

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
КИЇВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІМЕНІ
ТАРАСА ШЕВЧЕНКА
ПІДСИЛЮВАЧІ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Качур Артем

23 квітня 2021 р.

Зміст

1	Реферат	3
2	Вступ	4
3	Моделювання	5
3.1	Теоретична частина	5
3.2	Моделювання в LTspice	18
4	Висновок	25

1 Реферат

Звіт про виконання лабораторної роботи: 25 с., 4 ч., 27 рис.

Об'єкт дослідження – процеси проходження струму крізь транзисторні підсилювачі.

Мета роботи – навчитись моделювати транзисторні підсилювачі, дослідити коефіцієнти передачі за напругою підсилювальних каскадів різних типів для гармонічних і імпульсних вхідних сигналів, а також зсуви фаз між вихідними і вхідними сигналами.

Методи дослідження – це метод співставлення: одночасне спостереження вхідного та вихідного сигналів на екрані двоканального осцилографа із наступним вимірюванням і порівнянням їх параметрів.

2 Вступ

Ця робота присвячена принципам побудови найпростіших підсилювальних каскадів на транзисторах, які є основою складніших схем, в тому числі й інтегральних.

Підсилювач електричних сигналів – радіоелектронний пристрій, що перетворює вхідний електричний сигнал, який являє собою залежність від часу напруги $U_{\text{вх}}(t)$ або струму $I_{\text{вх}}(t)$, у пропорційний йому вихідний сигнал $U_{\text{вих}}(t)$ або $I_{\text{вих}}(t)$, потужність якого перевищує потужність вхідного сигналу.

Підсилювальний каскад – підсилювач, який містить мінімальне число підсилювальних елементів (1–2 транзистори) і може входити до складу багатокаскадного підсилювача

Коефіцієнт передачі за напругою K_u – відношення амплітуди вихідного напруги підсилювача до амплітуди вхідної.

3 Моделювання

3.1 Теоретична частина

Будь-який підсилювач електричних сигналів (англ. amplifier) можна розглядати як активний чотириполіусник. Проходження сигналу через такий чотириполіусник можна розглядати за допомогою тих самих методів, які застосовувались для пасивних чотириполіусників. Зокрема, вхідний сигнал можна подавати як суперпозицію гармонічних сигналів (спектральний метод), у вигляді суми коротких імпульсів або як суперпозицію скачків сигналу. Відповідно можна досліджувати частотні характеристики підсилювача (його відгук на гармонічний сигнал певної частоти), імпульсні характеристики (відгук на одиничний імпульсний сигнал у вигляді δ -функції) або перехідні характеристики (відгук на ступінчасту зміну вхідного сигналу). Всі ці характеристики взаємопов'язані і знаючи одну з них, можна одержати інші.

Найширше використовується спектральний метод. На кожній частоті підсилювач можна охарактеризувати такими параметрами, як основна передавальна функція (коефіцієнт передачі) $\tilde{K}(\omega)$ (у загальному випадку комплексна) та вхідний і вихідний комплексні опори $\tilde{Z}_{Bx}(\omega)$ і $\tilde{Z}_{Bux}(\omega)$ відповідно.

Коефіцієнтом передачі за напругою називають відношення напруг сигналів на виході і на вході підсилювача

$$\tilde{K}_u(\omega) = \frac{\tilde{U}_{\text{сux}}(\omega)}{\tilde{U}_{\text{ax}}(\omega)} = K_u(\omega)e^{i\Phi(\omega)} \quad (1)$$

де $K_u(\omega)$ – відношення модулів амплітуд вихідного і вхідного сигналів, а $\Phi(\omega)$ – різниця фаз (англ. phase shift, lag) між вихідним і вхідним сигналами. Аналогічно можна ввести коефіцієнти передачі струму, потужності.

Залежність (1) називають частотною характеристикою підсилювача. При цьому залежність $K_u(\omega)$ називається амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ), а залежність $\Phi(\omega)$ – фазо-частотною характеристикою (ФЧХ) підсилювача.

