}/h_{21Э.МИН}.$$

R_2 қаршилиги давлат стандарти бўйича танланади.

5. ФКнинг елкаларини руҳсат этилган асимметриясини таъминловчи VT2 транзисторининг иш режимини танлаш:

- коллектор занжиридаги осойишталик токи

$$I_{K02} = I_{K01}/(1+v);$$

- осойишталик кучланиши

$$U_{K02} = E_M - I_{K02}(R_{K2} + 2R_{ЭС}).$$

6. VT2 транзисторининг база занжиридаги кучланиш бўлгичлари R3, R4 қаршиликлари қуйидагича аниқланади:

$$R4 = U_{R4}/I_B,$$

бу ерда $U_{R4} - R4$ қаршилиқда кучланишнинг пасайиши,

$$U_{R4} \approx I_{K02} \cdot 2R_{ЭС},$$

I_B – бўлгичнинг токи, $I_B = 10 \cdot I_{Б02}$,

$I_{Б02} - VT2$ база токи, $I_{Б02} = I_{K02}/h_{21Э.мин.}$

$$R3 = (E_M/I_B) - R4.$$

R3 ва R4 қаршиликлари давлат стандарти бўйича танланади.

7. C_{A1} , C_{A2} , $C_{БЛ}$ сиғимлари частотавий бузилишларни юқотиш ва паст частоталарда схемани мувозанатлаш шартидан танланади.

$$C_{A1} = C_{A2} \frac{(3.....5)}{2\pi f_{П} R_{Ю} \sqrt{M_{ПА}^2 - 1}},$$

бу ерда $M_{ПА} = 1,02.....1,03$,

$$C_{БЛ} \geq 10/(2\pi f_{П} \cdot R4).$$

C_{A1} , C_{A2} , $C_{БЛ}$ конденсаторлар давлат стандарти бўйича танланади.

8. ФКнинг асосий кўрсаткичлари аниқланади:

- каскаднинг кириш қаршилиги

$$R_{КИР.ФИК} = (1/R_{Б1} + 1/(2 \cdot R_{КИР.Э}))^{-1},$$

бу ерда $R_{Б1} - VT1$ транзистор бўлгичининг эквивалент қаршилиги,

$$R_{Б1} = (R1 \cdot R2)/(R1 + R2),$$

$2 \cdot R_{КИР.Э} -$ бўлгич ҳисобга олинмагандаги каскаднинг кириш қаршилиги,

$R_{\text{КПР.Э}}$ – (7.1) формула бўйича топилган VT1 транзисторнинг кириш қаршилиги;

- ўрта частоталар соҳасидаги каскаднинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффиценти

$$K_{\text{ўр.ФИК}} = (K_{1\text{ўр}} + K_{2\text{ўр}})/2,$$

бу ерда $K_{1\text{ўр}}$ – УЭли VT1даги бошқариш елкасининг кучайтириш коэффиценти,

$$K_{1\text{ўр}} = (h_{21\text{Э}} \cdot R_{\text{К1}})/(2R_{\text{КПР.Э}});$$

$K_{2\text{ўр}}$ – УБли VT2даги бошқариш елкасининг кучайтириш коэффиценти,

$$K_{2\text{ўр}} = (h_{21\text{Б}} \cdot R_{\text{К2}})/h_{11\text{Б}}$$

$h_{21\text{Б}}$ - VT2нинг ток бўйча узатиш коэффиценти,

$$h_{21\text{Б}} = h_{21\text{Э}}/(1 + h_{21\text{Э}})$$

$h_{11\text{Б}}$ - VT2нинг кириш қаршилиги, $h_{11\text{Б}} = R_{\text{КПР.Э}}/(1 + h_{21\text{Э}})$;

- каскаднинг чиқиш занжирининг ФИКи (бошқариш елка учун)

$$\eta = P_{\sim}/P_0 = (I_{\text{Км}}^2 \cdot R_{\text{К1}})/(E_{\text{М}} \cdot I_{\text{КО1}}),$$

бу ерда $I_{\text{Км}}$ – (4.2) формула бўйича топилган коллектор токининг амплитуда қиймати.

8. НОЧИЗИҚЛИ БУЗИЛИШЛАРНИ ҲИСОБЛАШ

Курс ишини ҳисоблашда гармоника коэффиценти келтирилган бўлса, унда K_{Γ} ни чиқиш каскадида бешта координаталар усули билан ҳисоблаш зарур. Бу усул билан ҳисоблаш услуби [1, 89-92 бетлар]да келтирилган.

Агар ҳисобланган K_{Γ} гармоника коэффицентининг қиймати берилган қийматдан катта чиқса, унда каскад схемасига чуқурлиги $F = K_{\Gamma. \text{ҲИСОБ}} / K_{\Gamma}$ бўлган манфий тескари алоқа (МТА) киритиш зарур. У чиқиш каскади бераётган ночизикли бузилишларни киритилаётган меъёргача камайтиради.

Эмиттерли алоқали ФКнинг гармоника коэффицентини VT1 транзистордаги бошқариш елкаси учун ҳисоблаш керак ва бу елкадаги чуқурлиги $F = 1 + S_{\text{Э}} \cdot R_{\text{ЭС}}$ бўлган ток бўйича кетма кет уланган МТАни бўлганлиги учун гармоника коэффицентини камайтишини назарда тутиш керак бўлади.

9. f_H, f_{Σ} ЧАСТОТАЛАРДА ЧИҚИШ КАСКАДИ ТОМОНИДАН КИРИТИЛАЁТГАН НАТИЖАЛИ ЧАСТОТАВИЙ БУЗИЛИШЛАРИНИ ҲИСОБЛАШ

Чиқиш каскадини электр ҳисоблаш ва схема элементларини танлашдан сўнг ҳисоблашлар амалга оширилади.

