

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Український державний морський технічний університет
імені адмірала Макарова

Г.В. ПАВЛОВ, А.В. ОБРУБОВ, М.В. ПОКРОВСЬКИЙ

**РОЗРАХУНОК СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ ІМПУЛЬСНИХ
ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ**

Рекомендовано Методичною радою УДМТУ
як методичні вказівки

Миколаїв 2003

УДК 621.314.58

Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровський М.В. Розрахунок систем управління імпульсних перетворювачів постійної напруги: Методичні вказівки. – Миколаїв: УДМТУ, 2003. – 52 с.

У методичних вказівках наведено структуру курсового проекту з курсу "Електроніка і мікросхемотехніка", основні вимоги до його виконання, теоретичні відомості, необхідні для розробки імпульсних перетворювачів постійної напруги. Розглянуто приклади розрахунків систем управління та силової частини знижувального, підвищувального та полярно-інвертувального імпульсних перетворювачів постійної напруги, стійкості замкнених систем перетворювачів. Приділено увагу взаємозв'язку особливостей розрахунків систем управління з якістю вихідних параметрів перетворювача та його ефективністю.

Призначено для студентів спеціальностей 7.092201 "Електричні системи і комплекси транспортних засобів" та 7.091400 "Системи управління і автоматика" всіх форм навчання.

Рецензенти: д-р техн. наук, проф. В.С. Блінцов;
канд. техн. наук, доц. А.К. Жук

© Український державний морський
технічний університет, 2003
© Видавництво УДМТУ, 2003

ВСТУП

Метою виконання курсових робіт є закріплення теоретичних знань з курсу "Електроніка і мікросхемотехніка" та набуття навиків розробки, розрахунку та аналізу електронних схем.

Виконання курсової роботи є заключним етапом вивчення курсу "Електроніка і мікросхемотехніка". Цей етап готує студента до самостійної діяльності у проектуванні електронних систем, зокрема імпульсних перетворювачів постійної напруги. Принципи проектування систем управління імпульсних перетворювачів допомагають студентам у розробці структурної, функціональної та принципової схем конкретної системи.

Методичні вказівки, а також довідкова інформація, що міститься у рекомендованих літературних джерелах, дають теоретичну базу для ознайомлення студентів з принципами побудови, реалізації і функціонування електронних систем управління сучасними імпульсними перетворювачами постійної напруги.

1. КОРОТКІ ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ ПРО ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

1.1. Принцип дії і характеристики імпульсних перетворювачів постійної напруги

Принцип дії імпульсних перетворювачів постійної напруги (ІППН) полягає в періодичному підключенні та відключенні (комутації) кола навантаження до первинного джерела електроенергії з напругою $U_{\text{вх}}$. Здійснюється це за допомогою електронних силових ключів – транзисторів, діодів, тиристорів. Середня напруга $U_{\text{вих}}$ та струм $I_{\text{вих}}$ навантаження залежать від проміжків часу підключення джерела напруги $U_{\text{вх}}$ до накопичувального елемента схеми ІППН. Частота комутації, або частота перетворення $f_{\text{п}}$,

знаходиться в межах від одиниць до десятків кГц (тиристори та біполярні транзистори) або від сотень кГц до одиниць МГц (МДП-транзистори). Період перетворення $T_n = 1/f_n$ складається з відрізків часу, коли силовий ключ замкнено (енергія від джерела $U_{вх}$ надходить до схеми), та часу розімкненого стану цього ключа, тобто $T_n = t_1 + t_0$. Час замкненого стану зручно задавати за допомогою відносної тривалості імпульсу γ : $t_1 = \gamma T_n$. За допомогою зміни відносної тривалості можна регулювати або стабілізувати вихідну напругу ІППН. Такий спосіб регулювання напруги при постійній частоті проходження імпульсів називається широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ). Імпульси напруги в схемі ІППН мають, головним чином, прямокутну форму, а імпульси струму – трикутну.

Основні переваги ІППН у порівнянні зі стабілізаторами безупинної дії – більший коефіцієнт корисної дії (ККД), менші маса та габарити. До недоліків можна віднести наявність пульсацій та додаткових перешкод, що зумовлено імпульсним регулюванням, гірші динамічні характеристики та відносна складність. Однак у багатьох випадках застосування ІППН є найбільш раціональним технічним рішенням.

Структурна схема ІППН показана на рис. 1.1. До неї входять: імпульсний регулятор ІР, через який енергія передається від джерела Д до навантаження Н; подільник напруги ДН; датчик струму ДС; схема струмового захисту СЗ; підсилювач неузгодженості ПН; широтно-імпульсний модулятор ШІМ; формуючий каскад ФК.

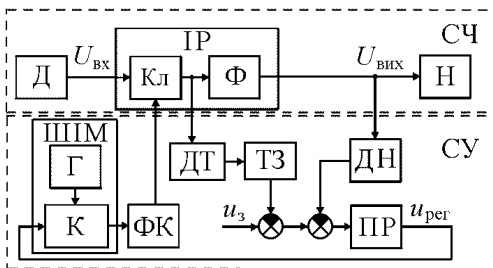


Рис. 1.1

ІР містить силові ключі Кл та фільтрувальні реактивні елементи Ф. ШІМ складається з генератора трикутної напруги Г та компаратора К. Електричні кола, що містять елементи ІР і з'єднують джерело Д з навантаженням Н, утворюють силову частину СЧ ІППН. Схема управління СУ формує сигнал управління силовими ключами

таким чином, щоб стабілізувати вихідну напругу. Для цього відстежується фактичне значення $U_{вх}$ та порівнюється з задавальним сигналом u_3 . Крім цього, СУ виконує функцію струмового захисту. СУ містить ПН, ДН, ДС, СЗ, ШІМ і ФК.

Сигнал на виході ДН, пропорційний напрузі на навантаженні, порівнюється з сигналом u_3 . Різниця між u_3 і $U_{вх}$ підсилюється в ПН та

подається на ШІМ. На виході ШІМ утворюються прямокутні імпульси, ширина яких пропорційна напрузі регулювання $u_{\text{пер}}$. Модульовані за шириною імпульси надходять на ФК, який відповідно до них створює необхідний сигнал управління силовими ключами. Силові ключі Кл періодично підключають з частотою перетворення джерело Д до елементів Ф, відбираючи енергію від нього певними "порціями". Завдяки згладжувальній дії Ф до навантаження Н енергія надходить рівномірно. Якщо струм силового ключа перевищує певне значення, ТЗ зменшує напругу u_3 .

Три основні силові схеми ІППН, в яких використовується один керований ключ – транзистор, показані на рис. 1.2.

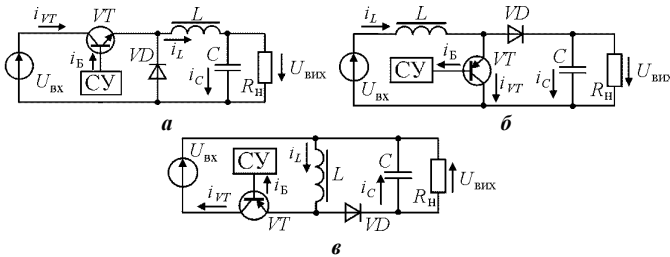


Рис. 1.2

Класифікуються вони як знижувальний, підвищувальний та полярно-інвертувальний ІППН. У знижувальному ІППН вихідна напруга завжди менша за вхідну. Коли транзистор VT відкрито черговим імпульсом струму бази $i_{\text{б } VT}(t)$ тривалістю (рис. 1.3, а), енергія від джерела $U_{\text{вх}}$ надходить до навантаження $R_{\text{н}}$ і накопичується в дроселі L та конденсаторі C фільтра. Спад напруги на транзисторі $U_{\text{ке } VT}(t)$ при цьому невеликий, порядку 1 В, та відповідає напрузі насичення транзистора $U_{\text{ке нас}}$. До діода VD прикладено зворотну напругу $U_{VD}(t) = U_{\text{вх}} - U_{\text{ке } VT}(t)$, близьку за величиною до вхідної. Струм дроселя $i_L(t)$ наростає за експоненціальним законом від мінімального $I_{L\text{min}}$ до максимального $I_{L\text{max}}$ значень.

Таким же чином змінюється і струм транзистора $i_{VT}(t)$. По закінченні імпульсу $i_{\text{б } VT}(t)$, що відкриває, транзистор VT закривається, відключаючи дросель від джерела вхідної напруги. Струм через нього спадає. Як тільки струм дроселя починає зменшуватися, напругою його самоіндукції відкривається діод VD . В цей час дросель підключений паралельно навантаженню і фільтрувальній ємності. Контур струму замикається через діод. Струм дроселя зменшується за експоненціальним зако-

ном від максимального до мінімального значення. Протягом даного проміжку часу t_0 струм діода $i_{VD}(t)$ є струмом дроселя. Далі, після закінчення паузи t_0 , транзистор знову відкривається і процеси повторюються. Струм дроселя при цьому має сталу ($I_{L\text{cp}}$) та змінну ($i_L - I_{L\text{cp}}$) складові. Практично уся змінна складова цього струму проходить через конденсатор C (струм $i_C(t)$ на рис. 1.3,а). Стала складова замикається через навантаження. Дросель у даній схемі весь період фільтрує вихідну напругу. Тому знижувальна схема забезпечує принципово менші пульсації вихідної напруги в порівнянні з підвищувальною та інвертувальною. Схема, у якій дросель під час накопичення енергії підключається паралельно джерелу $U_{\text{вх}}$, може бути як підвищувальною, так і полярно-інвертувальною залежно від підключення навантаження і конденсатора фільтра (див. рис. 1.2,б,в). Вихідна напруга підвищувальної схеми, як правило, більше вхідної. У полярно-інвертувальному ІППН вихідна напруга в залежності від навантаження і відносної тривалості імпульсу γ може бути за величиною як більше, так і менше вхідної. Часові діаграми для обох схем наведено на рис. 1.3,б. При відкриванні транзистора VT імпульсом струму $i_b(t)$ дросель L підключається до напруги $U_{\text{вх}}$. Діод VD закрито зворотною напругою. Струм навантаження протікає через накопичувальний конденсатор C . Струм дроселя $i_L(t)$ збільшується за експоненціальним законом, і енергія від первинного джерела $U_{\text{вх}}$ надходить до дроселя. Коли транзистор закривається і струм $i_{VT}(t)$ через нього різко знижується, напругою самоіндукції дроселя відкривається діод VD . Енергія, накопичена в дроселі, передається до накопичувального конденсатора та навантаження. У підвищувальному ІППН при закритому транзисторі і відкритому діоді дросель підключається до навантаження послідовно з джерелом $U_{\text{вх}}$. Тому енергія від джерела відбирається весь час (при безперервному струмі дроселя). Пульсації вхідного струму даної схеми найменші. При закритому транзисторі протягом часу t_0 струм дроселя $i_L(t)$ не встигає знизитися до нуля, як показано на рис. 1.3,б. При невеликій індуктивності дроселя або малому струмі навантаження струм $i_L(t)$ стає переривчастим. ІППН при цьому працездатний, однак такий режим небажаний через підвищені пульсації вихідної напруги. При однакових струмах навантаження та інших рівних умовах вихідна напруга підвищувальної схеми більше вихідної напруги інвертувальної схеми на величину $U_{\text{вх}}$. У фільтрації вихідної напруги в обох схемах бере участь тільки конденсатор C , через який проходять великі імпульси струму, які дорівнюють

струму навантаження (див. рис. 1.3,а). Пульсації вихідної напруги через це більші, ніж у знижувальній схемі.

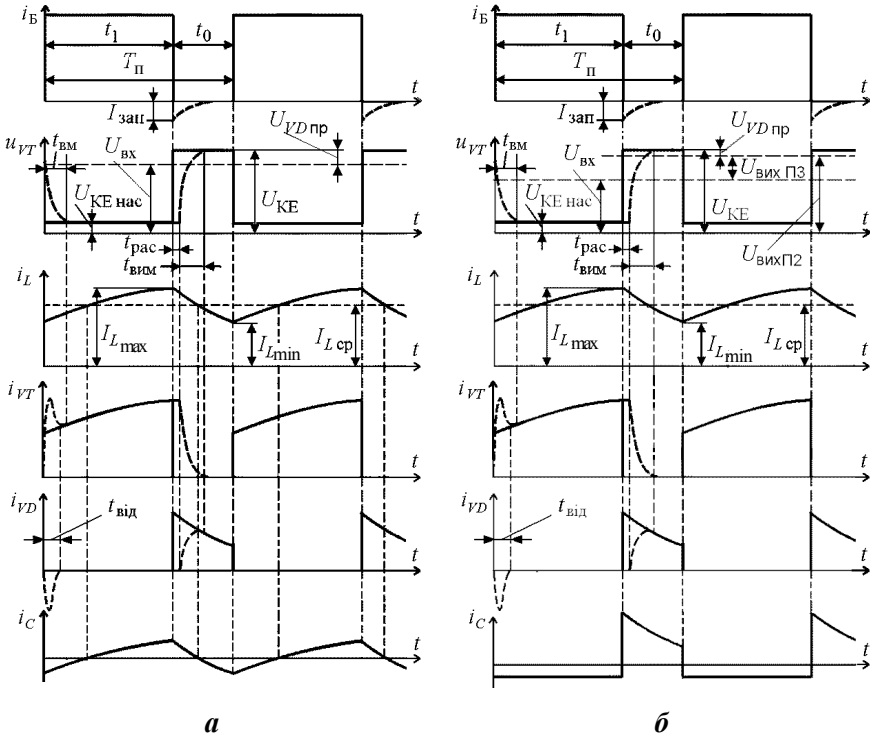


Рис. 1.3

Статичні характеристики ППН для безперервних струмів дроселя задаються у вигляді

$$U_{\text{вих}} = f(\gamma, \sigma, U_{\text{вх}}), \quad (1.1)$$

де γ – відносна тривалість імпульсу; σ – відносна величина опору втрат; $\sigma = R_{\text{в}} / R_{\text{н}}$; $R_{\text{в}} = r_L + r_{\text{дин}}$; $r_{\text{дин}}$ – динамічний опір відкритих напівпровідникових ключів; r_L – активний опір у колі дроселя. Функція (1.1) для трьох типів ППН має вигляд:

$$\text{для знижувального } f(\gamma, \sigma, U_{\text{вх}}) = \gamma(1 - \sigma)U_{\text{вх}};$$

для підвищувального $f(\gamma, \sigma, U_{\text{вх}}) = \frac{(1-\sigma)(1-\gamma)U_{\text{вх}}}{\sigma + (1-\sigma)(1-\gamma)^2}$;

для інвертувального $f(\gamma, \sigma, U_{\text{вх}}) = \frac{(1-\sigma)(1-\gamma)\gamma U_{\text{вх}}}{\sigma + (1-\sigma)(1-\gamma)^2}$.

На рис. 1.4 наведено регульовальні характеристики трьох типів перетворювачів ($U_{\text{вих}} = f(\gamma)$, $\sigma = \text{const}$, $U_{\text{вх}} = \text{const}$) для двох значень втрат $\sigma = 0,01$ (суцільна лінія) і $\sigma = 0,05$ (пунктирна лінія).