Розглянемо спочатку характеристики так званого ідеального підсилювача. Ідеальний підсилювач має лінійну амплітудну характеристику (тобто залежність вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ від вхідної $U_{\text{вх}}$ для сигналів будь-якої величини) (Рис. 1), тобто він має необмежений динамічний діапазон. Це означає, що K_u не залежить від $U_{\text{вх}}$. Суцільною лінією показано амплітудну характеристику реального підсилювача. Вигини на характеристиці зумовлені нелінійністю підсилювача.

На виході підсилювача крім сигналів, зумовлених подачею на вхід напруги $U_{\text{вх}}(t)$, існують шуми і завади, зумовлені флуктуаціями в електричних колах і наводками. Якщо сигнал на виході буде малим порівняно з шумами і наводками, то він залишиться непоміченим. Кожен підсилювач характеризується мінімальним вихідним сигналом $U_{\text{вих min}}$, який ще можна буде виявити на фоні шумів. З іншого боку, вводять сигнал $U_{\text{вих max}}$, який ще мало спотворений внаслідок нелінійності амплітудної характеристики.

Динамічний діапазон реального підсилювача визначають як

$$D = \frac{U_{\text{вих max}}}{U_{\text{вих min}}} = \frac{U_{\text{ax max}}}{U_{\text{ax min}}} \quad (2)$$

і часто вимірюють у децибелах ($20 \lg D$).

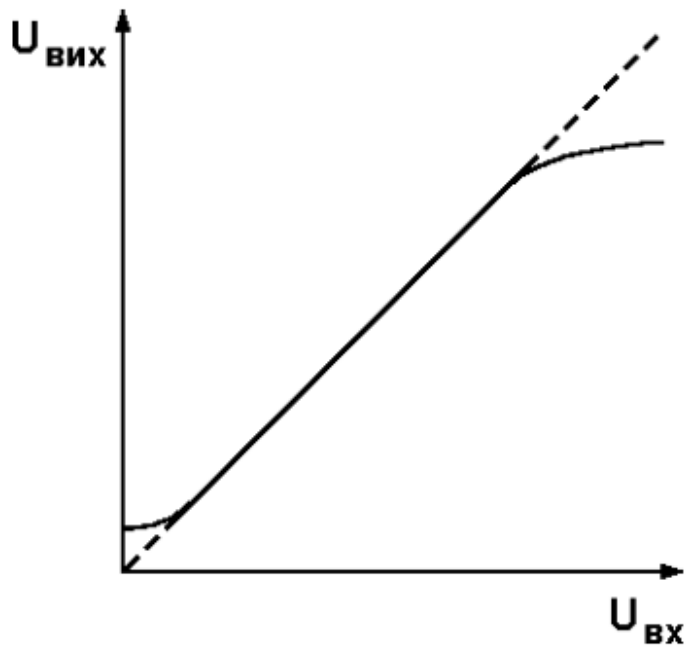


Рис. 1. Амплітудна характеристика підсилювача: ідеального (пунктирна пряма) та реального (суцільна крива).