Паст частоталар соҳасида частотавий бузилишлар юклама занжиридаги C_A сиғим ва эмиттерли стабиллаш занжиридаги C_{Σ} сиғим (агар улар бўлса) орқали киритилади. f_H частотада каскад киритаётган натижали частотавий бузилишни қуйидаги формула орқали аниқлаш мумкин;

$$M_{\text{п.чик}} = M_{\text{ПА}} \cdot M_{\text{ПЭ}},$$

бу ерда $M_{\text{ПА}}$ – C_A сиғим орқали киритилаётган частотавий бузилиш коэффициенти;

$$M_{\text{ПА}} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi f_H C_A (R_K + R_H)} \right)^2},$$

бу ерда $M_{\text{ПЭ}}$ – C_{Σ} сиғим орқали киритилаётган частотали бузилиш коэффициенти

$$M_{\text{ПЭ}} = 1 / \sqrt{\frac{1 + (2\pi f_H C_{\Sigma} R_{\Sigma})^2}{(1 + S_{\Sigma C} R_{\Sigma})^2 + (2\pi f_H C_{\Sigma} R_{\Sigma})^2}},$$

бу ерда $S_{\Sigma C}$ – (4.23) формула орқали аниқланадиган эмиттер токининг эгрилиги.

Агарда $M_{\text{п.чик}}$ нинг ҳисобланган қиймати каскад учун ажратилган қийматдан катта бўлса, у ҳолда C_A ва C_{Σ} сиғимларни руҳсат этилган частотавий бузилишини таъминлайдиган қийматигача ошириш керак бўлади.

Юқори частоталар соҳасида бузилишлар каскаднинг чиқиш занжиридан орқали киритилади. Каскаднинг чиқиш занжири орқали киритилаётган частотавий бузилиш

коэффициентини, ЮЧ тузатиш бўлмаган ҳолда, қуйидаги формула орқали аниқлаш мумкин;

$$M_{Ю} = \sqrt{1 + (2\pi f_{Ю} C_o R_{Ю.ЭКВ})^2} ,$$

бу ерда $R_{Ю.ЭКВ}$ – ЮЧ соҳада каскаднинг эквивалент қаршилиги,

$$R_{Ю.ЭКВ} \approx R_{\sim}.$$

Агар каскадда оддий ёки мураккаб индуктив ЮЧ тузатиш бўлса, унда $M_{Ю} = 1/Y_{Ю}$ нинг қиймати каскаднинг меъёрлаштирилган АЧХси графиги (4.2. расм ёки 5.1. расм) бўйича аниқланади ва бунинг ёрдамида ЮЧ тузатиш элементлари ҳисобланади.

Каскаднинг кириш динамик сиғими киритаётган бузилиш, $f_{Ю}$ частотада дастлабкиги каскад киритаётган частотавий бузилишларни ҳисоблашда назарда тутилади, чунки бу сиғим охиридан олдинги каскадни юклайдиган C_o сиғим таркибига киради.

10. КЕНГ ПОЛОСАЛИ КУЧАЙТИРГИЧИНИНГ ДАСТЛАБКИ КУЧАЙТИРИШ КАСКАДЛАРИНИ ҲИСОБЛАШ

10.1. Дастлабки кучайтириш каскадининг электр ҳисоблаш учун умумий кўрсатмалар

Дастлабки кучайтириш каскади (ДКК) берилган кучайтириладиган частоталар диапазонида талаб қилинадиган кучайтиришни таъминлаши зарур. ДКК одатда кичик сигнал режимида ишлайди. Сигнал кучайтирилиши билан бир вақтда қуйидаги тенгсизликлар бажариладиган режим кичик сигнал режими ҳисобланади:

$$\Delta I_{\text{чик}} \ll I_{\text{чик}} \quad \text{ва} \quad \Delta U_{\text{чик}} \ll U_{\text{чик}}$$

$$\Psi = \frac{\Delta I_{\text{чик}}}{I_{\text{чик}}} \ll 1 \quad \text{ва}$$

$$\xi = \frac{\Delta U_{\text{чик}}}{U_{\text{чик}}} \ll 1,$$

бу ерда $\Delta I_{\text{чик}}$, $\Delta U_{\text{чик}}$ — чиқиш токи ва чиқиш кучланишини, кучайтириш жараёни вақтидаги бошланғич нуқтасидаги $I_{\text{чик}}$ ва $U_{\text{чик}}$ қийматларидан максимал оғиши.

Ψ ва ξ — кучайтирувчи элементнинг (КЭ) ток ва кучланиш бўйича фойдаланиш коэффициентлари.

Агар $\Psi < 0,1 \dots 0,3$; $\xi \leq 0,1 \dots 0,2$ бўлса, у ҳолда каскаднинг параметрларини осойишталик нуқтасида ҳисоблашни КЭнинг кичик сигналли параметрлари бўйича аниқланган аналитик услуб ердамида олиб бориш мумкин. Баъзи ДККларнинг қуйида келтирилган ҳисоблаш тартиби аналитик усулга мос келади.

ДККни ҳисоблаш учун берилган қийматлар қуйидагилардир, f_p , $f_{ю}$, $M_{пк}$, $M_{юк}$, E_M (чиқиш каскадини ҳисоблашда аниқланган ёки берилган), $U_{чик} = U_{қир.кей}$ ($U_{қир.кей}$ – ҳисобланаётган каскаддан кейинги каскаднинг киришидаги кучланиш амплитудаси), шунингдек K_1 – ўрта частоталар соҳасидаги ҳисобланаётган ДККнинг кучайтириш коэффиценти. Кириш каскадини ҳисоблаш учун юқорида келтирилган катталиклардан ташқари ЭЮК $e_{ман}$ манбаи ва сигнал манбаининг $R_{ман}$ қаршилиги ишлатилади.

ДККни ҳисоблаш тартиби:

- транзистор турини танлаш ва унинг иш режимини ҳисоблаш;

- ўзгармас ток бўйича каскаднинг таъминот манбаи занжиридаги элементларни ҳисоблаш;

- талаб қилинадиган кучайтиришни таъминлаш шартидан каскад юклама қаршилигини ҳисоблаш;

- АЧХни тузатиш занжиридаги элементларни ҳисоблаш;

- ажратувчи ва тўсувчи (блокировкаловчи) конденсаторлар сифимларини ҳисоблаш;

- каскаднинг асосий параметрларини ҳисоблаш;

(K_T , K_M , $U_{қир.к}$, $R_{қир.к}$)

- каскадга зарур бўлган таъминот E_{M1} кучланиши (агар чиқиш каскадини ҳисоблашда аниқланган E_M ҳисобланаётган каскад учун тўғри келмаса) ва таъминот занжиридаги филтърнинг $R_{ф}$ $C_{ф}$ элементларни ҳисоблаш;

Агар кенг полосали кучайтиргичнинг чиқиш каскади етарлича кичик вольтли ($U_{км} \leq 5V$) ва кам қувватли ($I_{км} \leq 10$ мА) бўлса, у ҳолда дастлабки кучайтириш каскади учун чиқиш каскадида қўлланилган кучайтирувчи элемент турини (транзисторни) ишлатиш мумкин. Акс ҳолда, дастлабки каскадлар учун бошқа турдаги транзисторларни танлашга тўғри келади, танлаш шарти асосан фақат частотавий хоссасига боғлиқдир (бу ерда ток ва кучланиш бўйича

қўйиладиган талаблар жуда кам). Транзисторни танлаш услуги чиқиш каскадини ҳисоблашдаги услубга ўхшашдир (3.2 п.).