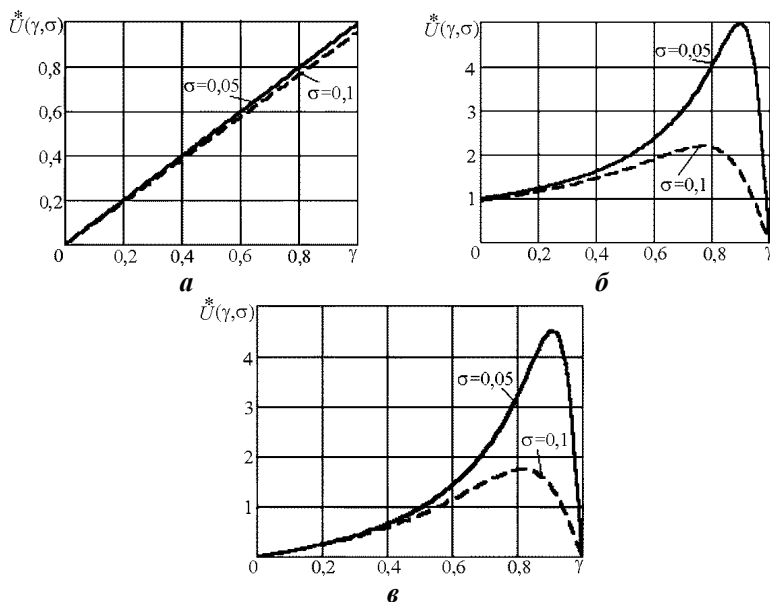


Рис. 1.4

Регульовальна характеристика знижувального ІППН лінійна і слабо залежить від втрат σ у колі. У підвищувального та інвертувального ІППН спостерігається стійка залежність вихідної напруги від відносних втрат, особливо при максимумі. Якщо втрати спрямувати до нуля, максимальна напруга буде прагнути до нескінченності. Характеристики підвищувального та інвертувального ІППН нелінійні. Існує межа $U_{\text{max}}(\gamma_{\text{кр}})$, до якої характеристики зростають. Тому для роботи використовується діапазон $\gamma \in [0 \dots \gamma_{\text{кр}}]$, тобто обмежується максимальне значення $\gamma_{\text{max}} < \gamma_{\text{кр}}$.

Характеристики $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ лінійні і при заданих $\sigma = \text{const}$ і $\gamma = \text{const}$ визначаються коефіцієнтом передачі ІППН $K_{\text{пр}}$: $U_{\text{вих}} = K_{\text{пр}}(\sigma, \gamma)U_{\text{вх}}$. Зовнішні характеристики можна одержати, якщо взяти $U_{\text{вх}} = \text{const}$ та $\gamma = \text{const}$ і змінювати опір навантаження $U_{\text{вих}} = f(R_{\text{в}} / R_{\text{н}})$.

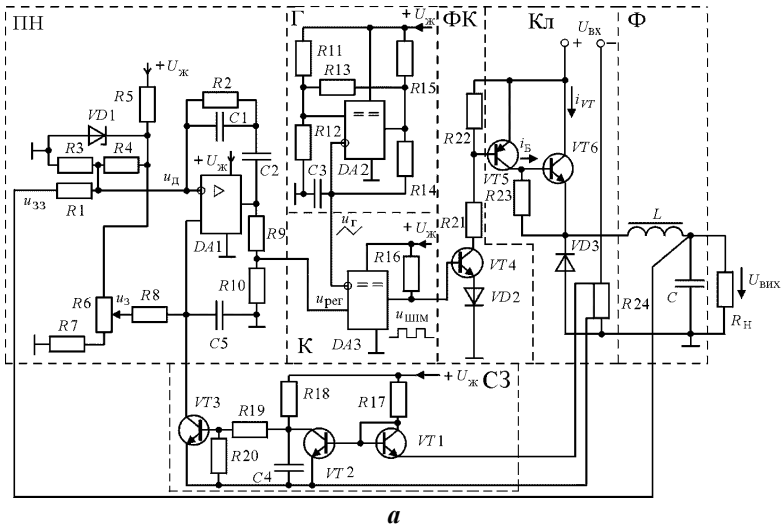
1.2. Система управління імпульсним перетворювачем постійної напруги

Принципова схема СУ ІППН з підключенням основних елементів силової частини показана на рис. 1.5. Повна принципова схема може містити додатково вхідний фільтр, схему живлення СУ, демпфірувальні кола, схему захисту від перенапруги та інші, які тут не розглядаються. Пунктирними лініями виділено блоки, що відповідають структурній схемі на рис. 1.1. Підключення силового транзистора до СУ для трьох типів ІППН неоднакове. Різниця полягає в схемі ФК. Рис. 1.5, *a* відповідає знижувальному ІППН. Фрагменти схем на рис. 1.5, *б, в* відповідають підвищувальному та інвертувальному ІППН.

Транзисторна пара VT_5, VT_6 є керованим ключем ІР (транзистор VT у схемах на рис. 1.2). Необхідний керуючий струм $i_{\text{б}}$ для нього формується двокаскадним імпульсним підсилювачем на транзисторі VT_4 , що входить до схеми ФК. Коли напруга $u_{\text{ШМ}}$ на вході ФК (база VT_4) низького рівня, транзистор VT_4 закритий. Колекторний струм VT_4 близький до нуля, тому закриті й силові транзистори VT_5, VT_6 . Коли на вході ФК з'являється напруга $u_{\text{ШМ}}$ високого рівня, транзистор VT_4 відкривається струмом, який протікає через його базу від позитивного полюса живлення СУ з напругою $U_{\text{ж}}$ та резистор R_{16} . Резистори R_{16} і R_{15} потрібні для утворення позитивних імпульсів на виходах компараторів DA_2 і DA_3 . Це пов'язано з тим, що компаратори типу 521СА3 (LM111) або 554СА3 (LM311) мають так звані виходи з відкритим колектором. Діод VD_2 потрібен для збільшення приблизно на 0,6 В потенціалу відкривання транзистора VT_4 у схемі знижувального ІППН. Завдяки цьому транзистор надійно запирається компаратором DA_3 . В колі колектор – емітер VT_4 , діод VD_2 , резистор R_{21} протікає струм бази VT_5 . Тому транзистор VT_5 також відкритий. Струм колектора VT_5 надходить до бази транзистора VT_6 і відкриває його.

Таким чином, відносно положення силового ключа VT_5, VT_6 ФК є неінвертувальною ланкою. Низький рівень $u_{\text{ШМ}}$ відповідає закритому положенню ключа, високий – відкритому. Припускається, що транзистори VT_4 і VT_5 досить швидкодіючі, процеси їхнього вмикання і вимикання мають тривалість порядку десятих часток мікросекунди, що набагато

менше часу вмикання і вимикання транзистора VT_6 . Це буде виконуватися за умови вибору транзисторів з параметрами $f_{h21BVT4} > 80 \dots 100$ МГц, $f_{h21BVT5} > 30$ МГц.



а

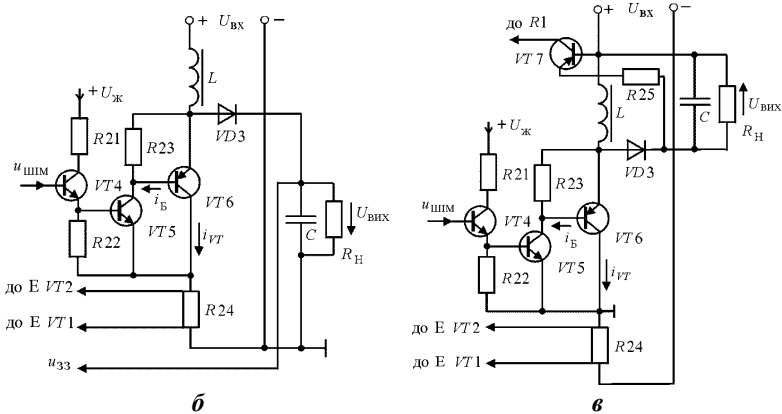


Рис. 1.5

Модульовані за шириною імпульси $u_{\text{ШИМ}}$ (рис. 1.6) створюються за допомогою компаратора, який вирівнює трикутну напругу u_r , що надходить на негативний вхід з напругою регулювання $u_{\text{рег}}$ з виходу ПН, прикладеною до позитивного входу. Коли напруга u_r більша за напругу $u_{\text{рег}}$, на виході компаратора має бути низький рівень $u_{\text{ШИМ}}$.

Коли напруга u_r стає меншою за u_{per} , компаратор переключиться на високий рівень $u_{шпм}$. Напруга u_{per} змінюється порівняно повільно. Напруга u_r , прикладена до входу компаратора, викликає на його виході періодичну послідовність прямокутних імпульсів $u_{шпм}$, ширина яких залежить від рівня u_{per} . Задавальний генератор Г побудовано на компараторі DA_2 . Частота коливань генерованої ним напруги u_r задає частоту перетворення. До виходу компаратора з відкритим колектором підключено як навантаження резистор R_{15} .

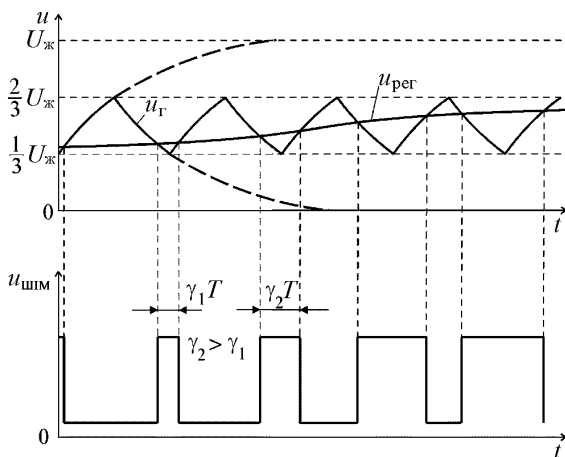


Рис. 1.6

Резистори R_{13} , R_{11} , R_{12} утворюють коло позитивного зворотного зв'язку, завдяки якому компаратор працює як тригер Шмітта. Елементи інерційного негативного зворотного зв'язку R_{14} і C_3 задають частоту коливань. Припустимо, що конденсатор C_3 розряджено і на виході компаратора високий рівень напруги, близький до напруги $U_{ж}$. Подільник, який складається з резисторів R_{11} та R_{12} , задає рівень сталої складової напруги на неінвертувальному вході компаратора. При $R_{11} = R_{12}$ він дорівнює $U_{ж} / 2$. При високій напрузі на виході на неінвертувальному вході напруга U_b трохи більша за $U_{ж} / 2$. Конденсатор C_3 повільно заряджається струмом через резистори R_{15} та R_{14} . Як тільки напруга на конденсаторі C_3 перевищить напругу на неінвертувальному вході U_b , компаратор різко переключиться на низький рівень. Конденсатор почне повільно розряджатися через резистор R_{14} . На неінвертувальному вході при переключенні компаратора напруга знизиться до рівня U_a , трохи меншого за $U_{ж} / 2$. При досягненні напругою на конденсаторі рівня U_a компаратор знову переключиться на високий рівень, і далі процеси будуть періодично повторюватися. На виході компаратора при цьому напруга буде прямокутної форми, а на конденсаторі – близька до трикутної u_r . Її розмах дорівнює різниці порогів переключення тригера Шмітта $U_b - U_a$, а середній рівень – половині напруги живлення. Величина резистора R_{13} обирається такою, щоб ширина петлі гістерезиса тригера дорівнювала приблизно $U_{ж} / 3$, тобто $U_a =$

$= U_{\text{ж}}/3$; $U_b = 2U_{\text{ж}}/3$, що і визначає розмах u_r . Більше його значення приведе до додаткової нелінійності контуру регулювання через значну відмінність експонентної напруги від лінійно-трикутної форми. Менший розмах u_r обумовить великі відхилення інтегровального підсилювача за межі області регулювання при перехідних процесах і меншу точність роботи компаратора ШІМ DA_3 .

Підсилювач неузгодженості ПН містить операційний підсилювач (ОП) DA_1 , подільник зсуву (R_3, R_4), елементи паралельного зворотного зв'язку (R_1, R_2, C_1, C_2) та обмежувальний подільник R_9, R_{10} . Резистори R_1, R_3 та R_4 можна класифікувати також як подільник напруги ДН. Стабілітрон VD_1 разом з резистором R_5 є джерелом опорної напруги $U_{\text{оп}}$. Резистором R_6 встановлюється задавальна напруга u_3 , що визначає необхідну вихідну напругу ІППН. Резистор R_7 необхідний для обмеження зміни u_3 . Конденсатор C_5 разом з резистором R_8 визначає сталу часу зростання задавальної напруги $\tau \approx R_8 C_5 = 0,4 \dots 1$ с.

ОП DA_1 у даній схемі включення являє собою інвертувальну пропорційно-інтегровальну ланку. Необхідна амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) створюється елементами C_1, C_2 та R_2 . Подільник R_9, R_{10} обмежує максимальну напругу $u_{\text{пер}}$ у відповідності до умови $\gamma_{\text{max}} < \gamma_{\text{кр}}$. Сигнал, який надходить на вхід ПН з напругою зворотного зв'язку (ЗЗ) $u_{\text{зз}}$, визначає напругу подільника U_d у точці з'єднання R_1, R_2, R_4 , прикладену до інвертувального входу ОП. До неінвертувального входу прикладено напругу u_3 . Різниця між заданою та напругою подільника є сигналом неузгодженості, який підсилюється і подається у вигляді напруги регулювання $u_{\text{рег}}$ на вхід компаратора ШІМ DA_3 . Напруга зворотного зв'язку – це напруга на навантаженні: $u_{\text{зз}} = U_{\text{вих}}$.

Стабілізація вихідної напруги відбувається таким чином. Коли за будь-якими причинами ця напруга перевищує встановлене значення, з'являється сигнал неузгодженості, який підсилюється в ПН і викликає зменшення $u_{\text{рег}}$. Відносна тривалість імпульсів γ на виході компаратора DA_3 стає меншою. Протягом меншого часу відкрито і силовий транзистор. Відповідно до регулювальних характеристик це викликає зменшення вихідної напруги до встановлених меж. Якщо ця напруга зменшиться нижче встановленого рівня – картина зворотна: схема "прагне" підвищити напругу за рахунок збільшення γ .

Для захисту ІППН від можливих перевантажень та коротких замикань на виході СУ містить схему захисту відносно струму силового транзистора VT_6 . Датчиком струму є резистор R_{24} . Підсилювач датчика струму зібрано на парі ідентичних транзисторів VT_1, VT_2 та транзисторі VT_3 .

Резистор R_{17} і транзистор VT_1 задають напругу зсуву транзистора VT_2 , який включено відносно датчика струму за схемою з СБ. Таке включення VT_1 і VT_2 забезпечує високу термостабільність. Їхні вхідні характеристики при змінах температури також відповідно змінюються, тому колекторний струм VT_2 слабо залежить від температури і визначається струмом колектора VT_1 та різницею потенціалів на емітерах VT_1 і VT_2 . Транзистор VT_2 відкритий та близький до насичення. Імпульси струму проходять через резистор R_{24} і створюють на ньому імпульси напруги, які закривають транзистор VT_2 . При цьому напруга на його колекторі починає підвищуватися. Коли імпульси струму досягають деякого певного значення, підвищується напруга на колекторі VT_2 . Це викликає відкриття транзистора VT_3 , який шунтує задавальне коло R_6, R_7, R_8 . Напруга u_3 зменшується, внаслідок чого зменшується і струм. Резистор R_{24} орієнтовно вибирається таким, щоб при струмі спрацьовування захисту напруга на ньому становила приблизно 26 мВ. Конденсатор C_4 призначено для згладжування викидів сигналу датчика струму, обумовлених викидами струму силового транзистора при його відкритті.

Слід зазначити, що запропонована принципова схема СУ є рекомендованою. Вона не може бути досконалою з усіх точок зору. Тому студенти можуть під час розв'язання конкретної задачі проектування вносити деякі зміни та спрощення у СУ, які, на їх погляд, можуть вдосконалити її роботу. Єдиною умовою при цьому є збереження основного принципу дії перетворювача, тобто типу силової схеми, кількості силових елементів.

2. РОЗРАХУНОК СИЛОВОЇ ЧАСТИНИ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

У таблиці наведено початкові дані для прикладів розрахунку схем знижувального, підвищувального та інвертувального ІППН (умовно П1, П2 і П3). Методику розрахунку у вигляді прикладів наведено нижче.