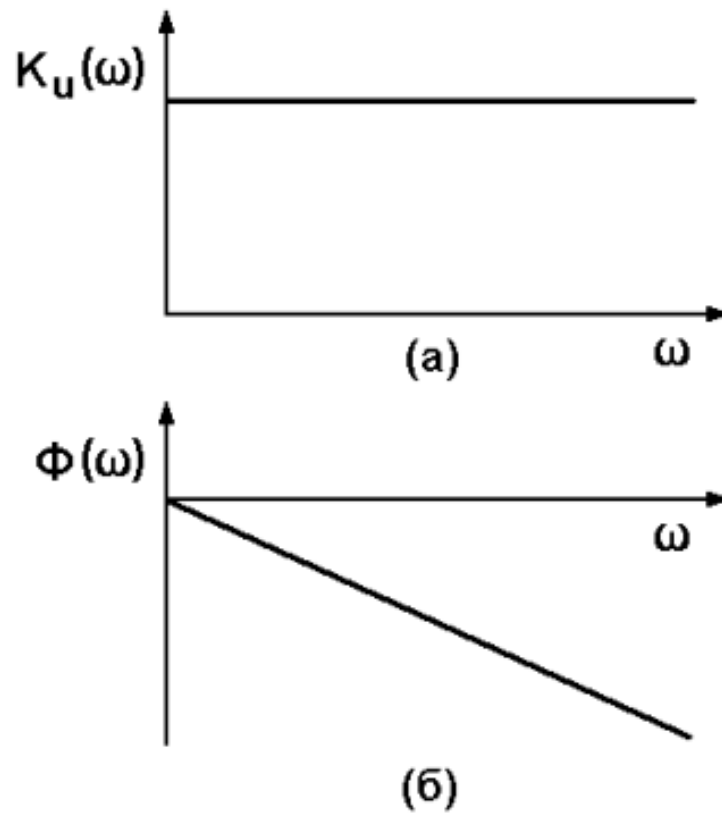


Рис. 2. Частотні характеристики ідеального підсилювача: а) АЧХ, б) ФЧХ.

АЧХ і ФЧХ ідеального підсилювача показані на Рис. 2. Коефіцієнт передачі ідеального підсилювача не залежить від частоти. Характеристики реальних підсилювачів іноді суттєво відрізняються від характеристик ідеальних.

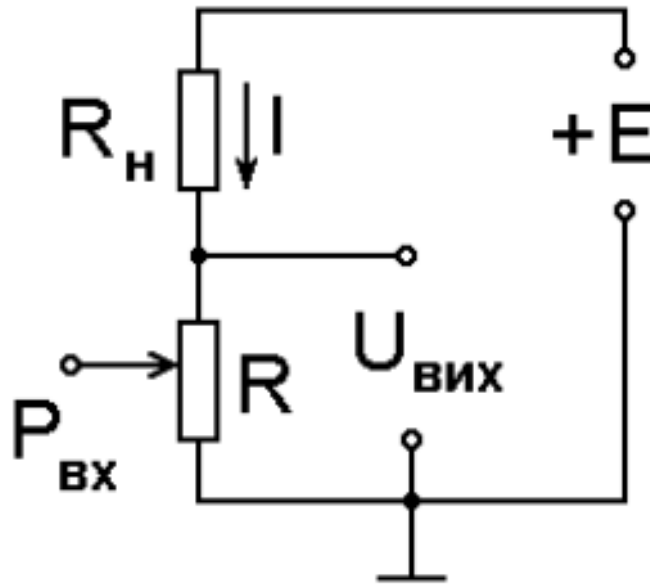


Рис. 3. Загальна схема найпростішого підсилювача напруги..

Загальна схема найпростішого підсилювача напруги наведена на Рис. 3. Струм, що тече через опір навантаження R_n , регулюється за допомогою регулювального елемента R . За правилом Кірхгофа

$$U_{\text{вих}} = E - I \cdot R_n . \quad (3)$$

Величина струму I регулюється за допомогою керувального (вхідного) сигналу. Для керування регулювальним елементом R необхідно витратити певну потужність $P_{\text{вх}}$

В ролі регулювального елемента можна використовувати найрізноманітніші пристрої, починаючи з повзункового реостата і закінчуючи електронними лампами і транзисторами.

Ми розглянемо підсилювальні каскади, побудовані на біполярних транзисторах. Слід пам'ятати, що сам транзистор не підсилює. Він є лише регулювальним елементом, а збільшення потужності сигналу (англ. power amplification, power gain) відбувається за рахунок зовнішнього джерела струму (джерела ЕРС), струмом в колі якого й керує транзистор. Так, у схемі зі спільним емітером, зображений на Рис. 4, при зміні напруги $U_{\text{бе}}$, яка супроводжується зміною струму бази $I_{\text{б}}$, буде змінюватися струм колектора $I_{\text{к}}$, згідно з рівнянням (3), напруга $U_{\text{вих}}$, яка дорівнює $U_{\text{ке}}$. Зверніть увагу на тип транзистора (n-p-n-транзистор) і на полярність прикладеної до нього напруги джерела ЕРС (+E).