Транзисторнинг иш режимини танлаш. Транзистор кичик сигналлар режимида ишлаши учун, схемада стабиллаш режими билан бирга осойишталик нуқтасида қуйидагига тенг коллектор токи бўлиши керак,

$$I_{KO} = (3 \dots 10) I_{KIP.KEY} \quad (10.1)$$

бу ерда $I_{KIP.KEY} = U_{KIP.KEY} / R_{KIP.KEY}$ – кейинги каскаддаги кириш токининг амплитудаси.

Агар ҳисоблашлар натижасида I_{KO} токи 1 мАдан кичик бўлса, у ҳолда уни қуйидагича олиш керак бўлади:

- $I_{KO} = 1$ мА, агар германийли транзистор қўллаш назарда тутилган бўлса;

- $I_{KO} = 3$ мА, агар кремнийли транзистор қўллаш назарда тутилган бўлса.

Осойишталик нуқтасидаги U_{KO} коллектор-эмиттер кучланишини қуйидаги боғланиш орқали танлаш керак бўлади,

$$U_{KO} = (5 \dots 10) U_{KIP.KEY} \quad (10.2)$$

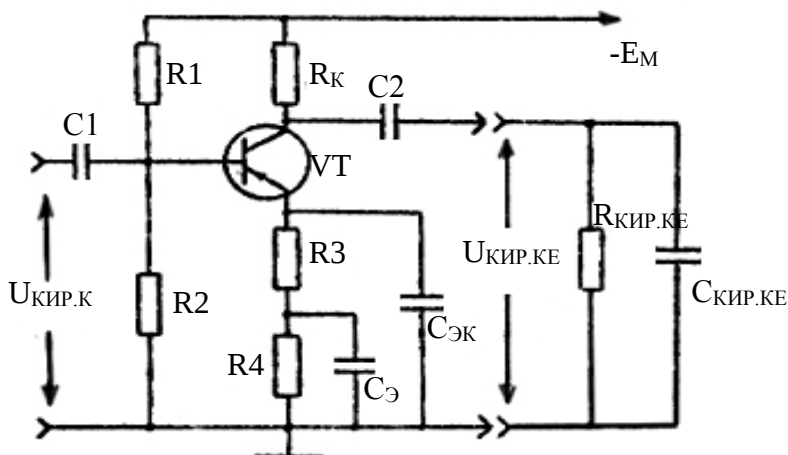
Агар U_{KO} кучланиши 5В дан кичик бўлса, у ҳолда асосий режимга мос келадиган $U_{KO} = 5В$ деб олиш керак.

(10.1), (10.2) ларда келтирилган боғланишлар орқали аниқланган I_{KO} ва U_{KO} нинг қийматларини яқинроқ катта бутун қийматга қадар яхлитлаш керак ва улар ҳисобланаётган ДККдаги транзисторнинг турини танлаш учун фойдаланиш зарур.

Кенг полосали ДККларнинг асосий турларини ҳисоблаш усули қуйида келтирилади.

10.2. УЭли ва эмиттерли ЮЧ тузатишли дастлабки кучайтириш каскади

10.1. расмда каскаднинг принципиал схемаси кўрсатилган [2, 235 бет].



10.1. расм. УЭли ва эмиттерли ЮЧ тузатишли резисторли каскаднинг принципиал схемаси.

10.1. п га мос равишда транзистор турини ва унинг ишлаш режимини танлангандан сўнг ўзгармас ток бўйича каскаднинг таъминот занжирининг элементларини R_1 , R_2 , R_3 қаршиликларининг қийматларини ҳисоблашга ўтилади.

1. Ностабиллик коэффицентининг қиймати $S_T = 2 \dots 5$ оралиқда танланади ($S_T < 2$ бўлганда, каскаднинг фойдали иш коэффиценти камайиб кетади).

2. Қуйидаги формула бўйича R_3 нинг қиймати ҳисобланади:

$$R_3 = (0,1 \dots 0,3) U_{KO} / I_{KO}. \quad (10.3)$$

3. База занжиридаги бўлгичнинг умумий R_b қаршилиги ҳисобланади

$$R_B = R_{\text{Э}} \frac{h_{21\text{Э}} (S_T - 1) + S_T}{h_{21\text{Э}} - S_T}, \quad (10.4)$$

бу ерда $h_{21\text{Э}} = \sqrt{h_{2\text{Э}1\text{Эм}} \cdot h_{2\text{Э}1\text{Эм}}}$ – УЭли транзисторнинг узатиш коэффициентининг ўртача қиймати.

4. УЭли транзисторнинг кириш қаршилиги ҳисобланади,

$$R_{\text{КПР.УЭ}} = r'_{\text{б}} + 26(1 + h_{2\text{Э}})/I_{\text{К0}}, [\text{МA}] \quad (10.5)$$

5. Қуйидаги формуладан R_2 қаршилиқнинг қиймати аниқланади,

$$R_2 = (5 \dots 10) R_{\text{КПР.УЭ}} \quad (10.6)$$

ва унинг қийматини давлат стандартидаги қийматга яқини олинади.