Початкові дані	П1	П2	П3
Номінальна вхідна напруга $U_{вх}$, В	–	–	–
Нестабільність середнього значення вхідної напруги $\Delta_{вх}$	$\pm 0,2$	$\pm 0,15$	$\pm 0,1$
Амплітуда пульсацій на вході Δ_{\sim}	0,05	0,05	0
Значення вихідної напруги $U_{вих\ min}; U_{вих}; U_{вих\ max}$, В	10; 12; 13	20; 24; 27	14; 15; 16
Значення струму навантаження $I_{н\ min}; I_{н\ max}$, А	2; 5	0,2; 1	0,1; 0,5
Змінна складова вихідної напруги $U_{вих\ \sim}$, В	0,1	0,1	0,15
ККД	0,8	0,75	0,7
Частота перетворення f_p , кГц	20	10	10

2.1. Визначення вхідної напруги та коефіцієнтів заповнення імпульсів

Якщо у початкових даних зазначена номінальна вхідна напруга $U_{вх}$, то на початку варто знайти $U_{вх\ min}$ і за ним обчислити γ_{max} . При цьому для П1 повинно бути $\gamma_{max} < 0,95$, а для П2 і П3 $\gamma_{max} < \gamma_{кр}$ при σ_{max} (див. рис. 1.4). Якщо вхідна напруга не задана, то потрібно задатися максимальним коефіцієнтом заповнення:

для П1 $\gamma_{max} = 0,9$;

для П2, П3 $\gamma_{max} = 0,65$.

Визначаємо мінімальну вхідну напругу:

для П1

$$\begin{aligned}
 U_{вх\ min} &= \frac{1}{1 - \Delta_{\sim}} \left(\frac{U_{вих\ max}}{\gamma_{max}} + U_{ке\ нас} + U_{др} \right) = \\
 &= \frac{1}{1 - 0,05} \left(\frac{13}{0,9} + 1,5 + 0,02 \cdot 13 \right) \approx 17 \text{ В};
 \end{aligned}$$

для П2

$$U_{\text{вх min}} = \frac{(1 - \gamma_{\text{max}})(U_{\text{вих max}} + U_{\text{др}} + U_{VD}) + U_{\text{КЕ нас}} + U_{\text{др}}}{1 - \Delta_{\sim}} =$$
$$= \frac{(1 - 0,65)(27 + 0,02 \cdot 27 + 1) + 1,5 + 0,02 \cdot 27}{1 - 0,05} \approx 12,7 \text{ В};$$

для П3

$$U_{\text{вх min}} = \frac{(1 - \gamma_{\text{max}})(U_{\text{вих max}} + U_{\text{др}} + U_{VD}) + (U_{\text{КЕ нас}} + U_{\text{др}})\gamma_{\text{max}}}{\gamma_{\text{max}}(1 - \Delta_{\sim})} =$$
$$= \frac{(1 - 0,65)(16 + 0,02 \cdot 16 + 1) + (1,5 + 0,02 \cdot 16) \cdot 0,65}{0,65(1 - 0)} \approx 11,1 \text{ В},$$

де попередньо взяті $U_{VD} \approx 1 \text{ В}$ – пряме спадання напруги на комутуючому діоді VD_3 ; $U_{\text{КЕ нас}} \approx 1,5 \text{ В}$ – напруга насичення регулюючого транзистора VT_6 ; $U_{\text{др}} \approx 0,02 U_{\text{вих}}$ – стала складова напруги u_L на дроселі (спадання напруги на його активному опорі).

Номінальна вхідна напруга визначається за виразом

$$U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх min}}}{1 - \Delta_{\text{вх}}};$$

$$\text{для П1 } U_{\text{вх}} = \frac{17}{1 - 0,2} \approx 21,3 \text{ В};$$

$$\text{для П2 } U_{\text{вх}} = \frac{12,7}{1 - 0,15} \approx 15 \text{ В};$$

$$\text{для П3 } U_{\text{вх}} = \frac{11,1}{1 - 0,1} \approx 12,3 \text{ В}.$$

Максимальна вхідна напруга $U_{\text{вх max}} = U_{\text{вх}}(1 + \Delta_{\text{вх}})$:

$$\text{для П1 } U_{\text{вх max}} = 21,3(1 + 0,2) = 25,6 \text{ В};$$

$$\text{для П2 } U_{\text{вх max}} = 15(1 + 0,15) = 17,3 \text{ В};$$

$$\text{для П3 } U_{\text{вх max}} = 12,3(1 + 0,1) \approx 13,5 \text{ В}.$$

Мінімальне і номінальне значення коефіцієнтів заповнення імпульсів:
для П1

$$\gamma_{\min} = \frac{U_{\text{вих min}} + U_{\text{др}}}{U_{\text{вх max}} - U_{\text{др}} - U_{\text{КЕ нас}}} = \frac{10 + 0,02 \cdot 10}{25,6 - 0,02 \cdot 10 - 1,5} \approx 0,427;$$

$$\gamma = \frac{U_{\text{вих}} + U_{\text{др}}}{U_{\text{вх}} - U_{\text{др}} - U_{\text{КЕ нас}}} = \frac{12 + 0,02 \cdot 12}{21,3 - 0,02 \cdot 12 - 1,5} \approx 0,626;$$

для П2

$$\gamma_{\min} = 1 - \frac{U_{\text{вх max}} - U_{\text{др}} - U_{\text{КЕ нас}}}{U_{\text{вих min}} + U_{\text{др}} + U_{\text{VD}}} = 1 - \frac{17,3 - 0,02 \cdot 20 - 1,5}{20 + 0,02 \cdot 20 + 1} \approx 0,28;$$

$$\gamma = 1 - \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{др}} - U_{\text{КЕ нас}}}{U_{\text{вих}} + U_{\text{др}} + U_{\text{VD}}} = 1 - \frac{15 - 0,02 \cdot 24 - 1,5}{24 + 0,02 \cdot 24 + 1} \approx 0,489;$$

для П3

$$\gamma_{\min} = \frac{U_{\text{вих min}} + U_{\text{др}} + U_{\text{VD}}}{U_{\text{вх max}} + U_{\text{вих min}} - U_{\text{КЕ нас}} + U_{\text{VD}}} = \frac{14 + 0,02 \cdot 14 + 1}{13,5 + 14 - 1,5 + 1} \approx 0,566;$$

$$\gamma = \frac{U_{\text{вих}} + U_{\text{др}} + U_{\text{VD}}}{U_{\text{вх}} + U_{\text{вих}} - U_{\text{КЕ нас}} + U_{\text{VD}}} = \frac{15 + 0,02 \cdot 15 + 1}{12,3 + 15 - 1,5 + 1} \approx 0,608.$$

Для П1–П3 повинна виконуватися умова $\gamma_{\min} < \gamma < \gamma_{\max}$, інакше потрібно відкоригувати припущення або початкові дані.

2.2. Визначення індуктивності дроселя і ємності фільтрувального конденсатора

Мінімальна індуктивність дроселя, при якій струм залишається безупинним при мінімальному струмі навантаження, повинна задовольняти нерівності:

для П1, П3

$$L_{\min} \geq \frac{U_{\text{вих max}} (1 - \gamma_{\min})}{2 f_{\text{п}} I_{\text{н min}}};$$

$$L_{\min} \geq \frac{13(1-0,427)}{2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 2} \approx 9,3 \cdot 10^{-5} \text{ Гн (для П1);}$$

$$L_{\min} \geq \frac{16(1-0,566)}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,1} \approx 3,47 \cdot 10^{-3} \text{ Гн (для П3);}$$

для П2

$$L_{\min} \geq \frac{(U_{\text{вих max}} - U_{\text{вх min}})(1 - \gamma_{\min})}{2f_{\text{п}} I_{\text{н min}}} = \frac{(27 - 12,7)(1 - 0,28)}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,2} \approx 2,6 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Номинальна індуктивність дроселя визначається за виразами:

$$L = \frac{U_{\text{вих}} (1 - \gamma)}{\Delta I f_{\text{п}}} \text{ (для П1, П3);}$$

$$L = \frac{(1 - \gamma)(U_{\text{вих}} - U_{\text{вх}})}{\Delta I f_{\text{п}}} \text{ (для П2),}$$

де $\Delta I = (0,01 \dots 2) I_{\text{н min}}$ – розмах пульсацій струму в дроселі фільтра. Візьмемо $\Delta I = I_{\text{н min}}$ для П1–П3. Тоді

$$L = \frac{12(1-0,626)}{2 \cdot 20 \cdot 10^3} = 0,11 \cdot 10^{-3} \text{ Гн (для П1);}$$

$$L = \frac{(1-0,489)(24-15)}{0,2 \cdot 10 \cdot 10^3} = 2,3 \cdot 10^{-3} \text{ (для П2);}$$

$$L = \frac{15(1-0,608)}{0,1 \cdot 10 \cdot 10^3} = 5,88 \cdot 10^{-3} \text{ Гн (для П3).}$$

Отримане значення індуктивності повинно бути більше мінімальної межі $L > L_{\min}$, що не виконується для П2, тому для нього візьмемо $L = L_{\min} = 2,6 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$

Ємність конденсатора фільтра:
для П1

$$C = \frac{U_{\text{вих min}} (1 - \gamma_{\min})}{16U_{\text{вих}} \sim f_{\text{п}}^2 L} = \frac{10(1-0,427)}{16 \cdot 0,1(20 \cdot 10^3)^2 \cdot 0,11 \cdot 10^{-3}} = 81 \cdot 10^{-6} \text{ Ф;}$$

для П2, П3

$$C = \frac{\gamma_{\max} I_{\text{н max}}}{2 f_{\Pi} U_{\text{вих}}};$$

$$C = \frac{0,65 \cdot 1}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,1} = 325 \cdot 10^{-6} \text{ Ф (для П2);}$$

$$C = \frac{0,65 \cdot 0,5}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,15} = 108 \cdot 10^{-6} \text{ Ф (для П3).}$$

2.3. Визначення струмів реактивних елементів

Амплітудне та діюче значення струмів через конденсатор П1:

$$I_{C \max} = \frac{U_{\text{вих min}} (1 - \gamma_{\min})}{2 L f_{\Pi}} = \frac{10(1 - 0,427)}{2 \cdot 0,11 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^3} = 1,3 \text{ А;}$$

$$I_{C \text{ д}} = \frac{I_{C \max}}{\sqrt{3}} = \frac{1,3}{\sqrt{3}} \approx 0,75 \text{ А.}$$

Мінімальні, максимальні та середні значення струму дроселя:
для П1

$$I_{L \min} = I_{\text{н max}} - I_{C \max} = 5 - 1,3 = 3,7 \text{ А; } I_{L \text{ ср}} = I_{\text{н max}} = 5 \text{ А;}$$

$$I_{L \max} = I_{\text{н max}} + I_{C \max} = 5 + 1,3 = 6,3 \text{ А; } \Delta I = 2 I_{C \max} = 2 \cdot 1,3 = 2,6 \text{ А;}$$

для П2

$$I_{L \text{ ср}} = \frac{I_{\text{н max}}}{1 - \gamma_{\max}} = \frac{1}{1 - 0,65} \approx 2,9 \text{ А;}$$

$$I_{L \min} = I_{L \text{ ср}} - \frac{U_{\text{вих min}} \gamma_{\max}}{2 L f_{\Pi}} = 2,9 - \frac{12,7 \cdot 0,65}{2 \cdot 2,6 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3} = 2,74 \text{ А;}$$

$$I_{L \max} = 2 I_{L \text{ ср}} - I_{L \min} = 2 \cdot 2,9 - 2,74 = 3,06 \text{ А;}$$

$$\Delta I = I_{L \max} - I_{L \min} = 3,06 - 2,74 = 0,32 \text{ А};$$

для ПЗ

$$I_{L \text{ ср}} = \frac{I_{\text{н max}}}{1 - \gamma_{\text{max}}} = \frac{0,5}{1 - 0,65} \approx 1,4 \text{ А};$$

$$I_{L \min} = I_{L \text{ ср}} - \frac{U_{\text{вх min}} \gamma_{\text{max}}}{2L f_{\text{п}}} = 1,4 - \frac{12 \cdot 0,65}{2 \cdot 5,88 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3} \approx 1,34 \text{ А};$$

$$I_{L \max} = 2I_{L \text{ ср}} - I_{L \min} = 2 \cdot 1,4 - 1,34 = 1,46 \text{ А};$$

$$\Delta I = I_{L \max} - I_{L \min} = 1,46 - 1,34 = 0,12 \text{ А}.$$

Амплітудні та діючі значення струмів через конденсатори П2, ПЗ:

$$I_{C \max} = I_{L \max} - I_{\text{н max}}; \quad I_{C \text{ д}} = I_{\text{н max}} \sqrt{\frac{\gamma_{\text{max}}}{1 - \gamma_{\text{max}}}};$$

$$I_{C \max} = 3,06 - 1 = 2,06 \text{ А}; \quad I_{C \text{ д}} = 1 \cdot \sqrt{\frac{0,65}{1 - 0,65}} = 1,36 \text{ А (для П2);}$$

$$I_{C \max} = 1,46 - 0,5 = 0,96 \text{ А}; \quad I_{C \text{ д}} = 0,5 \sqrt{\frac{0,65}{1 - 0,65}} = 0,68 \text{ А (для ПЗ)}.$$

2.4. Визначення амплітуди викиду вихідної напруги (максимально можливе значення без компенсації регулюванням та урахування втрат)

Викид вихідної напруги відбувається при різкому зменшенні струму навантаження від $I_{\text{н max}}$ до $I_{\text{н min}}$. Енергія, накопичена в дроселі при проходженні більшого струму, при зменшенні навантаження віддається до фільтрувальної ємності, яка заряджається при цьому до більшої напруги. Амплітуда викиду вихідної напруги визначається за виразом

$$\Delta U_{\text{вик}} = \sqrt{\frac{L}{C}} (I_{\text{н max}} - I_{\text{н min}}) \text{ і становить:}$$

$$\text{для П1 } \Delta U_{\text{вик}} = \sqrt{\frac{0,11 \cdot 10^{-3}}{81 \cdot 10^{-6}}} (5 - 2) \approx 3,5 \text{ В};$$

$$\text{для П2 } \Delta U_{\text{вик}} = \sqrt{\frac{2,6 \cdot 10^{-3}}{325 \cdot 10^{-6}}} (1-0,2) \approx 2,3 \text{ В};$$

$$\text{для П3 } \Delta U_{\text{вик}} = \sqrt{\frac{5,88 \cdot 10^{-3}}{108 \cdot 10^{-6}}} (0,5-0,1) \approx 3 \text{ В}.$$

2.5. Вибір регулюючого транзистора VT_6

Як регулюючий вибирається такий транзистор, який має відповідну принциповій схемі ППН провідність ($p-n-p$ або $n-p-n$), здатний витримати напругу, яка прикладається до нього в схемі, та пропустити максимальний струм дроселя. Транзистор повинен бути досить швидкодіючим (бажано перемикальним), щоб устигати відкриватися і закриватися за короткі проміжки часу ($t_{\text{вм}} + t_{\text{вим}} \ll T_{\text{п}}$) з частотою перетворення. Під час роботи на транзисторі виділяється деяка енергія у вигляді тепла. Тому транзистор повинен бути здатний розсіювати достатню потужність з тепловідведенням або без нього, щоб не перегрітися і не вийти з ладу. Для транзисторів у довідковій літературі наводяться значення таких параметрів, які використовуються або можуть бути використані в розрахунку: $U_{\text{КЕ max}}$ – максимальна напруга колектор – емітер; $U_{\text{КЕ нас}}$ – напруга насичення колектор – емітер; $I_{\text{К max}}$ – максимальний струм колектора; $I_{\text{Б max}}$ – максимальний струм бази; $h_{21\text{E min}}$, $h_{21\text{E max}}$ – мінімальний та максимальний статичні коефіцієнти передачі струму в схемі з СЕ; $I_{\text{К}} / I_{\text{Б}} = h_{\text{кл}}$ – необхідне відношення струму колектора до струму бази при роботі транзистора з насиченням ("ключовий" коефіцієнт передачі струму); $f_{\text{гр}}$ – гранична частота коефіцієнта передачі в схемі з СБ; $t_{\text{нар}}$, $t_{\text{вм}}$ – час наростання струму колектора та час вмикання; $t_{\text{сп}}$ – час спаду колекторного струму; $t_{\text{вим}}$ – час вимикання (можна взяти $t_{\text{вм}} = t_{\text{нар}}$; $t_{\text{вим}} = t_{\text{сп}}$); $P_{\text{К max}}$ – максимальна потужність, що розсіюється; $T_{\text{п max}}$ – максимальна температура переходу; $R_{T(\text{к-п})}$, $R_{T(\text{п-к})}$ – теплові опори кристал – повітря і перехід – корпус; $R_{\text{б}}$ – опір, що включається між базою та емітером, при якому гарантуються параметри транзистора.