Для нормального функціонування підсилювача потрібно задати деякі початкові умови його роботи (початкові значення напруг і струмів за відсутності вхідного сигналу).

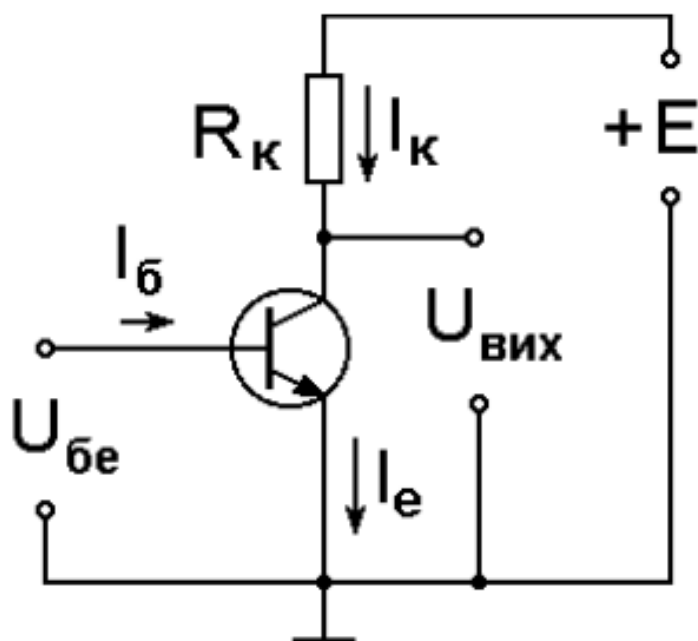


Рис. 4. Схема підсилювача на біполярному транзисторі.

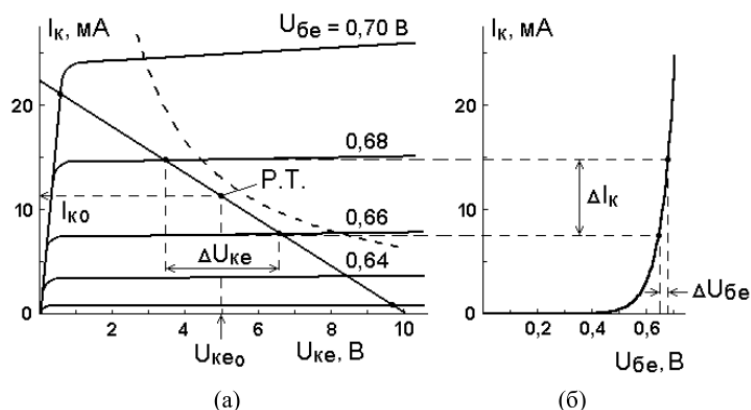


Рис. 5. Вихідні (а) та передавальна (б) характеристики транзисторного каскаду зі спільним емітером.

Розглянемо сімейство вихідних характеристик транзистора, підключеного за схемою зі спільним емітером (Рис. 5). У нашому випадку $U_{\text{вих}} = U_{\text{ке}}$, тому рівнянню (3) на Рис. 5 буде відповідати пряма, яка називається навантажною прямою підсилювального каскаду і описується рівнянням

$$U_{\text{ке}} = E - I_K \cdot R_K \quad (4)$$

Електричний стан (режим роботи або просто режим) підсилювального каскаду в будь-який момент часу можна задати точкою на навантажній прямій (робочою точкою). Координати цієї точки для схеми зі спільним емітером визначаються певними значеннями струму I_K та напруги $U_{\text{ке}}$ в даний момент часу. Зрозуміло, що робоча точка може переміщуватися лише вздовж навантажної прямої, причому в межах, які задаються сімейством вихідних характеристик транзистора. Переміщувати робо-