6. R_1 қаршилиқининг қиймати қуйидаги формула бўйича ҳисобланади,

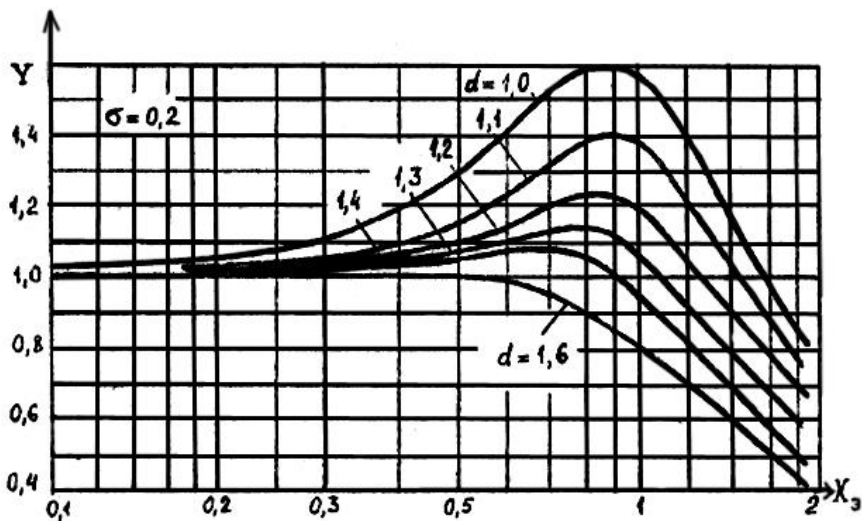
$$R_1 = R_2 \cdot R_{\text{Б}} / (R_2 - R_{\text{Б}}). \quad (10.7)$$

Шунингдек, унинг қийматини давлат стандартидаги қийматга яқини олинади.

Эмиттерли ЮЧ тузатиш схемасидаги тузатувчи элементнинг вазифасини қуйидаги формула орқали аниқланадиган $C_{\text{ЭК}}$ конденсатори бажаради.

$$C_{\text{ЭК}} = \frac{(1 + \sigma) X_{\text{Э}}}{2\pi f_{\text{Б}} R_{\text{Э}} d},$$

10.2. [2, 285] расмдаги графикдан d , σ , $X_{\text{Э}}$ ларнинг қийматлари аниқланади (аввалдан $Y=1/M_{\text{БК}}$ ҳисобланади).



10.2. расм. Эмиттерли ЮЧ тузатишли каскаднинг АЧТини яқинлаштирилган оиласи.

СЭК нинг ҳисобланган қиймати бўйича, бу сиғимнинг ўрта ва қуйи частоталар соҳасида реактив қаршилиги юқори (ёки уни йўқ деб ҳисоблаш мумкин), яъни каскадда ток бўйича кетма-кет бўлган манфий тескари алоқа (МТА) таъсир қилади. Буни ҳисобга олган R_k резисторининг қаршилигини талаб этилаётган кучайтириш коэффициентининг K_1 таъминлаш шarti бўйича қуйидаги тартибда ҳисобланади.

1. Эмиттер токининг эгрилиги қуйидагича ҳисобланади:

$$S_{\Theta} = (1 + h_{21\Theta}) / R_{\text{кир.оэ}}.$$

2. Ўзгарувчан ток бўйича коллектор занжирининг эквивалент юклама қаршилиги. МТАли каскадда талаб этилаётган K_1 кучайтириш коэффициентининг олиниш шартига асосан ҳисобланади.

$$R_{K\sim} = K_1 R_{\text{КИР.ОЭ}}(1 + S_{\text{Э}} R_{\text{Э}}) / h_{21\text{Э}}.$$

3. R_K қаршилигининг қиймати қуйидагича ҳисобланади,

$$R_K = R_{\text{КИР.КЕЙ}} R_{K\sim} / (R_{\text{КИР.КЕЙ}} - R_{K\sim})$$

ҳамда унинг қиймати давлат стандарти бўйича танланади.

Барча қаршиликларнинг қийматлари ҳисоблангандан сўнг, каскаднинг талаб қилинадиган таъминот манбаи кучланиши ҳисобланади.

$$E_{M1} = U_{\text{КО}} + I_{\text{КО}}(R_{\text{Э}} + R_K). \quad (10.8)$$

Агарда ҳисобланган қиймат $E_{M1} > E_M$ ёки $E_{M1} < E_M/2$ бўлса, у ҳолда каскадни таъминлаш алоҳида кучланиши E_{M1} (катта бутун қиймати томон яхлитланади) бўлган таъминот манбаидан амалга оширилади.

Агар $E_M/2 < E_{M1} < E_M$ бўлса, у ҳолда охириги каскад таъминот манбаининг кучланиши ҳисобланган каскаднинг таъминот манбаи учун етарли бўлади, $U_{\text{Ф}} = E_{\text{П}} - E_{\text{П1}}$ кучланиши эса, ҳисобланган ва кенг полосали кучайтиргичнинг кейинги каскади орасига уланган филтёр қаршилигида камайтиради.

Ажратувчи C1 ва C2 конденсаторларнинг сиғимлари (10.1. расм) қуйидаги формулалар бўйича ҳисобланади:

$$C1 = \left[2\pi f_{\text{П}} (R_{\text{МАН}} + R_{\text{КИР.К}}) \sqrt{M_{\text{ПА1}}^2 - 1} \right]^{-1} \quad (10.9)$$

$$C2 = \left[2\pi f_{\text{П}} (R_K + R_{\text{КИР.КЕЙ}}) \sqrt{M_{\text{ПА2}}^2 - 1} \right]^{-1} \quad (10.10)$$

бу ерда $M_{\text{ПА1}}$, $M_{\text{ПА2}}$ – $f_{\text{П}}$ паст частотада C1 и C2 сиғимлари орқали киритилаётган частотавий бузилишнинг руҳсат этилган қиймати (кўпинча $M_{\text{ПА1}} = M_{\text{ПА2}} = \sqrt{M_{\text{ПА}}}$);

$$R_{\text{КИР.К}} = \frac{R_{\text{Д}} \cdot R_{\text{КИР.ТА}}}{R_{\text{Д}} + R_{\text{КИР.ТА}}} - \text{ҳисобланган каскаднинг кириш}$$

қаршилиги,

$R_{\text{КИР.ТА}} = R_{\text{КИР.УЭ}} + (1+h_{21Э})R_Э$ – ток бўйича кетма кет МТАли каскаддаги УЭли транзисторнинг кириш қаршилиги.