Умови для вибору транзистора такі:

$$U_{KE \max} > \begin{cases} U_{вх \max} + U_{VD} & (\text{для П1}); \\ U_{вих \max} + U_{VD} & (\text{для П2}); \\ U_{вх \max} + U_{вих \max} + U_{VD} & (\text{для П3}); \end{cases}$$

$I_{K \max} \geq 2I_{L \max}$ (рекомендується для більшості транзисторів).

Якщо не можна підібрати транзистор з максимальним струмом колектора, який задовольняє цю умову, допускається включити паралельно кілька транзисторів, число яких визначається за формулою

$$n_T = \frac{2I_{L \max}}{I_{K \max}}.$$

Для зменшення нерівномірності розподілу струму між транзисторами до їх емітерних кіл включаються вирівнювальні опори

$$R_B = \frac{n_T \Delta U_R}{I_{L \max}},$$

де $\Delta U_R \approx 0,1 \dots 0,2$ В.

Відповідно до цього вибираємо як VT_6 такі транзистори:

для П1 ($U_{KE \max} > 25,6 + 1 = 26,6$ В; $I_{K \max} \geq 2 \cdot 6,3 = 12,6$ А) транзистор типу КТ847А, $n-p-n$, з параметрами: $U_{KE \max} = 650$ В (при $R_B = 100$ Ом); $I_{K \max} = 15$ А; $U_{KE \text{ нас}} = 1,1$ В; $I_{B \max} = 5$ А; $f_{гр} = 15$ МГц; $h_{кл} = 10$; $P_{K \max} = 125$ Вт; $t_{вим} = 1,5$ мкс; $T_{п \max} = 125$ °С;

для П2 ($U_{KE \max} > 27 + 1 = 28$ В; $I_{K \max} \geq 2 \cdot 3,06 = 6,12$ А) транзистор типу 2Т837В(Е), $p-n-p$, з параметрами: $U_{KE \max} = 40$ В (при $R_B = 100$ Ом); $U_{KE \text{ нас}} = 1,5$ В; $I_{K \max} = 8$ А; $P_{K \max} = 30$ Вт; $R_{T(k-p)} = 100$ °С/Вт; $R_{T(p-k)} = 3,33$ °С/Вт; $T_{п \max} = 125$ °С; $t_{вим} = 0,5$ мкс; $t_{вим} = 1$ мкс; $h_{кл} = 10$;

для П3 ($U_{KE \max} > 13,5 + 16 + 1 = 30,5$ В; $I_{K \max} \geq 2 \cdot 1,46 = 2,92$ А) транзистор типу КТ937Б, $p-n-p$, з параметрами: $U_{KE \max} = 45$ В (при $R_B = 1$ кОм); $U_{KE \text{ нас}} = 1,5$ В; $I_{K \max} = 4$ А; $U_{BE \text{ нас}} = 1,5$ В; $f_{гр} = 100$ МГц; $h_{кл} = 10$; $P_{K \max} = 8$ Вт; $T_{п \max} = 150$ °С; $R_{T(p-k)} = 15$ °С/Вт.

Варто мати на увазі, що при даній принциповій схемі ШПІН напруга $U_{KE VT6 \text{ нас}}$ не може бути меншою за $U_{BE VT6 \text{ нас}}$. Тому з довідкових даних не

слід брати мінімальне значення $U_{\text{КЕ нас}}$ для даного транзистора. Потрібно або брати максимальне значення $U_{\text{КЕ нас}}$, або прийняти його рівним $U_{\text{БЕ нас}}$.

2.6. Вибір комутуючого діода VD_3

Діод повинен витримувати максимальний струм дроселя, який проходить через нього в прямому напрямку, та максимальну зворотну напругу, що прикладається до нього в даній схемі. Швидкодія діода в основному визначається часом відновлення $t_{\text{від}}$ зворотного опору при дії зворотної напруги. Цей час повинен бути набагато меншим періоду перетворення і не більшим часу вмикання силового транзистора. Найбільш істотні з параметрів, наведених в довіднику: $U_{\text{зв max}}$ – максимальна зворотна напруга; $U_{\text{пр}}$ – пряме спадання напруги на діоді; $I_{\text{пр}}$ – максимальний прямий струм; $I_{\text{пр. ср}}$ – середній прямий струм; $t_{\text{від}}$ – час відновлення зворотного опору; $T_{\text{п max}}$ – максимальна температура переходу; $R_{\text{T(п-к)}}$ – температурний опір перехід – корпус.

Умови для вибору діода:

$$U_{\text{зв max}} > \begin{cases} U_{\text{вх max}} & (\text{для П1}); \\ U_{\text{вих max}} & (\text{для П2}); \\ U_{\text{вх max}} + U_{\text{вих max}} & (\text{для П3}); \end{cases}$$

$$I_{\text{пр. ср}} > I_{\text{н max}} (1 - \gamma_{\text{min}}); \quad I_{\text{пр max}} > I_{L \text{ max}}; \quad t_{\text{від}} \leq t_{\text{вм}}; \quad t_{\text{від}} \ll T_{\text{п}}.$$

При необхідності комутуючий діод складається з паралельно з'єднаних діодів

$$n_{\text{д}} = \frac{1,5 I_{L \text{ max}}}{I_{\text{пр max}}} = \frac{1,5 I_{\text{н max}} (1 - \gamma_{\text{min}})}{I_{\text{пр. ср}}}.$$

Вирівнювальний опір включається послідовно кожному діоду

$$R_{\text{в}} = \frac{n_{\text{д}} \Delta U_{\text{R}}}{I_{L \text{ max}}},$$

де $\Delta U_{\text{R}} = 0,1 \dots 0,2$ В.

Для трьох ІППН вибираємо діод типу 2Д213А з параметрами $U_{\text{зв max}} = 200$ В; $I_{\text{пр max}} = 10$ А; $U_{\text{пр}} = 1$ В; $f_{\text{роб}} = 100$ кГц; $t_{\text{від}} = 0,15$ мкс; $T_{\text{п max}} = 125$ °С.

2.7. Розрахунок струмів регулюючого транзистора

Відпирний і запірний струми регулюючого транзистора

$$I_{БVT6} = \frac{I_{L \max}}{h_{21E \min}} K_{\text{нас}} \text{ або } I_{БVT6} = I_{L \max} / h_{\text{кл}},$$

де $K_{\text{нас}} = 1 \dots 3$ – коефіцієнт насичення транзистора.

Базові струми транзисторів відповідно визначаються так:

$$\text{для П1 } I_{БVT6} = \frac{6,3}{10} = 0,63 \text{ А};$$

$$\text{для П2 } I_{БVT6} = \frac{3,06}{10} = 0,3 \text{ А};$$

$$\text{для П3 } I_{БVT6} = \frac{1,46}{10} = 0,15 \text{ А}.$$

Амплітуда запірного струму

$$I_{\text{зап}} \approx \frac{U_{\text{БЕ нас}}}{R_{23}} \text{ або } \frac{U_{\text{КЕ нас}}}{R_{23}},$$

де $R_{23} = R_{\text{Б}}$. Тоді

$$\text{для П1 } R_{23} = 100 \text{ Ом}; I_{\text{зап}} = \frac{1,1}{100} = 0,011 \text{ А};$$

$$\text{для П2 } R_{23} = 100 \text{ Ом}; I_{\text{зап}} = \frac{1,5}{100} = 0,015 \text{ А};$$

$$\text{для П3 } R_{23} = 1000 \text{ Ом}; I_{\text{зап}} = \frac{1,5}{1000} = 0,0015 \text{ А}.$$

2.8. Визначення часу вмикання і вимикання регулюючого транзистора

Час вмикання і вимикання регулюючого транзистора можна знайти за наближеними формулами

$$t_{\text{вм}} \approx \frac{h_{21E \min}}{2\pi f_{\text{гр}}} \ln \frac{I_{БVT6} h_{21E \min}}{I_{БVT6} h_{21E \min} - I_{\text{К min}}};$$

$$t_{\text{вим}} \approx \frac{h_{21E \text{ min}}}{2\pi f_{\text{гр}}} \ln \frac{\frac{I_{\text{К max}}}{h_{21E \text{ min}}} + I_{\text{зап}}}{I_{\text{зап}}},$$

де можна взяти $h_{21E \text{ min}} = h_{\text{кл}}$; $I_{\text{К min}} = \frac{I_{L \text{ min}}}{n_{\text{T}}}$; $I_{\text{К max}} = \frac{I_{L \text{ max}}}{n_{\text{T}}}$.

Наведені вище формули варто застосовувати, якщо в довіднику відсутні $t_{\text{вим}}$ або $t_{\text{нар}}$, $t_{\text{вим}}$ або $t_{\text{сп}}$:

$$\text{для П1 } t_{\text{вим}} = \frac{10}{2\pi \cdot 15 \cdot 10^6} \ln \frac{0,63 \cdot 10}{0,63 \cdot 10 - 4} \approx 0,11 \cdot 10^{-6} \text{ с;}$$

$$t_{\text{вим}} = t_{\text{сп}} = 1,5 \cdot 10^{-6} \text{ с;}$$

$$\text{для П2 } t_{\text{вим}} = 0,5 \cdot 10^{-6} \text{ с; } t_{\text{вим}} = 10^{-6} \text{ с;}$$

$$\text{для П3 } t_{\text{вим}} = \frac{10}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^6} \ln \frac{0,15 \cdot 10}{0,15 \cdot 10 - 1,29} \approx 0,03 \cdot 10^{-6} \text{ с;}$$

$$t_{\text{вим}} = \frac{10}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^6} \ln \frac{\frac{1,51}{0,0015} + 0,0015}{0,0015} \approx 0,073 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Для П3 не виконується умова $t_{\text{від}} \leq t_{\text{вим}}$; $0,15 \cdot 10^{-6} > 0,03 \cdot 10^{-6}$. Тому у схему послідовно з діодом підключається дросель з невеликою індуктивністю для обмеження викиду колекторного струму. Індуктивність цього дроселя має величину порядку одиниць мкГн і підбирається при налаштуванні.

2.9. Визначення втрат потужності на регулюючому транзисторі

Втрати потужності на регулюючому транзисторі складаються в основному із втрат потужності в режимі насичення (статичні втрати) та при вмиканні-вимиканні транзистора (динамічні втрати):

$$\text{для П1 } P_{\text{К нас}} = I_{\text{н max}} \gamma_{\text{max}} U_{\text{КЕ нас}} = 5 \cdot 0,9 \cdot 1,1 \approx 5 \text{ Вт;}$$

$$P_{K \text{ дин}} = 0,5 f_{\Pi} U_{\text{вх max}} (I_{L \text{ min}} t_{\text{вм}} + I_{L \text{ max}} t_{\text{вим}}) =$$

$$= 0,5 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 25,6 (3,7 \cdot 0,11 \cdot 10^{-6} + 6,3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-6}) \approx 2,5 \text{ Вт};$$

$$P_{VT6} = P_{K \text{ нас}} + P_{K \text{ дин}} = 5 + 2,5 = 7,5 \text{ Вт};$$

для П2 $P_{K \text{ нас}} = I_{L \text{ ср}} \gamma_{\text{max}} U_{KE \text{ нас}} = 2,9 \cdot 0,65 \cdot 1,5 = 2,83 \text{ Вт};$

$$P_{K \text{ дин}} = 0,5 f_{\Pi} U_{\text{вих max}} (I_{L \text{ min}} t_{\text{вм}} + I_{L \text{ max}} t_{\text{вим}}) =$$

$$= 0,5 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 27 (2,74 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} + 3,06 \cdot 1 \cdot 10^{-6}) \approx 0,6 \text{ Вт};$$

$$P_{VT6} = 2,83 + 0,6 = 3,43 \text{ Вт};$$

для П3 $P_{K \text{ нас}} = I_{L \text{ ср}} \gamma_{\text{max}} U_{KE \text{ нас}} = 1,4 \cdot 0,65 \cdot 1,5 = 1,37 \text{ Вт};$

$$P_{K \text{ дин}} = 0,5 f_{\Pi} (U_{\text{вх max}} + U_{\text{вих max}}) (I_{L \text{ min}} t_{\text{вм}} + I_{L \text{ max}} t_{\text{вим}}) =$$

$$= 0,5 \cdot 10 \cdot 10^3 (13,5 + 16) (1,34 \cdot 0,03 \cdot 10^{-6} + 1,46 \cdot 0,073 \cdot 10^{-6}) \approx 0,022 \text{ Вт};$$

$$P_{VT6} = 1,37 + 0,022 = 1,392 \text{ Вт}.$$

Потужність втрат повинна бути меншою за потужність, яку здатен розсіяти транзистор, $P_{VT6} < P_{K \text{ max}}$ або $P_{T \text{ max}}$, інакше необхідно вибрати більш потужний транзистор.

2.10. Визначення втрат потужності на комутуючому діоді

Втрати потужності на комутуючому діоді складаються також із статичних та динамічних утрат:

для П1 $P_{VD3} = I_{н \text{ max}} U_{\text{пр}} (1 - \gamma_{\text{min}}) + U_{\text{вих max}} I_{L \text{ ср}} t_{\text{від}} \frac{f_{\Pi}}{6} =$

$$= 5 \cdot 1 (1 - 0,427) + 25,6 \cdot 5 \cdot 0,15 \cdot 10^{-6} \frac{20 \cdot 10^3}{6} \approx 2,9 \text{ Вт};$$

для П2 $P_{VD3} = I_{L \text{ ср}} U_{\text{пр}} (1 - \gamma_{\text{max}}) + U_{\text{вих max}} I_{L \text{ ср}} t_{\text{від}} \frac{f_{\Pi}}{6} =$

$$= 2,9 \cdot 1(1 - 0,65) + 27 \cdot 2,9 \cdot 0,15 \cdot 10^{-6} \frac{10 \cdot 10^3}{6} \approx 1,03 \text{ Вт};$$

для ПЗ $P_{VD3} = I_{L \text{ ср}} U_{\text{пр}} (1 - \gamma_{\text{max}}) + (U_{\text{вх max}} + U_{\text{вих max}}) I_{L \text{ ср}} t_{\text{від}} \frac{f_{\text{п}}}{6} =$

$$= 1,4 \cdot 1(1 - 0,65) + (13,5 + 16) \cdot 1,4 \cdot 0,15 \cdot 10^{-6} \frac{10 \cdot 10^3}{6} \approx 0,5 \text{ Вт}.$$

2.11. Розрахунок максимальної потужності

Максимальна потужність, яка розсіюється без радіатора, у загальному вигляді визначається за виразом

$$P_0 = \frac{T_{\text{п max}} - T_{\text{оточ max}}}{R_{T(\text{п-с})}},$$

де $T_{\text{оточ max}}$ – максимальна температура середовища, звичайно $T_{\text{оточ max}} = 40 \dots 60 \text{ }^\circ\text{C}$; $R_{T(\text{п-с})}$ – тепловий опір перехід – середовище (повітря). Якщо виконуються умови

$$P_{VT6} < n_T P_{0VT} \text{ і/або } P_{VD3} < n_D P_{0VD},$$

то напівпровідниковий прилад може працювати без радіатора. Зокрема регулюючий транзистор П2 при $T_{\text{п max}} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$; $T_{\text{оточ max}} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$; $R_{T(\text{п-с})} = 100 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$ може розсіяти без радіатора

$$P_{0VT} = \frac{125 - 50}{100} = 0,75 \text{ Вт},$$

що в даному випадку недостатньо ($0,75 < 3,43 \text{ Вт}$). Тому транзистор повинен встановлюватися на радіатор, розрахунок якого тут не наводиться.