чу точку можна за рахунок зміни струму бази I_b або напруги U_{be} (ці величини взаємопов'язані). З Рис. 5 видно, що при одних і тих же за величиною змінах U_{be} відповідні зміни I_c для різних ділянок навантажної прямої будуть різними, тобто різними будуть і зміни вихідної напруги:

$$\Delta U_{bux} = \Delta U_{ke} = -R_k \Delta I_k \quad (5)$$

Відповідно, коефіцієнт передачі такого транзисторного каскаду

$$K_u = -\frac{R_k \Delta I_k}{\Delta U_{se}} \quad (6)$$

буде залежати від положення робочої точки на навантажній прямій. Проте, на навантажній прямій можна вибрати ділянку, в межах якої коефіцієнт передачі буде залишатися практично постійним, тобто властивості підсилювача наближатимуться до властивостей ідеального підсилювача. Протяжність такої ділянки залежить як від вигляду вихідних характеристик транзистора, так і від положення (зокрема, нахилу) навантажної прямої.

Зазначимо, що існують обмеження на вибір навантажної прямої і робочої ділянки для даного транзистора. По-перше, це обмеження за тепловою потужністю, яку може розсіювати транзистор: ця потужність виділяється на колекторі і дорівнює $I_c U_{ce}$ (відповідна крива, так звана гіпербола навантажень, показана на Рис. 5 пунктиром). По-друге, існують гранично припустима напруга $U_{ce\max}$ і гранично припустимий струм $I_{c\max}$, які не можна перевищувати.

Нахил навантажної прямої та початковий режим каскаду (тобто режим за відсутності вхідного сигналу) обирають, виходячи з призначення каскаду, за наступним алгоритмом.

1. Розраховують, якщо не задано наперед, величину напруги живлення E та тип транзистора.
2. Виходячи з довідкових даних та рекомендацій щодо розрахунку параметрів каскаду даного призначення, обирають величину R_k , якщо вона не задана наперед, і будують навантажну пряму.
3. Обирають робочу точку, що відповідає робочому режиму каскаду.
4. Оцінюють величину струму бази I_b або напруги U_{be} , які потрібно задати, щоб забезпечити робочий режим каскаду.
5. Розраховують елементи, необхідні для задання режиму за однією із заданих схем транзисторних каскадів (див. нижче).
6. Перевіряють, чи не будуть перевищені гранично припустимі параметри транзистора та пасивних елементів (опорів, конденсаторів, котушок індуктивності) під час роботи каскаду в потрібному режимі (тобто після подачі на вхід сигналу передбачуваної величини).

При проведенні орієнтовного розрахунку режиму роботи каскаду слід мати на увазі, що в реальних умовах навантаженням каскаду може бути не опір R_k , а коло, що містить реактивні елементи (конденсатори, котушки індуктивності), і замість опору навантаження R_k слід розглядати навантажний імпеданс \tilde{Z}_H . Рівняння (3) при цьому запишеться у вигляді

$$\tilde{U}_{6ux} = E - \tilde{I} \tilde{Z}_H \quad (7)$$

при роботі в широкому діапазоні частот буде проявлятися залежність навантажнього імпедансу від частоти сигналу $\tilde{Z}_H = \tilde{Z}_H(\omega)$. У цьому випадку під час розрахунку режиму каскаду за постійним струмом у рівнянні (7) слід брати \tilde{Z}_H на нульовій частоті, а для сигналів – на частоті, що відповідає сигналу. Відповідно, навантажні прямі для сигналів і для постійних струмів будуть різними.

Схеми задання робочого режиму транзистора у підсилювальному каскаді

Розглянемо тепер питання про те, яким чином можна реалізувати обраний режим роботи транзистора у підсилювальному каскаді, тобто задаючи I_b або U_{be} , одержати розрахункові значення I_k та U_{ke} при заданих R_k і E . Нехай коло джерела сигналу відокремлено за постійним струмом від вхідного кола транзистора за допомогою розділового конденсатора C (так званий «закритий за постійним струмом вхід»).