Каскаднинг ток бўйича кучайтириш коэффиценти қуйидагича аниқланади:

$$K_T = h_{21Э\text{min}} R_{K\sim} / R_{\text{КИР.КЕЙ}}. \quad (10.11)$$

Каскаднинг қувват бўйича кучайтириш коэффиценти қуйидагича аниқланади:

$$K_K = K_I \cdot K_T. \quad (10.12)$$

Каскаднинг кириш кучланиши қуйидагича аниқланади:

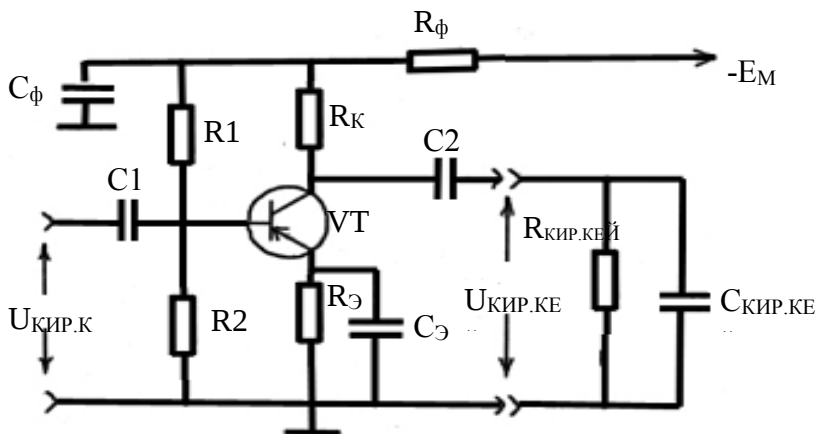
$$U_{\text{КИР.К}} = e_{\text{ман}} / (1 + R_{\text{МАН}} / R_{\text{КИР.К}}). \quad (10.13)$$

10.3. УЭли ва ПЧ тузатишли дастлабки кучайтириш каскади

УЭли ва АЧХли ПЧ тузатишли, $R_{\text{Ф}}C_{\text{Ф}}$ занжирли бўлган биполяр транзистор асосидаги резисторли каскади 10.3. расмда кўрсатилган [2, 224 бет].

Транзисторнинг тури ва унинг иш режимини танлаш 10.2 пунктда келтирилган кетма-кетликка ўхшаш олиб борилади.

Таъминот манбаи занжирининг R_1 , R_2 , $R_Э$ элементларини 10.2 пунктдаги каби элементларни ҳисоблашларга ўхшаш амалга оширилади.



10.3. расм. УЭли, АЧХли ва ПЧ тузатишли, таъминот манбаи занжиридаги RC-занжирли каскаднинг принципиал схемаси.

R_K ни ҳисоблаш бирмунча бошқача бўлади, чунки 10.3. расмда кўрсатилганидек амалга оширилади. $C_Э$ сиғимининг қиймати катта бўлганлиги учун манфий тескари алоқа мавжуд бўлмайди.

Ўзгарувчан ток бўйича коллектор занжиридаги эквивалент юклама қаршилиги қуйидагича ҳисобланади,

$$R_{K\sim} = K_1 R_{KИР.К} / h_{21\min},$$

$$\text{бу ерда, } R_{KИР.К} = \frac{R_D \cdot R_{KИР.УЭ}}{R_D + R_{KИР.УЭ}} - \text{МТАсиз УЭли}$$

каскаднинг кириш қаршилиги.

R_B – бўлгичнинг умумий қаршилиги (10.4. пуктга қаранг).

Ҳисобланаётган каскаднинг K_1 кучайтириш коэффицентига эга бўлганда R_K резисторининг қаршилиги қуйидагича ҳисобланади:

$$R_K = R_{KИР.КЕЙ} R_{K\sim} / (R_{KИР.КЕЙ} - R_{K\sim})$$

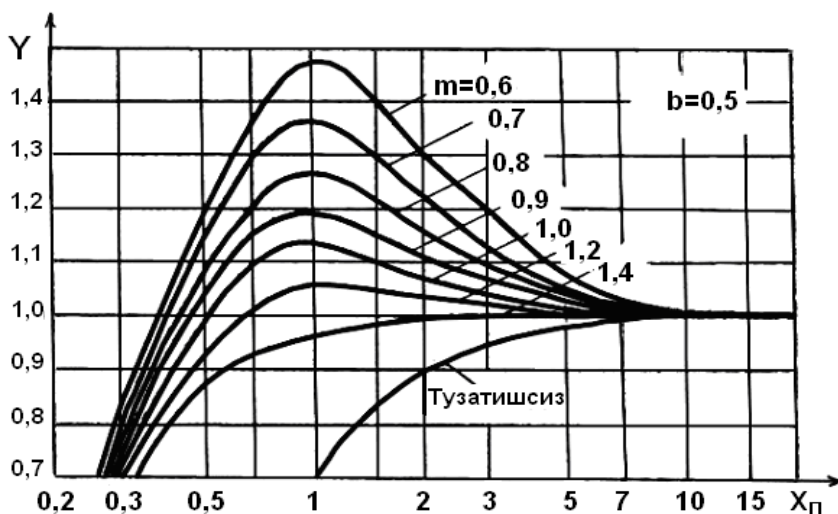
Ҳисобланаётган схеманинг 1 нуктадаги E_{M1} таъминот манбаи кучланиши (10.3. расм) (10.8.) формула орқали аниқланади.

R_{Φ} резисторининг қаршилиги (4.19.) формула бўйича аниқланади. C_{Φ} конденсаторининг сиғими эса, бу ҳолда тузатиш элементи васифасини бажаради ва қуйидаги формула орқали аниқланади:

$$C_{\Phi} = mX_{\Pi}/(2\pi f_{\Pi}R_{\Phi}).$$

Бунда, m ва X_{Π} нинг қийматлари $Y=1/M_{\Pi C}$ ни олдиндан ҳисоблангандан кейин 10.4. расмда [2, 226 бет] кўрсатилган меъёрлаштирилган график орқали аниқланади,

бу ерда, $M_{\Pi C}=M_{\Pi K}/(M_{\Pi A1}\cdot M_{\Pi A2})$, бонабарин, бу ерда $M_{\Pi A1}=M_{\Pi A2}=1,06\dots 1,12$ олинади.



10.4. расм. ПЧ тузатишли каскаднинг келтирилган частотавий характеристикалари.

C_3 конденсаторнинг сифими 4.22. формула бўйича ҳисобланади

C_1 ва C_2 ажратувчи конденсаторларнинг сифимлари (10.9) – (10.10) формулалари бўйича ҳисобланади, K_T , K_M кучайтириш коэффициентларининг ва $U_{\text{қир.к}}$ кириш кучланишининг қийматлари (10.11) – (10.13) формулалар бўйича ҳисобланади.