2.12. Розрахунок параметрів і вибір транзистора VT₅

Струм колектора транзистора можна оцінити таким чином:

$$I_{KVT5} = I_{BVT6} + \frac{U_{\text{КЕ нас VT6}}}{R_{23}};$$

$$\text{для П1 } I_{KVT5} = 0,63 + \frac{1,1}{100} = 0,64 \text{ А};$$

$$\text{для П2 } I_{KVT5} = 0,3 + \frac{1,5}{100} = 0,32 \text{ А};$$

$$\text{для П3 } I_{KVT5} = 0,15 + \frac{1,5}{1000} = 0,15 \text{ А}.$$

Умови для вибору транзистора VT_5 такі:

$$U_{KE \max} > \begin{cases} U_{вх \max} & (\text{для П1}); \\ U_{вих \max} & (\text{для П2}); \\ U_{вх \max} + U_{вих \max} & (\text{для П3}); \end{cases}$$

$$I_{K \max} > I_{KVT5}; f_{гр VT5} > f_{п} h_{21E \max}.$$

Вибираємо:

для П1 ($U_{KE \max} > 25,6 \text{ В}; I_{K \max} > 0,64 \text{ А}$) транзистор типу КТ814Б, $p-n-p$, з параметрами: $U_{KE \max} = 40 \text{ В}; I_{K \max} = 1,5 \text{ А}; f_{гр} \geq 3 \text{ МГц}; h_{21E \max} = 70; h_{21E \min} = 30; (f_{гр} > 20 \cdot 10^3 \cdot 70 = 1,4 \text{ МГц});$

для П2 ($U_{KE \max} > 27 \text{ В}; I_{K \max} > 0,32 \text{ А}$) транзистор типу КТ630Д(Е), $n-p-n$, з параметрами: $U_{KE \max} = 60 \text{ В}; I_{K \max} = 1 \text{ А}; h_{21E \max} = 120; h_{21E \min} = 1000; (f_{гр} > 10 \cdot 10^3 \cdot 10^3 = 10 \text{ МГц});$

для П3 вибираємо також транзистор типу КТ630Д(Е).

3. РОЗРАХУНОК СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ

3.1. Розрахунок параметрів і вибір елементів формуючого каскаду ФК

Резистор R_{22} служить для змінювання передатної характеристики транзистора VT_5 . Шунтування вхідного кола (база – емітер) транзистора опором робить його "нечутливим" до малих вхідних струмів. Тому тепловий струм транзистора VT_4 , що протікає через R_{22} , практично не відкриває транзистор VT_5 , тобто не підсилюється. Величина опору, який шунтує перехід база – емітер малопотужних транзисторів, становить $0,56 \dots 10 \text{ кОм}$ для струмів колектора порядку $1 \dots 0,01 \text{ А}$. Для трьох ППН візьмемо $R_{22} = 620 \text{ Ом}$.

Струм колектора транзистора VT_4 становитиме:

$$\text{для П1 } I_{KVT4} = \frac{2I_{KVT5}}{h_{21E \min}} + \frac{U_{BEVT5}}{R_{22}} = \frac{2 \cdot 0,64}{30} + \frac{1}{620} = 4,4 \cdot 10^{-2} \text{ А};$$

$$\text{для П2 } I_{KVT4} = \frac{2 \cdot 0,32}{120} + \frac{1}{620} = 7 \cdot 10^{-3} \text{ А};$$

$$\text{для П3 } I_{KVT4} = \frac{2 \cdot 0,15}{120} + \frac{1}{620} = 3,1 \cdot 10^{-3} \text{ А},$$

де взято $U_{BEVT5} \approx 1 \text{ В}$ і $K_{\text{нас } VT5} \geq 2$.

За умовами $U_{KE \max} > U_{\text{вх}}$ (для П1) і $U_{KE \max} > U_{\text{ж}}$ (для П2, П3); $I_{K \max} > I_{KVT4}$; $f_{\text{гр}VT4} > f_{\text{гр}VT5}$ вибираємо як VT_4 транзистор типу КТ315М, $n-p-n$, з параметрами: $U_{KE \max} = 35 \text{ В}$; $I_{K \max} = 0,1 \text{ А}$; $h_{21E \min} = 15$; $f_{\text{гр}} = 300 \text{ МГц}$ для П1–П3. Напругу живлення $U_{\text{ж}} \text{ СУ}$ обрано рівною 12 В.

Як VD_2 підходить будь-який малопотужний кремнієвий діод з допустимим прямим струмом, не меншим за максимальний струм колектора VT_4 . Вибираємо діод КД522 з $I_{\text{пр max}} = 0,1 \text{ А}$ і $U_{VD \text{ пр}} = 0,8 \text{ В}$. Резистор R_{21} необхідний для обмеження струму колектора відкритого транзистора VT_4 на рівні I_{KVT4} :

для П1

$$R_{21} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{BEVT5} - U_{VD2} - U_{BEVT4}}{I_{KVT4}} = \frac{21,3 - 1 - 0,8 - 0,8}{4,4 \cdot 10^{-2}} \approx 425 \text{ Ом},$$

де $U_{BEVT4} \approx 0,8 \text{ В}$ (візьмемо найближче з ряду Е24 $R_{21} = 430 \text{ Ом}$);

для П2

$$R_{21} = \frac{U_{\text{ж}} - U_{BEVT5} - U_{BEVT4}}{I_{KVT4}} = \frac{12 - 1 - 0,8}{7 \cdot 10^{-3}} \approx 1457 \text{ Ом}$$

(візьмемо $R_{21} = 1,5 \text{ кОм}$);

для П3

$$R_{21} = \frac{U_{\text{ж}} - U_{BEVT5} - U_{BEVT4}}{I_{KVT4}} = \frac{12 - 1 - 0,8}{3,1 \cdot 10^{-3}} \approx 3290 \text{ Ом}$$

(візьмемо $R_{21} = 3,3 \text{ кОм}$).

Резистор R_{16} є колекторним навантаженням компаратора DA_3 і задає струм бази транзистора VT_4 :
для П1

$$R_{16} = \frac{(U_{ж} - U_{БVT4} - U_{VD2})h_{21E \min VT4}}{2I_{КVT4}} = \frac{(12 - 0,8 - 0,8) \cdot 15}{2 \cdot 4,4 \cdot 10^{-2}} = 1772 \text{ Ом}$$

(візьмемо $R_{16} = 1,8 \text{ кОм}$);
для П2

$$R_{16} = \frac{(U_{ж} - U_{БEVT4} - U_{БEVT5})h_{21E \min VT4}}{2I_{КVT4}} = \frac{(12 - 0,8 - 1) \cdot 15}{2 \cdot 7 \cdot 10^{-3}} = 10929 \text{ Ом}$$

(візьмемо $R_{16} = 10 \text{ кОм}$);
для П3

$$R_{16} = \frac{(U_{ж} - U_{БEVT4} - U_{БEVT5})h_{21E \min VT4}}{2I_{КVT4}} = \frac{(12 - 0,8 - 1) \cdot 15}{2 \cdot 3,1 \cdot 10^{-3}} = 24677 \text{ Ом}$$

(візьмемо $R_{16} = 24 \text{ кОм}$).

Максимальний вихідний струм компаратора 521СА3 (554СА3) $I_{\text{вих max } DA3} = 0,05 \text{ А}$. Тому для величини R_{16} існує обмеження

$$R_{16} > \frac{U_{ж}}{I_{\text{вих max } DA3}} = \frac{12}{0,05} = 240 \text{ Ом}.$$

Якщо R_{16} виявилось меншим за 240 Ом, варто вибрати транзистори VT_4 і/або VT_5 з більшим $h_{21E \min}$.

3.2. Розрахунок генератора

Якщо прийняти, що ширина зони переключення компаратора DA_2 у даній схемі становить $1/3$ від перепаду напруги на його виході ($U_{n1} - U_{n0}$), то період коливань $T_{п} = 2\tau \ln 2$, де $\tau = C_3 R_{14}$ – стала часу.

Вихідна напруга u_1 має коливання, симетричні відносно половинного рівня напруги $U_{ж}$. Тому опори подільника, який задає режим, $R_{11} = R_{12}$.

Струм подільника, який підключається до аналогового входу мікросхеми, звичайно вибирається з умови $I_{д} = 100I_{\text{вх}}$. Для компаратора 521СА3 (554СА3) $I_{\text{вх}} = 0,25 \cdot 10^{-6} \text{ А}$. Візьмемо $I_{д} = 10^{-3} \text{ А}$. Тоді $R_{11} =$

$$= R_{12} = \frac{U_{ж}}{2I_{д}} = \frac{12}{2 \cdot 10^{-3}} = 6000 \text{ Ом (візьмемо } R_{11} = R_{12} = 6,2 \text{ кОм)}.$$

На неінвертувальний вхід DA_2 через резистор R_{13} передається $1/3$ перепаду вихідної напруги, тому $R_{13} = R_{11} = R_{12} = 6,2 \text{ кОм}$.

Задаємося умовою $R_{14} = R_{13}$ і знаходимо значення частотозадавальної ємності C_3 :

$$\text{для П1 } C_3 = \frac{1}{2 f_{\text{п}} R_{14} \ln 2} = \frac{1}{2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 6,2 \cdot 10^3 \ln 2} \approx 5,82 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$$

(візьмемо $C_3 = 5,6 \text{ нФ}$).

Уточнюємо значення R_{14} :

$$R_{14} = \frac{1}{2 f_{\text{п}} C_3 \ln 2} = \frac{1}{2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 5,6 \cdot 10^{-9} \ln 2} \approx 6470 \text{ Ом}$$

(візьмемо $R_{14} = 6,2 \text{ кОм}$);

$$\text{для П2, П3 } C_3 = \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 6,2 \cdot 10^3 \ln 2} \approx 11,7 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$$

(візьмемо $C_3 = 10 \text{ нФ}$).

$$\text{Уточнюємо: } R_{14} = \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \ln 2} \approx 7246 \text{ Ом}$$

(візьмемо $R_{14} = 7,5 \text{ кОм}$).

Опір колекторного навантаження компаратора DA_2 вибирається з умови

$$R_{15} \leq \frac{R_{14}}{10}; R_{15} > \frac{U_{\text{ж}}}{I_{\text{вих max } DA_2}} = \frac{12}{0,05} = 240 \text{ Ом}$$

(візьмемо $R_{15} = 620 \text{ Ом}$).

Передбачається, що точні значення частот перетворення встановлюються під час настройки ПППН, оскільки елементи схеми мають деякий розкид параметрів.

3.3. Розрахунок підсилювача неузгодженості

Підсилювач неузгодженості ПН виконаний на ОП DA_1 загального призначення з параметрами, які відповідають умовам

$$U_{ж \min DA_1} \leq U_{ж} \text{ або } |U_{зал DA_1}^+| + |U_{ж \min DA_1}^+| \leq U_{ж},$$

де $U_{зал DA_1} < 3 \text{ В}$ – залишкова напруга ОП, яка при класичній схемі включення визначається за співвідношеннями

$$U_{зал ОП}^+ = U_{ж ОП}^+ - U_{вих \max};$$

$$U_{зал ОП}^- = U_{вих \min} - U_{ж ОП}^-.$$

Для трьох ІППН як DA_1 вибираємо ОП типу 140УД6 з параметрами: $U_{ж}^+ = 6 \dots 15 \text{ В}$; $U_{ж}^- = -6 \dots -15 \text{ В}$; $U_{зал} = 2 \text{ В}$; $K_y \geq 20 \cdot 10^3$; $I_{вих \max} = 20 \cdot 10^3 \text{ А}$; $I_{вх} = 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ А}$; $U_{см} = 10 \cdot 10^{-3} \text{ В}$; $U_{вх.сф} = U_{ж}^- \dots U_{ж}^+$.

Режим DA_1 у схемі ІППН задає джерело опорної напруги на стабілітроні VD_1 з баластовим резистором R_5 . Рекомендується $U_{оп} \approx \frac{2}{3} U_{ж}$. Візьмемо $U_{оп} = 9 \text{ В}$. Вибираємо придатний за напругою стабілізації малопотужний стабілітрон типу Д818Г з параметрами $U_{ст} = 9 \text{ В}$; $I_{ст \min} = 3 \text{ мА}$; $I_{ст \max} = 33 \text{ мА}$. Баластовий резистор можна визначити так:

$$R_5 = \frac{2(U_{ж} - U_{ст})}{I_{ст \max} - I_{ст \min}} = \frac{2(12 - 9)}{33 \cdot 10^{-3} - 3 \cdot 10^{-3}} = 200 \text{ Ом.}$$

Для нормальної роботи більшості ОП мінімальна синфазна напруга на входах повинна бути вищою приблизно на 2 В за напругу негативної шини живлення. СУ живиться від однополярного джерела з напругою $U_{ж}$. Мінусова шина живлення спільна з нульовим потенціалом. Мінімальна задавальна напруга визначає мінімальну синфазну напругу на входах DA_1 , тому візьмемо $U_{з \min} \geq 3 \text{ В}$.

Вхідний подільник ПН складається з опорів R_1, R_3, R_4 . Деякій напрузі зворотного зв'язку $u_{зз}$ відповідає вхідний струм $I_{д'}$, який проходить через опір R_1 . Максимальне значення струму вхідного подільника з метою забезпечення достатньої точності роботи ОП задається з умови $I_{д \max} \approx 1000 I_{вх ОП}$,

якщо використаний звичайний ОП, і $I_{д\max} \approx (0,2...1) \cdot 10^{-3}$ А, якщо застосований ОП з польовими транзисторами у вхідному каскаді. Вхідний опір ПН визначається таким чином:

$$\text{при } U_{33\max} > U_{ж} \quad R_1 \approx \frac{U_{33\max} - U_{оп}}{I_{д\max}};$$

$$\text{при } U_{33\max} \leq U_{ж} \quad R_1 = 10...20 \text{ кОм},$$

де напруга зворотного зв'язку є вихідною для П1 і П2: $U_{33} = U_{вих}$. У ПЗ для передачі сигналу зворотного зв'язку за напругою використаний додатковий транзистор VT_7 , який включено за схемою з СБ. Тому для ПЗ $U_{33} = U_{оп} + U_{вих}$.

Визначаємо вхідний опір для П1–П3:

$$I_{д\max} = 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 = 0,1 \cdot 10^{-3} \text{ А};$$

$$\text{для П1 } U_{33\max} = U_{вих\max} = 13 \text{ В} > 12 \text{ В};$$

$$R_1 = \frac{13 - 9}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 4 \cdot 10^4 \text{ Ом (візьмемо } R_1 = 36 \text{ кОм)};$$

$$\text{для П2 } U_{33\max} = U_{вих\max} = 27 \text{ В} > 12 \text{ В};$$

$$R_1 = \frac{27 - 9}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 1,8 \cdot 10^5 \text{ Ом (візьмемо } R_1 = 180 \text{ кОм)};$$

$$\text{для П3 } U_{33\max} = U_{оп} + U_{вих\max} = 9 + 16 = 25 \text{ В} > 12 \text{ В};$$

$$R_{25} = \frac{25 - 9}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 1,6 \cdot 10^5 \text{ Ом (візьмемо } R_{25} = 150 \text{ кОм, } R_1 = 1 \text{ кОм і далі у}$$

формулах для ПЗ заміняємо R_1 на R_{25}).

Визначимо інші елементи подільника:

$$R_3 = \frac{R_1 U_{оп}}{U_{33\max} - U_{оп}},$$

якщо значення R_3 негативне або нескінченне, то цей опір виключається зі схеми з розривом кола і вважається, що $R_3 = \infty$; $U_{33\max} = U_{оп}$;

$$R_4 = \frac{R_3 R_1 (U_{3 \min} - U_{\text{он}})}{R_3 (U_{33 \min} - U_{3 \min}) - U_{3 \min} R_1},$$

де $U_{3 \min} = 3$ В. Якщо R_4 негативне або нескінченне, воно також виключається, тобто $R_4 = \infty$.

$$\text{Для П1 } R_3 = \frac{36 \cdot 10^3 \cdot 9}{13 - 9} = 81 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$U_{33 \min} = U_{\text{вих min}} = 10 \text{ В};$$

$$R_4 = \frac{81 \cdot 10^3 \cdot 36 \cdot 10^3 (3 - 9)}{81 \cdot 10^3 (10 - 3) - 3 \cdot 36 \cdot 10^3} = -38,1 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Візьмемо $R_4 = \infty$ і виключаємо його зі схеми.

$$\text{Для П2 } R_3 = \frac{180 \cdot 10^3 \cdot 9}{27 - 9} = 90 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$U_{33 \min} = U_{\text{вих min}} = 20 \text{ В};$$

$$R_4 = \frac{90 \cdot 10^3 \cdot 180 \cdot 10^3 \cdot (3 - 9)}{90 \cdot 10^3 \cdot (20 - 3) - 3 \cdot 180 \cdot 10^3} \approx -98,18 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Візьмемо $R_4 = \infty$ і виключаємо його зі схеми.

$$\text{Для П3 } R_3 = \frac{150 \cdot 10^3 \cdot 9}{25 - 9} \approx 84,4 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$U_{33 \min} = U_{\text{он}} + U_{\text{вих min}} = 9 + 14 = 23 \text{ В};$$

$$R_4 = \frac{84,4 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 10^3 (3 - 9)}{84,4 \cdot 10^3 (23 - 3) - 3 \cdot 150 \cdot 10^3} \approx -61,4 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Візьмемо $R_4 = \infty$ і виключаємо його зі схеми.