Спочатку розглянемо схему із заданням струму бази (Рис. 6). У цій схемі струм бази I_b тече через опір R_b і визначається його величиною. Рівняння Кірхгофа для кола бази буде мати вигляд

$$I_b R_b + U_{be} = E, \quad (8)$$

звідки

$$R_b = \frac{E - U_{be}}{I_b} = \frac{E - U_{be}}{I_k} \cdot \beta, \quad (9)$$

тобто за заданим E і потрібним I_k можна легко розрахувати опір бази R_b . Падіння напруги на включеному у пряму напрямі переході база-емітер ($U_{be} = 0,6-0,7$ В для кремнієвих і $U_{be} = 0,15-0,2$ В для германієвих транзисторів) слабо залежить від I_b і в більшості випадків ним можна знехтувати порівняно з величиною E (десятки вольт).

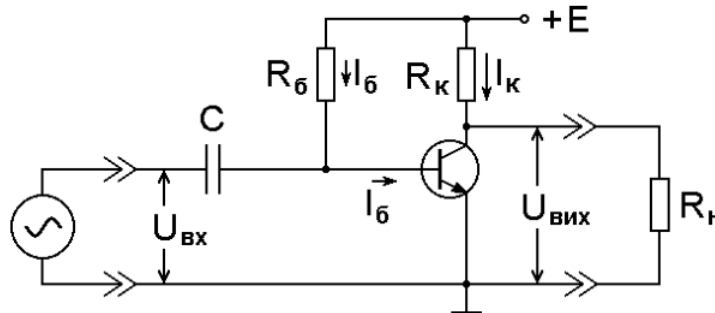


Рис. 6. Схема найпростішого підсилювального каскаду із заземленим емітером і заданням робочого режиму за допомогою струму бази.

Відношення зміни вихідної напруги підсилювача до зміни вхідної напруги, що її викликала, називається коефіцієнтом підсилення за напругою K_u (англ. voltage amplification factor, voltage gain factor). Неважко показати (див. Додаток), що для схеми підсилювача, зображеного на Рис. 6,

$$K_u = -\beta \cdot R_K / (r_e + \beta \cdot r_e) = -R_K / r_e \quad (10)$$

де r_b – об’ємний опір бази, r_e – диференціальний опір база-емітерного переходу. Мінус означає зменшення вихідної напруги у відповідь на збільшення вхідної і навпаки. Кажуть, що має місце інверсія фази сигналу. Справді, відкривання n-p-n-транзистора наростаючим позитивним потенціалом на базі призводить до зростання струму колектора, а, отже, до зростання напруги на R_K і, таким чином, до її зменшення між колектором та емітером, тобто на виході.

Як впливає з рівняння Еберса-Мола, r_e при фіксованій напрузі на базі дорівнює

$$r_e \approx kT / (e \cdot I_K), \quad (11)$$

де k – стала Больцмана, T – абсолютна температура, e – заряд електрона, I_K – струм колектора. Величина kT/e для кімнатної температури дорівнює 25 мВ, так що $r_e = 25/I_K$ [Ом], де I_K виражений в мА.

На жаль, з усього вищезазначеного впливає, що K_u для такого підсилювача залежить як від температури, так і від величини струму колектора, тобто залежить від рівня самого сигналу.

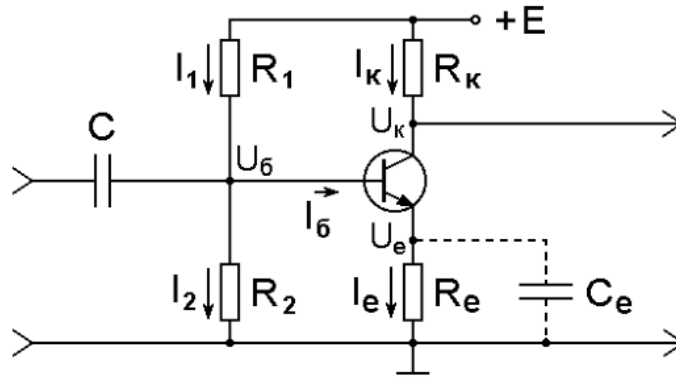


Рис. 7. Схема стандартного підсилювального каскаду із заданням робочого режиму за допомогою напруги на базі.