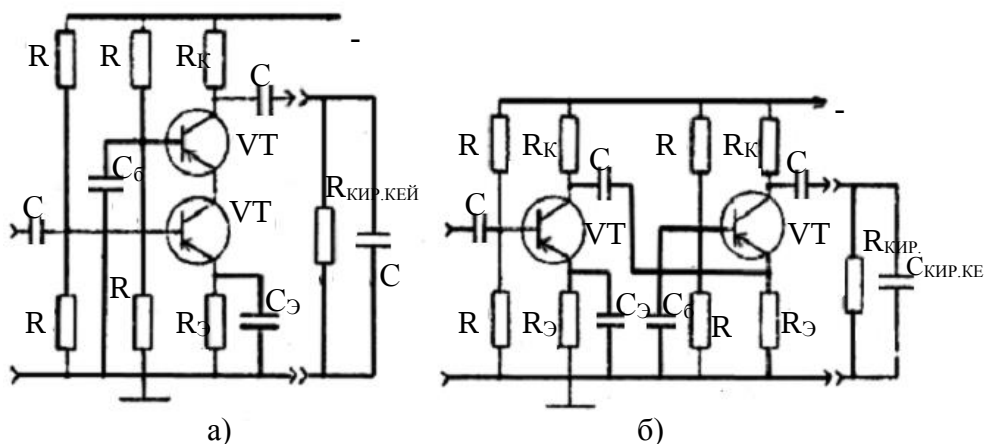
10.4. Биполяр транзистор асосидаги каскодли резисторли каскади

Каскодли схема иккита кучайтирувчи элементидан ташкил топади: кучайтирувчи элемент биполяр транзистор бўлса, у ҳолда улардан биринчиси УЭли уланган, иккинчиси эса УБли уланган бўлади (10.5. расм).

Бу ҳолдай схемаларнинг асосий афзаллиги унинг кириш қаршилигини юклама қаршилигига умуман боғлиқ эмаслигидир.

Каскодли схеманинг кенг полосалилик хоссаси, унинг 1-чи транзистори (УЭли) каскаднинг юқори частотавий чегарасини аниқлайди ва иккинчи транзисторнинг (УБли) жуда кичик қаршиликли кириш занжири унга юклама ҳисобланишидир. Бу 1-чи транзисторнинг эквивалент кириш сифимини камайтиради, схеманинг кучайтириш оралиғини оширади.

Таъминот манбаига нисбатан, схемадаги транзисторлар кетма кет (10.5а расм) ёки параллел (10.5б расм) уланишлари мумкин [2, 252 бет]. Кетма-кет уланиш варианты содда, лекин таъминот манбаи кучланишини 2 баробар кўп талаб қилади.



10.5. расм. Каскодли резисторли схемалар:

а) ўзгармас ток бўйича транзисторлар кетма кет уланган схема;

б) ўзгармас ток бўйича транзисторлар параллел уланган схема.

Шунинг учун, каскодли схеманинг ҳисоблаш тартибини ўзгармас ток бўйича транзисторлар кетма кет уланган схемани кўриб чиқамиз (10.5а расм).

Транзисторлар турини ва уларнинг ўзгармас ток бўйича иш режимларини танлаш 10.1. пунктда келтирилган услуб бўйича амалга оширилади.

VT1 транзистор таъминот манбаи элементларини (R_1 , R_2 , $R_э$) ҳисоблаш 10.2. пунктдаги элементларни ҳисоблаш каби амалга оширилади. Ҳисоблашнинг давоми қуйидаги тартибда бўлади:

1. Каскаднинг кириш қаршилиги 10.2. пунктдаги (10.5) формула бўйича ҳисобланади.
2. $R_к$ қаршилиқ қуйидагича ҳисобланади;

$$R_к = K_1 R_{кир.уэ} / (h_{2161} h_{2162}),$$

бу ерда h_{2161} , h_{2162} – мос равишда VT1 ва VT2 транзисторларининг УБли схемадаги ток бўйича статик кучайтириш коэффициентлари.

3. таъминот манбаи кучланиши қуйидагича ҳисобланади;

$$E_M = U_{K01} + U_{K02} + I_{K0} + I_{K0}R_{\Sigma} + I_{K0}R_K$$

ва бутун қийматгача яхлитланади.

4. Силжиш кучланиши қуйидагича ҳисобланади;

$$U_{601} = U_{602} = E_M R_2 / (R_1 + R_2) - I_{K0} R_{\Sigma}$$

5. Иккинчи кучланиш бўлгичининг элементлари қуйидагича ҳисобланади;

$$R_3 = E_M R_{B2} / (U_{K01} + U_{602} + I_{K0} R_{\Sigma})$$

$$R_4 = R_3 \cdot R_{B2} / (R_3 - R_{B2}),$$

бу ерда R_{B2} - (10.4) формула бўйича ҳисобланади ва унинг қийматини давлат стандарти бўйича танлаб олинади.

6. (10.9) формула бўйича C1 сиғимнинг қиймати ҳисобланади.

7. (10.10) формула бўйича C2 сиғимнинг қиймати ҳисобланади.

8. (4.22) формула бўйича C_Э сиғимнинг қиймати ҳисобланади.

9. C_T конденсаторининг сиғими қуйидагича ҳисобланади,

$$C_T = (3 \dots 10)(R_3 + R_4) / (f_{\Pi} R_3 \cdot R_4)$$

10. Ток ва қувват бўйича кучайтириш коэффициентлари қуйидагича ҳисобланади,

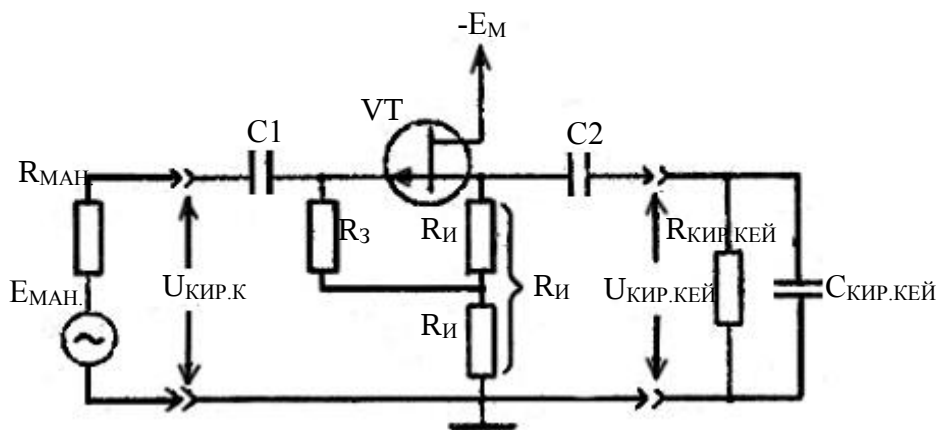
$$K_T \approx h_{21\Gamma 1}$$

$$K_K = K_T \cdot K_1,$$

бу ерда $h_{21\Gamma 1}$ – VT1 транзисторининг УЭли схемадаги ток бўйича статик кучайтириш коэффициенти.