Коефіцієнт передачі вхідного подільника

$$K_{\text{д}} = \frac{R_3 R_4}{R_1 (R_3 + R_4) + R_3 R_4}.$$

$$\text{Для П1 } R_4 = \infty; K_d = \frac{R_3}{R_1 + R_3} = \frac{81 \cdot 10^3}{36 \cdot 10^3 + 81 \cdot 10^3} \approx 0,692;$$

$$\text{для П2 } R_4 = \infty; K_d = \frac{R_3}{R_1 + R_3} = \frac{90 \cdot 10^3}{180 \cdot 10^3 + 90 \cdot 10^3} \approx 0,33;$$

$$\text{для П3 } R_4 = \infty; K_d = \frac{R_3}{R_{25} + R_3} = \frac{84,4 \cdot 10^3}{150 \cdot 10^3 + 84,4 \cdot 10^3} \approx 0,36.$$

Мінімальний рівень задавальної напруги слід уточнити, якщо $R_3 = \infty$ або $R_4 = \infty$, за виразом

$$U_{3 \min} = U_{\text{оп}} - K_d (U_{33 \max} - U_{33 \min}).$$

$$\text{Для П1 } U_{3 \min} = 9 - 0,692(13 - 10) \approx 6,9 \text{ В};$$

$$\text{для П2 } U_{3 \min} = 9 - 0,33(27 - 20) \approx 6,7 \text{ В};$$

$$\text{для П3 } U_{3 \min} = 9 - 0,36(25 - 23) \approx 8,28 \text{ В}.$$

Задавальне коло складається зі змінного опору R_6 , який визначає зміну заданої напруги, та опорів R_7 і R_8 . Задаємося величиною змінного опору:

$$\text{для П1 } R_6 \approx \frac{U_{\text{оп}} - U_{3 \min}}{I_{\text{д max}}} = \frac{9 - 6,9}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 2,1 \cdot 10^4 \text{ Ом},$$

візьмемо $R_6 = 22 \text{ кОм}$;

$$\text{для П2 } R_6 = \frac{9 - 6,7}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 2,3 \cdot 10^4 \text{ Ом},$$

візьмемо $R_6 = 22 \text{ кОм}$;

$$\text{для П3 } R_6 = \frac{9 - 8,28}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 7,2 \cdot 10^3 \text{ Ом},$$

візьмемо $R_6 = 7,5 \text{ кОм}$.

Опір подільника R_7 визначається таким чином:

$$\text{для П1 } R_7 = \frac{U_{3 \min} R_6}{U_{\text{оп}} - U_{3 \min}} = \frac{6,9 \cdot 22 \cdot 10^3}{9 - 6,9} \approx 72,3 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$\text{для П2 } R_7 = \frac{6,7 \cdot 22 \cdot 10^3}{9 - 6,7} \approx 64 \cdot 10^3 \text{ Ом;}$$

$$\text{для П3 } R_7 = \frac{8,28 \cdot 7,5 \cdot 10^3}{9 - 8,28} \approx 86,3 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Опір R_8 служить для компенсації спадання напруги на елементах подільника від протікання вхідних струмів ОП

$$R_8 = \frac{R_1 R_3 R_4}{R_1 R_4 + R_1 R_3 + R_3 R_4}.$$

$$\text{Для П1 } R_4 = \infty; R_8 = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} = \frac{36 \cdot 10^3 \cdot 81 \cdot 10^3}{36 \cdot 10^3 + 81 \cdot 10^3} \approx 25 \cdot 10^3 \text{ Ом;}$$

$$\text{для П2 } R_4 = \infty; R_8 = \frac{90 \cdot 10^3 \cdot 180 \cdot 10^3}{90 \cdot 10^3 + 180 \cdot 10^3} \approx 60 \cdot 10^3 \text{ Ом;}$$

$$\text{для П3 } R_4 = \infty; R_8 = \frac{84,4 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 10^3}{84,4 \cdot 10^3 + 150 \cdot 10^3} \approx 54 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Стала часу $\tau_3 = R_8 C_5$ повинна бути порядку часток секунди. Візьмемо $\tau_3 \approx 0,1$ с, тоді

$$\text{для П1 } C_5 \approx \tau_3 / R_8 = 0,1 / (25 \cdot 10^3) = 4 \cdot 10^{-6} \text{ Ф (візьмемо } C_5 = 4,7 \text{ мкФ);}$$

$$\text{для П2, П3 } C_5 \approx 0,1 / (60 \cdot 10^3) = 1,7 \cdot 10^{-6} \text{ Ф (візьмемо } C_5 = 2,2 \text{ мкФ).}$$

3.4. Розрахунок широтно-імпульсного модулятора

Широтно-імпульсний модулятор виконано на компараторі DA_3 типу 521СА3 (554СА3). За своїми параметрами даний компаратор підходить для роботи в схемі ІППН на частотах до 100 кГц. Обмежувальний подільник утворено резисторами R_9 і R_{10} . Струм подільника вибирається з умов

$$100I_{\text{вх } DA_3} < I_{\text{д}} < I_{\text{вих max } DA_1}; \quad 100 \cdot 0,25 \cdot 10^{-6} < I_{\text{д}} < 20 \cdot 10^{-3}.$$

$$\text{Візьмемо } I_{\text{д}} = 10^{-3} \text{ А.}$$

Опори подільника визначаються таким чином:

$$R_9 + R_{10} = \frac{U_{\text{ж}} - U_{\text{зал DA1}}}{I_{\text{д}}} = \frac{12 - 1}{10^{-3}} = 11 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$R_{10} = \frac{U_{\text{ж}} (\gamma_{\text{max}} + 1)}{3I_{\text{д}}} = \frac{12 \cdot (0,95 + 1)}{3 \cdot 10^{-3}} = 7,8 \cdot 10^3 \text{ Ом (для П1);}$$

$$R_{10} = \frac{12 \cdot (0,65 + 1)}{3 \cdot 10^{-3}} = 6,6 \cdot 10^3 \text{ Ом (для П2, П3);}$$

$$R_9 = (R_9 + R_{10}) - R_{10} = 11 \cdot 10^3 - 7,8 \cdot 10^3 = 3,2 \cdot 10^3 \text{ Ом (для П1);}$$

$$R_9 = 11 \cdot 10^3 - 6,6 \cdot 10^3 = 4,4 \cdot 10^3 \text{ Ом (для П2, П3).}$$

4. РОЗРАХУНОК ЕНЕРГЕТИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ТА СТІЙКОСТІ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

4.1. Розрахунок енергетичних параметрів імпульсних перетворювачів

ІППН можна зобразити у вигляді передатної ланки, що має входи і виходи. Якщо мати на увазі основну функцію ІППН – стабілізацію заданої величини вихідної напруги, то вхідною величиною можна вважати напругу $u_3(t)$, а вихідною – напругу на навантаженні $u_{\text{вих}}(t)$. Поряд з цими величинами можна вказати й інші, які впливають на роботу ІППН або характеризують його параметри, наприклад: напруга живлення $u_{\text{вх}}(t)$, вихідний струм $i_{\text{н}}(t)$, зміна температури навколишнього середовища. Для визначення будь-якого параметра ІППН (або системи взагалі) потрібно як вхідні та вихідні величини розглядати ті, які найбільше залежать від даного параметра. Наприклад, при визначенні коефіцієнта зниження пульсацій вхідною і вихідною величинами ІППН будуть змінні складові напруги живлення $U_{\text{вх}}$ та напруги на навантаженні $U_{\text{вих}}$. Відповідність між входом та виходом структурної ланки описується передавальною функцією (ПФ). ПФ задається або у вигляді функції часу, або у вигляді зображення за Лапласом, якщо ланка лінійна. У першому випадку вихідна величина за заданою вхідною і ПФ знаходиться через інтеграл Дюамеля (згортку), у

другому – зображення вихідної величини є добутоком зображення вхідної величини на зображення ПФ. Потім, якщо потрібно, знаходиться оригінал (функція часу) зображення вихідної величини при нульових початкових умовах.

Статичні параметри ІППН характеризують його при роботі в сталому режимі або коли вхідні і вихідні величини змінюються досить повільно. До найбільш значущих статичних параметрів ІППН можна віднести вихідний опір $R_{\text{вих}}$, коефіцієнт стабілізації $K_{\text{ст}}$ і коефіцієнт корисної дії η .

Для визначення вихідного опору потрібно визначити залежність між збільшеннями вихідної напруги ІППН $\Delta U_{\text{вих}}$ і вихідного струму $\Delta I_{\text{н}}$, тому

що $R_{\text{вих}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta I_{\text{н}}}$. Структурна схема ІППН у сталому режимі показана

на рис. 4.1. На схемі зображено кілька вхідних впливів: ΔU_3 – зміна задавальної напруги; $\Delta U_{\text{вх}}$ – зміна напруги живлення; $\Delta I_{\text{н}}$ – зміна струму навантаження.

Вважається, що зміни мають сталий характер. Тобто $\Delta I_{\text{н}}$, наприклад, є різниця між двома сталими значеннями струму навантаження при двох значеннях опору навантаження. Ви-

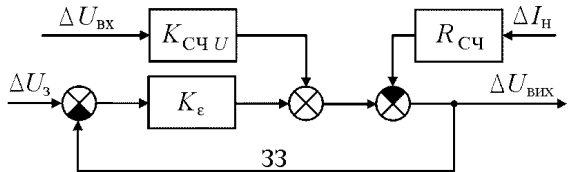


Рис. 4.1

хідна величина – зміна вихідної напруги $\Delta U_{\text{вих}}$. Спочатку візьмемо, що $\Delta U_3 = 0$ і $\Delta U_{\text{вх}} = 0$. Тоді

$$\Delta U_{\text{вих}} = -\Delta U_{\text{вих}} K_{\epsilon} \Delta I_{\text{н}} R_{\text{СЧ}}, \quad R_{\text{вих}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta I_{\text{н}}} = \frac{R_{\text{СЧ}}}{K_{\epsilon} + 1},$$

де $K_{\epsilon} = K_{\text{ПН}} K_{\text{ШМ}} K_{\text{СЧ}\gamma}$ – коефіцієнт передачі прямого зв'язку, тобто власне СУ від заданої напруги до відносної ширини імпульсів γ на базі VT_6 і

силової частини ІППН; $K_{\text{ПН}} = K_{\text{ОП}} \frac{R_3 R_4}{R_1 (R_3 + R_4) + R_3 R_4}$ – статичний коефіцієнт передачі ПН, обумовлений посиленням ОП на низьких частотах

($K_{\text{ОП}}$); $K_{\text{ШМ}} = \frac{3R_{10}}{U_{\text{ж}} (R_9 + R_{10})}$ – коефіцієнт передачі ШМ, який пов'язує

зміну коефіцієнта заповнення γ зі зміною напруги регулювання $U_{\text{пер}}$ на виході ПН; $K_{\text{СЧ}\gamma} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta \gamma} = U_{\text{вих}}$ (для П1) або $K_{\text{СЧ}\gamma} = \frac{U_{\text{вих}}}{(1-\gamma)^2}$ (для П2, П3) – коефіцієнт передачі силової частини відносно зміни коефіцієнта заповнення при номінальному його значенні; $R_{\text{СЧ}} = \sigma R_{\text{н}}$ – деякий еквівалентний опір силової частини, який відбиває активні втрати в силових колах ППН і диференціальних опорах ключових елементів. Для П1–П3 тут можна взяти $\sigma = 0,05$; $R_{\text{н}} = \frac{U_{\text{вих max}}}{I_{\text{н min}}}$.

Тоді
для П1

$$K_{\text{ПН}} (\text{при } R_4 = \infty) = K_{\text{ОП}} \frac{R_3}{R_1 + R_3} = 20 \cdot 10^3 \cdot \frac{81 \cdot 10^3}{36 \cdot 10^3 + 81 \cdot 10^3} \approx 14 \cdot 10^3;$$

$$K_{\text{ШМ}} = \frac{3 \cdot 7,8 \cdot 10^3}{12(3,2 \cdot 10^3 + 7,8 \cdot 10^3)} \approx 0,18; \quad K_{\text{СЧ}\gamma} = 21,3;$$

$$K_{\varepsilon} = 14 \cdot 10^3 \cdot 0,18 \cdot 21,3 \approx 53,7 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{н}} = \frac{13}{2} = 6,5 \text{ Ом}; \quad R_{\text{СЧ}} = 0,05 \cdot 6,5 = 0,325 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{вих}} = \frac{0,325}{53,7 \cdot 10^3 + 1} = 6 \cdot 10^{-6} \text{ Ом};$$

для П2

$$K_{\text{ПН}} = 20 \cdot 10^3 \frac{90 \cdot 10^3}{180 \cdot 10^3 + 90 \cdot 10^3} \approx 6,7 \cdot 10^3;$$

$$K_{\text{ШМ}} = \frac{3 \cdot 6,6 \cdot 10^3}{12(4,4 \cdot 10^3 + 6,6 \cdot 10^3)} \approx 0,15; \quad K_{\text{СЧ}\gamma} = \frac{15}{(1-0,489)^2} = 57,4;$$

$$K_{\varepsilon} = 6,7 \cdot 10^3 \cdot 0,15 \cdot 57,4 \approx 58 \cdot 10^3;$$

$$R_H = \frac{27}{0,2} = 135 \text{ Ом}; R_{CЧ} = 0,05 \cdot 135 = 6,75 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{вих}} = \frac{6,75}{58 \cdot 10^3 + 1} = 1,16 \cdot 10^{-4} \text{ Ом};$$

для ПЗ

$$K_{\text{ПН}} = 20 \cdot 10^3 \frac{84,4 \cdot 10^3}{150 \cdot 10^3 + 84,4 \cdot 10^3} \approx 7,2 \cdot 10^3;$$

$$K_{\text{ШИМ}} = \frac{3 \cdot 6,6 \cdot 10^3}{12(4,4 \cdot 10^3 + 6,6 \cdot 10^3)} \approx 0,15; K_{CЧУ} = \frac{12,3}{(1 - 0,608)^2} = 80;$$

$$K_{\varepsilon} = 7,2 \cdot 10^3 \cdot 0,15 \cdot 80 \approx 86,4 \cdot 10^3;$$

$$R_H = \frac{16}{0,1} = 160 \text{ Ом}; R_{CЧ} = 0,05 \cdot 160 = 8 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{вих}} = \frac{8}{86,4 \cdot 10^3 + 1} = 9,3 \cdot 10^{-5} \text{ Ом}.$$

Коефіцієнт стабілізації показує відносну нестабільність вихідної напруги ПППН проти нестабільності вхідної та визначається через відносні зміни:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вих}} / U_{\text{вих}}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вих}}} K_{CЧУ},$$

де $K_{CЧУ} = \left. \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} \right|_{\gamma} = \gamma_{\text{ном}}$ – коефіцієнт передачі силової частини відносно

зміни вхідної напруги ПППН. Визначається для номінальних значень коефіцієнтів заповнення γ , знайдених на початку розрахунку. Щоб виразити коефіцієнт стабілізації ПППН через параметри схеми, візьмемо $\Delta U_3 = 0$ і $\Delta I_H = 0$. Тоді збільшення вихідної напруги буде мати вигляд

$$\Delta U_{\text{вих}} = -\Delta U_{\text{вих}} K_{\varepsilon} + \Delta U_{\text{вх}} K_{CЧУ}.$$

Враховуючи це, $K_{\text{ст}} = 1 + K_{\varepsilon}$:

для П1 $K_{ст} = 1 + 53,7 \cdot 10^3 \approx 53,7 \cdot 10^3$;

для П2 $K_{ст} = 1 + 58 \cdot 10^3 \approx 58 \cdot 10^3$;

для П3 $K_{ст} = 1 + 86,4 \cdot 10^3 \approx 86,4 \cdot 10^3$.