10.5. Майдоний транзистори асосидаги умумий стокли кириш каскади (истокли қайтаргич)

Истокли қайтаргич (10.6 расм) [2, 240 бет] – кучланиш бўйича чуқур (юз фоизли) кетма кет МТАли каскаддир. Бунинг натижасида каскад юқори кириш қаршилигига, кичик кириш сиғими ва кичик чиқиш қаршилигига эга бўлади. Шунинг учун, истокли қайтаргични кучланиш бўйича кучайтирмаслигига ($K < 1$) қарамай, уни кириш каскади сифатида ишлатади.



10.6. расм. Истокли қайтаргичнинг принципиал схемаси.

МТАнинг мавжудлиги қайтаргичнинг АЧХни (ва ўтиш характеристикани) шунчалик яхшилайдики, бунинг натижасида истокли қайтаргич ЮЧ тузатишга зарурат сезмайди.

Истокли қайтаргич учун майдоний транзисторнинг турини танлаш, биполяр транзисторнинг турини танлаш усули бўйича қуйидагича амалга оширилади:

- частота бўйича ($f_{ЧЕГ} \geq 10f_{Ю}$);
- кучланиш бўйича ($U_{С.МАКС} \geq 10 U_{КИР.КЕЙ}$);

- ток бўйича ($I_{C, \text{МАКС}} \geq 2 I_{CO}$).

Бу ерда $U_{C, \text{МАКС}}$, $I_{C, \text{МАКС}}$ – танланган транзистор тури учун максимал рухсат этилган мос равишдаги сток кучланиши ва сток токи; I_{CO} – осойишталик нуқтасидаги (иш нуқтасидаги) сток токи.

Транзистор тури танлагандан кейин маълумотномадан ўзгармас ток бўйича тавсия қилинадиган иш режимининг қийматлари ёзиб олинади: U_{CO} сток-исток кучланишининг қиймати, U_{3C} затвор-сток кучланиши ҳамда осойишталик нуқтасидаги I_{CO} сток токининг S эгрилиги.

Источли қайтаргичнинг элементлари қуйидаги кетма кетликда ҳисобланади:

1. Исток занжиридаги $R_{и1}$ қаршилик қуйидагича ҳисобланади.

$$R_{и1} = U_{3C}/I_{CO}.$$

2. Агар кучайтириш коэффиценти K берилмаган бўлса, у ҳолда $K = 0,9 \dots 0,95$ олинади ва талаб қилинадиган $K_{ни}$ таъминлаш шарти бўйича исток занжиридаги $R_{и}$ қаршиликнинг қиймати ҳисобланади.

$$R_{и} = R_{КИР.КЕЙ} R_{и\sim} / (R_{КИР.КЕЙ} - R_{и\sim}),$$

бу ерда $R_{и\sim} = K/(1-K)S$ – ўзгарувчи ток бўйича исток занжиридаги юклamanинг умумий қаршилиги.

3. Агар $R_{и} > R_{и1}$ бўлса, у ҳолда $R_{и2} = R_{и} - R_{и1}$ ҳисобланади ва $R_{и1}$ ва $R_{и2}$ нинг қийматлари давлат стандарти бўйича танланади.

Агар $R_{и} < R_{и1}$ бўлса, у ҳолда $R_{и} = R_{и1}$ деб олинади ($R_{и2} = 0$) ва $K = SR_{и1}/(1 + SR_{и1})$ га тенг бўлган кучайтириш коэффиценти катта ҳисобланади.

4. R_3 қаршиликнинг қийматини маълумотномадаги танланган транзисторнинг тури учун олинган қийматга тенг деб олинади. Маълумотномада тавсия қилинган R_3 нинг қиймати берилмаган бўлса, у ҳолда $R_3 = 1 \dots 10$ МОм деб олинади.

5. Талаб қилинадиган таъминот манбаи кучланиши қуйидагича ҳисобланади

$$E_M = U_{CO} + I_{CO} R_{II}$$

E_M нинг қийматини яқиндаги катта бутун қиймати томон яхлитланади.

6. S_1 сиғимнинг қиймати (10.9) формула бўйича ҳисобланади, унда $R_{KIP.K} = R_3 + R_{II1}$ га тенг бўлади.
7. S_2 сиғимнинг қиймати (10.10) формула бўйича ҳисобланади, унда R_K ни R_{II} га алмаштирилади.
8. Қайтаргичнинг кириш қаршилиги ва унинг кириш сиғими қуйидагича ҳисобланади;

$$R_{KIP.K} = \frac{R_3 R_{II} (1 + S R_{II\sim})}{R_{II} (1 + R_{II\sim}) - S R_{II\sim} R_{II2}},$$

бу ерда $R_{II\sim} = R_{KIP.KEY} / (R_{II} + R_{KIP.KEY})$,

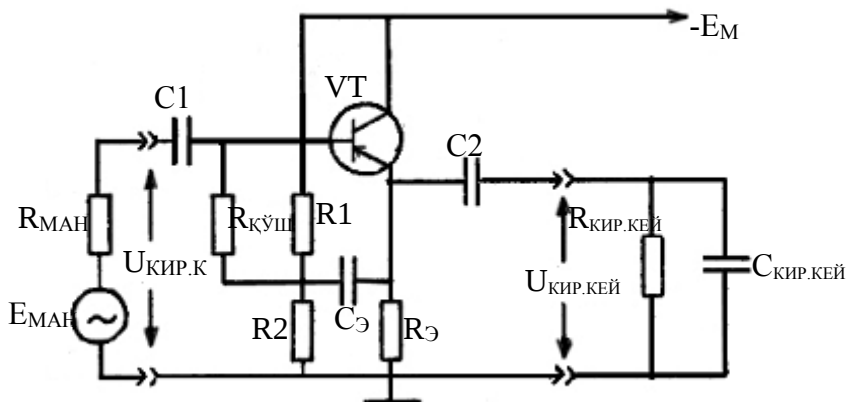
$S_{KIP.K} = C_{ЭС} + C_{ЭИ}(1-K)$.