Отримані значення свідчать про досить ефективну стабілізуючу здатність ІППН. Однак вони відповідають незмінним (сталим) середнім значенням напруг та характеризують різницю напруг на виході при різних постійних вхідних напругах $\Delta U_{вих} = \Delta U_{вх} K_{СЧU} / K_{ст}$ у припущенні, що ніякі інші фактори не впливають на вихідну напругу. Нестабільність вихідної напруги викликається також змінами навантаження, температури, параметрів елементів схеми, нестабільністю заданої напруги. Крім того, швидкі зміни вхідної напруги послабляються менше, ніж повільні через запізнювання в контурі регулювання ІППН. При спільній дії всіх дестабілізуючих факторів реальна нестабільність вихідної напруги може бути порядку часток одиниць відсотків від номінального значення.

Важливим показником ефективності ІППН є ККД. Визначимо його для номінальної вихідної напруги і максимального струму навантаження:

$$\eta = \frac{U_{вих} I_{н\max}}{U_{вих} I_{н\max} + P_{СЧ} + P_{СУ}},$$

де $P_{СЧ} = P_{VT6} + P_{VD3} + U_{др} I_{Lcp}$ – втрати в силовій частині; $P_{СУ} \approx 0,05 \gamma_{\max} \times I_{Lcp} U_{ж} + 0,3$ – витрати потужності на систему управління. Відповідно $P_{СЧ}$ для всіх типів ІППН становить:

для П1

$$P_{СЧ} = 7,5 + 2,9 + 0,02 \cdot 12 \cdot 5 = 11,6 \text{ Вт}; \quad P_{СУ} = 0,05 \cdot 0,9 \cdot 5 \cdot 12 + 0,3 = 3 \text{ Вт};$$

$$\eta = \frac{12 \cdot 5}{12 \cdot 5 + 11,6 + 3} = 0,8;$$

для П2

$$P_{СЧ} = 3,43 + 1,03 + 0,02 \cdot 24 \cdot 2,9 = 5,9 \text{ Вт};$$

$$P_{СУ} = 0,05 \cdot 0,65 \cdot 2,9 \cdot 12 + 0,3 = 1,43 \text{ Вт};$$

$$\eta = \frac{24 \cdot 1}{24 \cdot 1 + 5,9 + 1,43} = 0,77;$$

для ПЗ

$$P_{\text{Сч}} = 1,392 + 0,5 + 0,02 \cdot 15 \cdot 1,4 = 2,31 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{Су}} = 0,05 \cdot 0,65 \cdot 1,4 \cdot 12 + 0,3 = 0,85 \text{ Вт};$$

$$\eta = \frac{15 \cdot 0,5}{15 \cdot 0,5 + 2,31 + 0,85} = 0,7.$$

Розраховані значення ККД отримано за наближеними формулами. ККД реальних ІППН у номінальному режимі буде трохи вищий.

4.2. Розрахунок стійкості імпульсних перетворювачів

Реакція ІППН на змінні в часі (непостійні) впливи (головним чином вхідна напруга) характеризується динамічними параметрами. Це можуть бути параметри перехідних процесів і частотні характеристики. Розглянемо їх з метою визначення запасу стійкості. Розраховані параметри елементів схем задовольняють необхідні статичні характеристики. Разом з тим ІППН являє собою замкнуту по управлінню систему автоматичного регулювання (САР). На вхід ПН подаються два сигнали: задана напруга та вихідна напруга. Вони порівнюються в необхідному масштабі. Чим більший сигнал помилки, тим більший вплив робить система на регульовальний орган (силову частину), щоб зменшити помилку – відхилення від заданого значення вихідної напруги. Негативний зворотний зв'язок характерний для автоматичних систем з регулюванням по відхиленню вихідної величини від заданої. Необхідним етапом проектування такої системи є перевірка на стійкість. Наявність ЗЗ дає можливість виникнення в замкнутій по управлінню системі коливальних режимів, коли регульована величина набуває недопустимих значень або коливається біля необхідного значення, у той час, коли всі зовнішні впливи постійні. Причинами можуть бути нелінійність елементів, їх інерційність, високий коефіцієнт підсилення САР без ЗЗ (розімкненої по управлінню). Аналіз на стійкість дозволяє уникнути цих небажаних явищ.

Структурна схема ІППН для малих приростів величин показана на рис. 4.2.

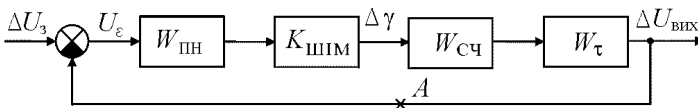


Рис. 4.2

Структурні ланки позначені передавальними функціями у формі зображень за Лапласом:

$$\text{підсилювач неузгодженості } W_{\text{ПН}}(p) = \frac{pR_2(C_1 + C_2) + 1}{pC_2R_1(pC_1R_2 + 1)};$$

$$\text{широотно-імпульсний модулятор } K_{\text{ШМ}} = \frac{3R_{10}}{U_{\text{ж}}(R_9 + R_{10})};$$

ланка запізнювання, яка у явному вигляді не присутня у схемі ІППН, але показана на структурній схемі. В ІППН затримка на період перетворення $T_{\text{п}}$ обумовлена дискретною дією регулюючого органа. Вплив на вихід передається не безупинно, а імпульсами. ПФ ланки запізнювання має вигляд $W_{\tau} = e^{-T_{\text{п}}p}$.

Силу частину можна також зобразити у вигляді структурної схеми, показаної на рис. 4.3, **а** для П1, на рис. 4.3, **б** для П2, П3. Обидва входи схем відповідають двом основним впливам на силову частину: по живленню – зміна вихідної напруги $\Delta U_{\text{вх}}$, по управлінню – зміна коефіцієнта заповнення імпульсів $\Delta\gamma$. Елементи, які відповідають тільки зв'язку між живленням ІППН і виходом, позначені пунктиром. Якщо розглядати реакцію силової частини на зміну коефіцієнта заповнення імпульсів, пунктирні елементи не беруться до уваги. Структурні схеми тут є лінійними. Це цілком допустимо за умови малих сигналів (впливів), при яких нелінійністю регульовальної характеристики П2 і П3 можна знехтувати. Звідси випливає й умова стаціонарності, що означає сталість параметрів ланок. Тому усі величини, крім оператора p , що входять до виразів ПФ структурних ланок схем, є сталими. Розглядається реакція ІППН, який працює в номінальному режимі, при певних $U_{\text{вх}}$ і γ на малі зміни $\Delta U_{\text{вх}}$ і $\Delta\gamma$. Наприклад, повне збільшення вихідної напруги П1 відповідно до рис. 4.3, **а** при $t \rightarrow \infty$, $p \rightarrow 0$ буде мати вигляд

$$\Delta U_{\text{вих}} = \Delta U_{\text{вх}}\gamma + \Delta\gamma U_{\text{вх}}.$$

ПФ силової частини ІППН по живленню ($\Delta\gamma = 0$) та управлінню ($\Delta U_{\text{вх}} = 0$) можуть бути отримані за структурними схемами:
для П1

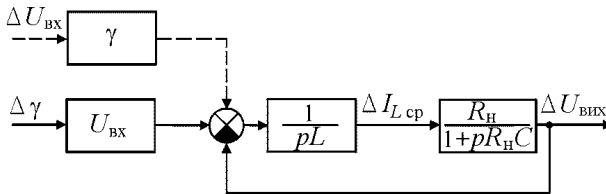
$$W_{\text{СЧ}}^U(p) = \frac{\Delta U_{\text{вих}}(p)}{\Delta U_{\text{вх}}(p)} = \frac{\gamma}{p^2 LC + pL/R_{\text{н}} + 1} \quad (\text{вхід} - \text{вихід});$$

$$W_{\text{СЧ}}(p) = \frac{\Delta U_{\text{вих}}(p)}{\Delta\gamma(p)} = \frac{U_{\text{вх}}}{p^2 LC + pL/R_{\text{н}} + 1} \quad (\text{управління} - \text{вихід});$$

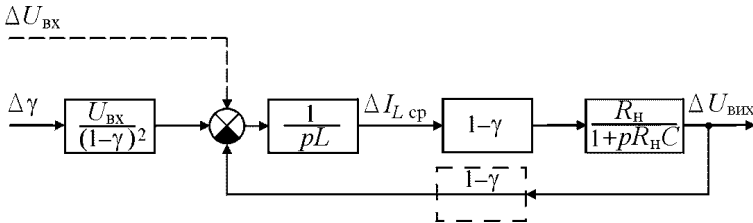
для П2, П3

$$W_{\text{Сч}}^U(p) = \frac{\Delta U_{\text{вих}}(p)}{\Delta U_{\text{вх}}(p)} = \frac{1}{(1-\gamma) \left[\frac{p^2 LC}{(1-\gamma)^2} + \frac{pL}{R_H(1-\gamma)^2} + 1 \right]} \quad (\text{вихід} - \text{вихід});$$

$$W_{\text{Сч}}(p) = \frac{\Delta U_{\text{вих}}(p)}{\Delta \gamma(p)} = \frac{U_{\text{вх}}}{(1-\gamma)^2 \left[\frac{p^2 LC}{1-\gamma} + \frac{pL}{R_H(1-\gamma)} + 1 \right]} \quad (\text{управління} - \text{вихід}).$$



a



б

Рис. 4.3

Запас стійкості визначаємо для $W_{\text{Сч}}(p)$ по управлінню. У цьому випадку для ІППН вхідною величиною є задана напруга U_3 , а для силової частини – коефіцієнт заповнення γ . Вихідна величина – $U_{\text{вих}}$.

Згідно з рис. 4.2 ПФ розімкнutoї по управлінню системи ІППН (зворотний зв'язок розірвано у точці А) визначається за виразом

$$W(p) = \frac{\Delta U_{\text{вих}}(p)}{\Delta U_3(p)} = W_{\text{ПН}} K_{\text{ШІМ}} W_{\text{Сч}} e^{-T_n p}.$$

ПФ замкнутої по управлінню системи має наступну форму за умовою, що весь вихідний сигнал передається по ЗЗ:

$$\Phi(p) = \frac{W(p)}{1 + W(p)}.$$

Зображення $W(p)$ і $\Phi(p)$ відповідають деяким функціям часу. Це вагові функції системи – відгуки на імпульсний вхідний вплив. Якщо в операторі $p = \sigma + j\omega$ покласти $\sigma = 0$, то одержимо функції, які залежать тільки від частоти: $W(j\omega)$ і $\Phi(j\omega)$. Це і є частотні залежності комплексних коефіцієнтів передачі (посилення) системи без ЗЗ та із ЗЗ за умовою, що коливання мають незмінну амплітуду, тобто чисто гармонійні. Коефіцієнт передачі – відношення амплітуд вихідної величини до вхідної – є модулем комплексної ПФ при $p = j\omega$. Істотну інформацію про динаміку САР несуть частотні характеристики. Логарифмічна амплітудно-частотна характеристика (ЛАЧХ) являє собою графік залежності модуля комплексного коефіцієнта підсилення від частоти системи без ЗЗ $W(j\omega)$. Логарифмічна фазочастотна характеристика (ЛФЧХ) – залежність фазового зсуву між вихідним і вхідним сигналами від частоти. Зробити висновок про стійкість замкнутої по управлінню САР можна за допомогою ЛАЧХ і ЛФЧХ. Це видно з характеристик стійкої (рис. 4.4, *а*) і нестійкої (рис. 4.4, *б*) систем.

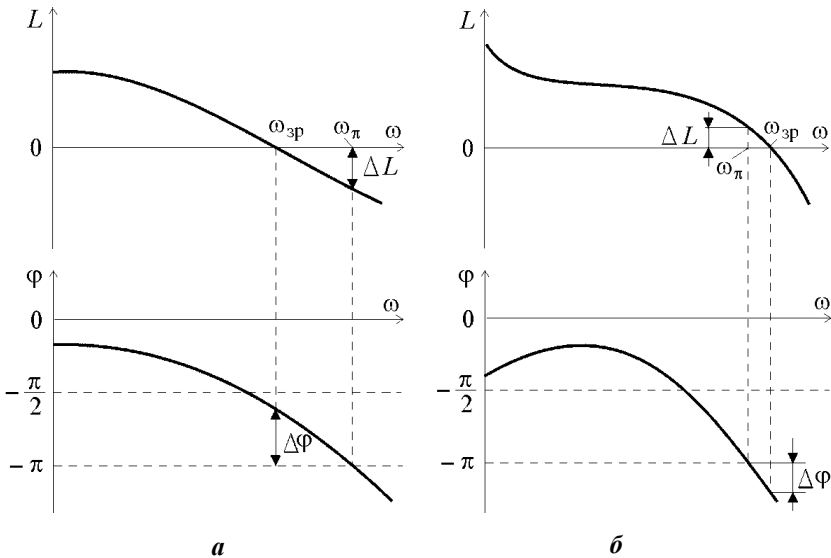


Рис. 4.4

Відповідно до логарифмічного критерію стійкості, якщо в діапазоні частот, у межах якого $|W(j\omega)| > 1$, фазовий зсув буде по модулю більше π (180°), то така система нестійка. На рис. 4.4, б це відповідає ділянці $\omega_\pi \dots \omega_{зр}$, де ω_π – частота, на якій фазовий зсув дорівнює $-\pi$; $\omega_{зр}$ – частота зрізу, на якій коефіцієнт передачі дорівнює одиниці, що відповідає рівню 0 дБ.

Якщо в діапазоні частот $0 \dots \omega_{зр}$ фазовий зсув менше π по модулю (див. рис. 4.4, а), система стійка і при замиканні негативної ЗЗ буде працювати нормально. Тому для стійкої системи повинна виконуватися умова

$$\varphi(\omega) > -\pi \quad \text{при} \quad |W(\omega)| > 1.$$

Різниця $\Delta\varphi$ між значеннями фази при $\omega = \omega_{зр}$ і кутом $-\pi$ на ЛФЧХ є надлишком фази в стійкій системі і нестачею фази в нестійкій. Надлишок фази стійкої системи $\Delta\varphi$ називається запасом стійкості по фазі і повинен бути більше 25° . Величина, зворотна модулю ПФ на частоті

$\omega_\pi \frac{1}{|W(j\omega_\pi)|}$, є запасом стійкості по амплітуді ΔL . Його значення повинне бути не менше 6 дБ, що допускає збільшення коефіцієнта підсилення системи без виходу з області стійкості як мінімум удвічі.

ЛАЧХ і ЛФЧХ розімкнutoї по управлінню системи ІППН відповідає відношенню збільшення вихідної напруги до збільшення заданої напруги

$\left(\frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta U_3} \right)$. Необхідне значення вихідної напруги дорівнює заданому. Запишемо ПФ ІППН без ЗЗ у вигляді

$$W(p) = K_{\text{шпм}} K_{\text{сч}\gamma} e^{-T_n p} (\tau_1 p + 1) \frac{1}{\tau_2 p + 1} \frac{1}{\tau_0 p} \frac{1}{T_{\text{сч}}^2 p^2 + 2\xi T_{\text{сч}} p + 1},$$

де сталі часу динамічних ланок структурної схеми ІППН визначаються так:

$\tau_0 = R_1 C_2$ – стала інтегрування ПН;

$\tau_1 = R_2 (C_1 + C_2)$ – стала пропорційної складової регулювання;

$\tau_2 = R_2 C_1$ – інерційна стала ПН;

$T_{\text{сч}} = \sqrt{LC}$ (для П1) і $T_{\text{сч}} = \sqrt{\frac{LC}{1-\gamma}}$ (для П2, П3) – стала часу силової частини.