9. Қайтаргичнинг кириш кучланиши қуйидагича ҳисобланади,
 $U_{KIP} = U_{KIP.KEY} / K$.

10.6. Умумий коллекторли транзистор асосидаги кириш каскади (катта кириш қаршиликли эмиттер қайтаргичи)

ДКК да транзисторининг кириш занжирига силжиш кучланишини бераётган R_1 ва R_2 кучланиш бўлгичи қаршиликлари каскаднинг кириш қаршилигини камайтиради ва унинг қийматини бир неча ўн кОмдан ортиш имкониятини бермайди [2, 248 бет]. Майдоний транзистор қўлланилмасдан кириш каскадини кириш қаршилигини 100 кОмдан ортиқ бажарилиши талаб қилинганда эмиттер қайтаргич (ЭК) кириш каскади сифатида қўлланилганда базадаги R_1 ва R_2 кучланиш бўлгичига силжиш кучланиши $R_{K\sim}$ кўшимча резистор

орқали берилади (10.7 расм.) [2, 249 бет], бу ЭҚнинг кириш қаршилигини сезиларли орттириш имкониятини беради.



10.7 расм. Кириш қаршилиги катта бўлган эмиттер кайтаргичнинг принципаал схемаси.

Транзистор тури ва иш режимини танлаш 10.2. пунктдагига ўхшаш тартиб бўйича амалга оширилади.

Схема элементларини ҳисоблаш қуйидаги тартиб бўйича амалга оширилади.

1. Агар ЭҚнинг кучайтиргич коэффиценти K_1 берилган бўлса, у ҳолда R_3 резисторининг қаршилиги қуйидаги формула бўйича ҳисобланади:

$$R_3 = R_{\text{КИР.КЕЙ}} \cdot R_{\sim} / (R_{\text{КИР.КЕЙ}} - R_{\sim}),$$

бу ерда $R_{\sim} = K_1(1-K_1)S$ – ўзгарувчан ток бўйича эмиттер занжирининг умумий қаршилиги.

Агар кучайтириш коэффиценти K_1 берилмаган бўлса, у ҳолда $K_1 = 0,9 \dots 0,95$ деб олиш керак бўлади.

Ҳисоблаб чиқилган R_3 нинг қийматини давлат стандарти бўйича танлаб олиш зарур.

2. $S_T=2...5$ қийматни қабул қилиб, (10.4.) формула бўйича кучланиш бўлгичининг R_B умумий қаршилигининг қиймати ҳисобланади.

3. $R_{ҚЎШ} = (0,2...0,3)R_B$ қаршилиқ ҳисобланади ва унинг қиймати давлат стандарти бўйича танлаб олинади.

4. УҚли транзисторнинг кириш қаршилиги қуйидаги ифода бўйича ҳисобланади:

$$R_{ҚИР.УҚ} = r'_6 + (26/I_{КО}[mA] + R_{Э-})(1 + h_{21Э}).$$

5. $R_2 = (5...10)R_{ҚИР.УҚ}$ қаршилиқ ҳисобланади ва унинг қиймати давлат стандарти бўйича танлаб олинади.

6. R_1 қаршилиқнинг қиймати қуйидаги ифода бўйича ҳисобланади.

$$R_1 = R_2 \cdot R_B / (R_2 - R_B)$$

унинг қиймати давлат стандарти бўйича танлаб олинади.

7. Талаб қилинадиган таъминот манбаи кучланиши қуйидагича ҳисобланади;

$$E_M = U_{КО} + I_{КО}R_{Э}$$

унинг қиймати катта бутун қиймат томон яхлитланади.

8. ЭҚнинг кириш қаршилиги қуйидагича ҳисобланади;

$$R_{ҚИР.К} = R_{ҚЎШ} / (1 - K_1).$$

9. (10.9) формула бўйича C_1 сиғимнинг қиймати қуйидагича ҳисобланади;

10. (10.10) формула бўйича $R_{Кни}$ $R_{Эга}$ алмаштириш орқали C_2 сиғимнинг қиймати қуйидагича ҳисобланади.

11. C_A ажратувчи сиғимнинг қиймати қуйидаги ифода бўйича ҳисобланади:

$$C_A = (3...10)(R_1 + R_2) / (f_n \cdot R_1 \cdot R_2).$$

12. ЭҚнинг кириш кучланиши қуйидаги ифода бўйича ҳисобланади:

$$U_{ҚИР} = U_{ҚИР.КЕЙ} / K_1.$$

Фойдаланилган адабиётлар

1. Войшнилло Г.Н. Усилительные устройства. –М.: Связь, 1983.
2. Цыкин Г.С. Усилительные устройства. –М.: Связь, 1971.
3. Головин О.В., Кубицкий А.А. Электронные усилители –М.: Радио и связь, 1983.
4. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника – М.: Радио и связь, 1996.
5. Полупроводниковые приборы: Транзисторы. Справочник. /Под ред. Горюнова Н.Н. –М.: Энергоатомиздат, 1983, 1988.
6. Проектирование усилительных устройств. /Под ред. Терпугова Н.В. М.: Высшая школа, 1978.

**КЕНГ ПОЛОСАЛИ
КУЧАЙТИРУВЧИ
КАСКАДНИ
ҲИСОБЛАШ
Курс ишини бажариш
бўйича услубий
маълумотнома**

**Радиоалоқа қурилмалари
ва тизимлари кафедраси
мажлисида муҳокама
этилди
(35-мажлис баёни,
23.04.07й) ва босишга
тавсия қилинди**

**Тузувчилар:
катта ўқитувчи
Жильцова О.А.
катта ўқитувчи
Султонова М.О.**

**Масъул муҳаррир:
Абдуазизов О.А.**

**Муҳаррир:
Хусанова А.А.**