Коефіцієнт затухання ξ фільтруючого кола ППН залежить від навантаження:

$$\text{для П1 } \xi = \frac{\sqrt{L/C}}{2R_n};$$

$$\text{для П2, П3 } \xi = \frac{\sqrt{L/C}}{2R_n} \sqrt{1-\gamma}.$$

Як видно, ПФ складається з таких співмножників: сталих коефіцієнтів, які визначають статичне посилення; експоненти, що відповідає запізнюванню на період T_n ; багаточленів від p у першому і другому ступенях, що знаходяться у чисельнику і знаменнику. Вони визначають динамічні властивості в режимі малого сигналу. Для визначення частотних характеристик потрібно покласти $p = j\omega$. При підстановці числових значень ПФ легко звести до вигляду $W(\omega) = A(\omega) + jB(\omega)$. Тоді ЛАЧХ буде описуватися функцією $K(\omega) = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)}$. ЛФЧХ тоді отримуємо з ви-

разу $\varphi(\omega) = \arctg \left[\frac{B(\omega)}{A(\omega)} \right]$. Однак ці формули зручні для чисельного розра-

хунку характеристик на ЕОМ. Спочатку ЛАЧХ зручно будувати за допомогою прямолінійних асимптот, які з'єднуються на спряжених частотах $\omega_1 = 1/\tau_1$; $\omega_2 = 1/\tau_2$; $\omega_{сч} = 1/T_{сч}$.

ЛФЧХ можна визначити через суму фазових зсувів, внесених кожною динамічною ланкою окремо:

ланка запізнювання

$$W_\tau(j\omega) = e^{-T_n j\omega}; \quad \varphi_\tau(\omega) = -\omega T_n; \quad (4.1)$$

пропорційно-диференційна ланка, яка входить до ПН,

$$W_1(j\omega) = \tau_1 j\omega + 1; \quad \varphi_1(\omega) = \arctg(\omega\tau_1); \quad (4.2)$$

інерційна ланка, яка входить до ПН,

$$W_2(j\omega) = \frac{1}{\tau_2 j\omega + 1}; \quad \varphi_2(\omega) = -\arctg(\omega\tau_2); \quad (4.3)$$

інтегруюча ланка, яка входить до ПН,

$$W_0(j\omega) = \frac{1}{\tau_0 j\omega}; \quad \varphi_0(\omega) = -\frac{\pi}{2}; \quad (4.4)$$

коливальна ланка (силова частина)

$$W_{\text{сч}}(j\omega) = \frac{K_{\text{сч}\gamma}}{-T_{\text{сч}}^2 \omega^2 + 2\xi T_{\text{сч}} j\omega + 1}; \quad \varphi_{\text{сч}}(\omega) = -\arctg \left[\frac{2\xi T_{\text{сч}} \omega}{1 - T_{\text{сч}}^2 \omega^2} \right]; \quad (4.5)$$

$$\varphi(\omega) = \varphi_0(\omega) + \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) + \varphi_{\text{сч}}(\omega) + \varphi_{\tau}(\omega). \quad (4.6)$$

У загальному випадку множник ПФ має одну або до n спряжених частот. Визначимо параметри елементів частотної корекції ПН, які забезпечать усталену роботу ПППН. Для цього побудуємо асимптотичну ЛАЧХ. Спочатку визначимо частоту ідеального резонансу силового фільтра:

$$\text{для П1 } \omega_{\text{сч}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{0,11 \cdot 10^{-3} \cdot 81 \cdot 10^{-6}}} \approx 10660 \text{ рад/с};$$

$$\text{для П2, П3 } \omega_{\text{сч}} = \sqrt{\frac{1-\gamma}{LC}}.$$

Далі проводимо вісь ординат ЛАЧХ, на якій попередньо задається розмітка через 20 дБ, але самі значення не проставляються. У напрямку майбутньої осі абсцис відмічається сітка частот у логарифмічному масштабі з діапазоном по всій довжині порядку чотирьох декад і з таким розрахунком, щоб частина шкали частот до $\omega_{\text{сч}}$ займала приблизно 3/4 від усієї. Вид ЛАЧХ для П1 показано на рис. 4.5. Відповідно до заданого співвідношення між спряженими частотами попередньо відкладаються частоти ω_1 і ω_2 відносно $\omega_{\text{сч}}$. Тут для П1 $\omega_{\text{сч}} = 10660$ рад/с; $\omega_1 \approx 100$ рад/с; $\omega_2 \approx 1000$ рад/с. Потім проводяться асимптоти $a_1 \dots a_4$ зі своїми нахилами так, щоб a_2 була приблизно на рівні середини осі ординат. Під ЛАЧХ у тім же масштабі частот будується ЛФЧХ. Її вісь ординат збігається з віссю ординат ЛАЧХ.

За (4.1)–(4.6) визначається залежність $\varphi(\omega)$ на спряжених частотах та проміжних точках. Сталі часу розрахуємо за частотами:

$$T_{\text{сч}} = 1/\omega_{\text{сч}} = 1/10660 = 9,38 \cdot 10^{-5} \text{ с};$$

$$\tau_1 = 1/\omega_1 = 1/100 = 0,01 \text{ с};$$

$$\tau_2 = 1/\omega_2 = 1/1000 = 0,001 \text{ с};$$

$$T_{\Pi} = 1/f_{\Pi} = 1/20 \cdot 10^3 = 5 \cdot 10^{-5} \text{ с}.$$

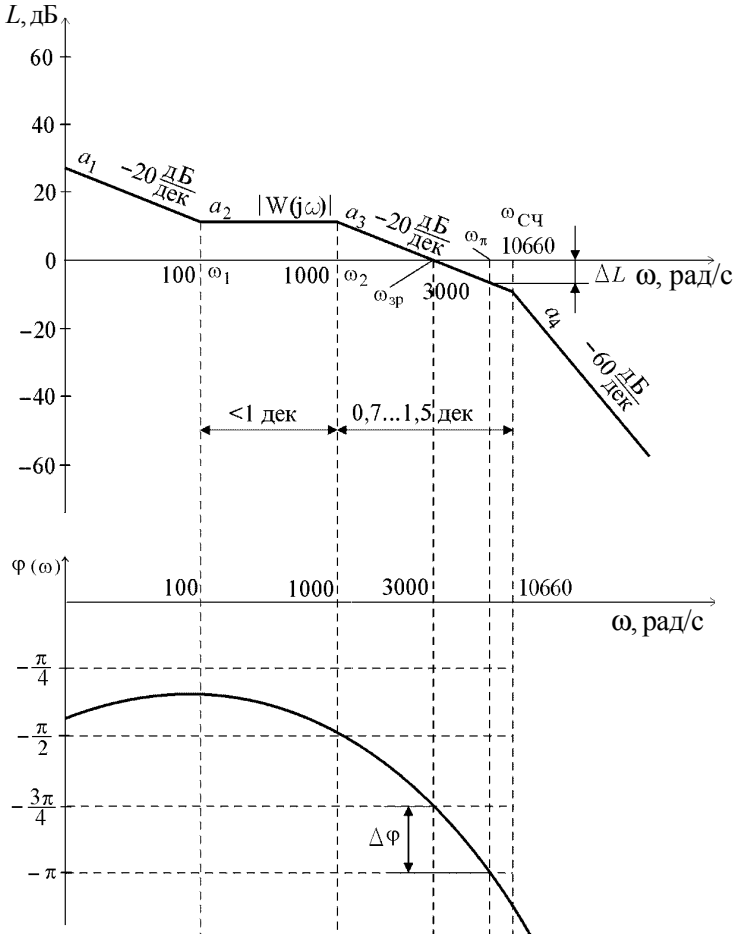


Рис. 4.5

Потім визначаємо частоту ω_{π} . Згідно з вимогами до запасу посилення частота зрізу ω_{zp} встановлюється на октаву нижче за ω_{π} і повинна потрапити в середню частину асимптоти a_3 . У протилежному випадку можна, варіюючи частотами ω_1 і/або ω_2 , змінити ЛФЧХ потрібним образом або збільшити запас по амплітуді ΔL , знизивши частоту ω_{zp} . При цьому

враховується наступне. Діапазон середньочастотної асимптоти a_3 для забезпечення швидкозатухаючого перехідного процесу повинен бути не менше за 0,7 декади. Асимптота a_2 є наслідком пропорційної складової регулювання. Вона повинна бути не довше однієї декади для забезпечення необхідної смуги дії інтегральної складової регулювання (асимптота a_1). Власне асимптоти $a_1 \dots a_3$ визначають ЛАЧХ ПН з його колами частотної корекції. Поліус $\omega_{\text{сч}}$ утворено силовим LC -фільтром, який є коливальною ланкою.

Його затухання ξ залежить від $R_{\text{н}}$, що визначає ЛФЧХ в області $\omega_{\text{сч}}$. Тому при вже визначеному запасі посилення $\Delta L \geq 6$ дБ та частоті $\omega_{\text{сп}}$ за допомогою зміни частот ω_1 (ω_2) варто досягти запасу по фазі $\Delta\phi \geq 30^\circ$. Якщо запас по фазі занадто великий ($\Delta\phi > 50^\circ$), можна задати $\omega_1 = \omega_2$. Асимптота a_2 виродиться, і залишиться тільки інтегральне управління. У даному випадку $\Delta\phi \approx 45^\circ$. Вісь абсцис на ЛАЧХ проводиться через точку на a_3 , яка відповідає $\omega_{\text{сп}}$ (див. рис. 4.5). Ця вісь задає по вертикалі рівень 0 дБ, відповідно до якого в обраному масштабі остаточно представляється вся шкала децибелів.

Елементи частотної корекції ПН визначаються за спряженими частотами сформованої ЛАЧХ:

$$C_2 = \frac{K_{\text{шпм}} K_{\text{счг}} \omega_2}{\omega_1 \omega_{\text{ср}} R_1} = \frac{0,18 \cdot 21,3 \cdot 10^3}{10^2 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 36 \cdot 10^3} = 0,355 \cdot 10^{-6} \text{ Ф},$$

де за рис. 4.5 $\omega_{\text{сп}} \approx 3 \cdot 10^3$ рад/с; $R_2 = \frac{\tau_1 - \tau_2}{C_2} = \frac{0,01 - 10^{-3}}{0,355 \cdot 10^{-6}} \approx 25400$ Ом

(візьмемо $R_2 = 26$ кОм); $C_1 = \frac{\tau_2}{R_2} = \frac{10^{-3}}{26 \cdot 10^3} = 0,038 \cdot 10^{-6}$ Ф.

Якщо підсилювач чисто інтегральний ($\omega_1 = \omega_2$), елементи R_2 і C_1 виключаються зі схеми ($R_2 = 0$) і змінюється його ПФ: $W_{\text{пн}}(p) = -\frac{1}{pR_1C_2}$,

звідки $C_2 = \frac{K_{\text{шпм}} K_{\text{счг}}}{R_1 \omega_{\text{ср}}}$. Тут допускається, що $K_{\text{оп}} \rightarrow \infty$.

На закінчення необхідно відзначити, що розрахований за даною методикою ІППН має типові для подібних схем параметри. Для одержання кращих параметрів необхідно або використовувати силові елементи з кращими характеристиками (більша швидкодія ключів і менші спадання напруги), або вносити поліпшення в принципову схему ІППН.

РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА

1. *Белопольский И.И.* Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. – М.: Энергия, 1973. – 400 с.
2. *Вересов Г.П., Смурьянов Ю.Л.* Стабилизированные источники питания радиоаппаратуры. – М.: Энергия, 1978. – 192 с.
3. *Гутников В.С.* Интегральная электроника в измерительных устройствах. – Л.: Энергия, 1980. – 248 с.
4. Диоды и тиристоры / Под общ. ред. *А.А. Чернышова*. – М.: Энергия, 1980. – 176 с.
5. *Замятин В.Я., Кондратьев Б.В.* Тиристоры. – М.: Сов. радио, 1980. – 64 с.
6. Источники вторичного электропитания / Под ред. *Ю.И. Конева*. – М.: Радио и связь, 1983. – 280 с.
7. Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет / Под ред. *С.Д. Додина и Е.И. Гальперина*. – М.: Сов. радио, 1969. – 448 с.
8. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры / Под ред. *Г.С. Найвельта*. – М.: Радио и связь, 1985. – 576 с.
9. *Китаев В.Е., Бокуняев А.А.* Расчет источников электропитания устройства связи. – М.: Связь, 1979. – 216 с.
10. *Ленк Дж.* Руководство для пользователей операционных усилителей. – М.: Связь, 1978. – 328 с.
11. Полупроводниковые приборы: Справочник / Под общ. ред. *Н.Н. Горюнова*. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 904 с.
12. *Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В.* Основы промышленной электроники. – К.: Вища школа, 1985. – 398 с.
13. *Сигорский В.П.* Математический аппарат инженера. – К.: Техника, 1975. – 768 с.
14. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник. – М.: Энергия, 1975. – 512 с.
15. Транзисторы / Под общ. ред. *А.А. Чернышова*. – М.: Энергия, 1980. – 144 с.
16. *Цыпкин Я.З.* Теория линейных импульсных систем. – М.: Физматгиз, 1963. – 968 с.
17. *Щербаков В.И., Грездов Г.И.* Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник. – К.: Техника, 1983. – 213 с.

ЗМІСТ

ВСТУП	3
1. КОРОТКІ ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ ПРО ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ	3
1.1. Принцип дії і характеристики імпульсних перетворювачів постійної напруги	3
1.2. Система управління імпульсним перетворювачем постійної напруги	9
2. РОЗРАХУНОК СИЛОВОЇ ЧАСТИНИ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ	14
2.1. Визначення вхідної напруги та коефіцієнтів заповнення імпульсів	14
2.2. Визначення індуктивності дроселя і ємності фільтрувального конденсатора	16
2.3. Визначення струмів реактивних елементів	18
2.4. Визначення амплітуди викиду вихідної напруги (максимально можливе значення без компенсації регулюванням та урахування втрат)	19
2.5. Вибір регулюючого транзистора VT_6	20
2.6. Вибір комутуючого діода VD_3	22
2.7. Розрахунок струмів регулюючого транзистора	23
2.8. Визначення часу вмикання і вимикання регулюючого транзистора	23
2.9. Визначення втрат потужності на регулюючому транзисторі	24
2.10. Визначення втрат потужності на комутуючому діоді	25
2.11. Розрахунок максимальної потужності	26
2.12. Розрахунок параметрів і вибір транзистора VT_5	26
3. РОЗРАХУНОК СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ	27
3.1. Розрахунок параметрів і вибір елементів формуючого каскаду ФК	27
3.2. Розрахунок генератора	29
3.3. Розрахунок підсилювача неузгодженості	31
3.4. Розрахунок широтно-імпульсного модулятора	35
4. РОЗРАХУНОК ЕНЕРГЕТИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ТА СТІЙКОСТІ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ	36
4.1. Розрахунок енергетичних параметрів імпульсних перетворювачів	36
4.2. Розрахунок стійкості імпульсних перетворювачів	41
РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА	50

ПАВЛОВ Геннадій Вікторович,
ОБРУБОВ Андрій Валерійович,
ПОКРОВСЬКИЙ Михайло Володимирович

РОЗРАХУНОК СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

Методичні вказівки

Видавництво УДМТУ, 54002, м. Миколаїв, вул. Скороходова, 5

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до Державного реєстру
видавців, виготівників і розповсюджувачів видавничої продукції

ДК № 1150 від 12.12.2002 р.

Редактор І.Ю. Цицюра
Комп'ютерна правка та верстка Ю.В. Зайцева
Коректор Н.О. Шайкіна

Підписано до друку 22.10.03. Формат 60×84/16. Папір офсетний.

Ум. друк. арк. 3,0. Обл.-вид. арк. 3,2. Тираж 100 прим.

Вид. № 4. Зам. № 357. Ціна договірна.