Недоліків розглянутої схеми можна позбутися, якщо скористатися схемою із заданням напруги на базі, зображеною на Рис. 7 (це так званий стандартний підсилювальний каскад). Напругу на базі визначає джерело ЕРС E та подільник напруги R_1, R_2 . В коло емітера введено опір R_e , значно менший за опір R_K ($R_e \approx 0,1 R_K$). Для вхідного кола можна записати рівняння Кірхгофа

$$U_\sigma = U_{be} + I_e R_e \quad (12)$$

Оскільки $I_K \approx I_e$, то звідси випливає, що

$$I_K = \frac{U_\sigma - U_{be}}{R_e} \quad (13)$$

Таким чином, струм колектора I_K можна задати напругою на базі U_b . Якщо струм бази $I_b \ll I_1, I_2$, то тоді $I_1 \approx I_2 \approx I = E / (R_1 + R_2)$ і напругу на базі U_b можна записати як $U_b = E \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$. За таких умов струм колектора

$$I_{\kappa} = \frac{E \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{6e}}{R_e} \quad (14)$$

тобто робоча точка може бути встановлена шляхом підбору R_1 і R_2 . При цьому напруга на база-емітерному переході

$$U_{6e} = E \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_{\kappa} R_e \quad (15)$$

Опір R_e виконує важливу функцію: він дозволяє стабілізувати робочу точку транзистора у підсилювальному каскаді. Так, нехай внаслідок деяких причин струм колектора I_{κ} раптом збільшився. Згідно з рівнянням (15), це призведе до зменшення напруги U_{6e} за рахунок зростання напруги на опорі R_e . Зменшення напруги U_{6e} , прикладеної до переходу база-емітер в прямому напрямку, призведе до зменшення струму I_e через цей перехід і, отже, до зменшення колекторного струму I_{κ} . Це приклад так званого негативного зворотного зв'язку (НЗЗ), дія якого полягає в тому, що при зміні струму чи напруги на виході схеми в ній генерується сигнал, який іде на вхід і компенсує в значній мірі початкову зміну вихідного сигналу.

Якщо опір резистора R_e взяти значно більшим за r_e , то можна позбутися від залежності коефіцієнта підсилення такої схеми від температури та від струму колектора, оскільки:

$$K_u = -R_{\kappa} / (r_e + R_e) \approx -R_{\kappa} / R_e \quad (16)$$

Останнє суттєво покращує лінійність підсилювача для великих сигналів.

Значення ємності конденсатора C (Рис. 7) розраховується з міркувань передачі без послаблення найбільш низькочастотної складової у вхідному сигналі, як для високочастотного фільтра, складеного з конденсатора C і паралельно включених резисторів R_2 , R_1 і βR_e .

Слід мати на увазі, що змінний сигнал, який подається на вхід підсилювача, може мати різну частоту. Тому на достатньо високих частотах необхідно враховувати реактивний характер як пасивних елементів, так і р-п- переходів транзистора. Крім того, елементами підсилювача можуть виступати реальні конденсатори і котушки індуктивності. У цьому випадку рівняння для підсилюваного сигналу записуються у комплексному вигляді і тоді, наприклад, коефіцієнт підсилення може виявитися залежним від частоти сигналу. Прикладом цього може слугувати часто використовуваний у другій схемі прийом, коли паралельно резистору R_e підключають конденсатор C_e достатньо великої ємності, щоб для достатньо високих частот, коли реактивний опір конденсатора стає меншим за R_e ($1/(\omega C_e) < R_e$), коефіцієнт підсилення виявився більшим за розрахований за формулою (16) для постійного струму. Звичайно, наявність такого конденсатора ніяк не впливатиме на величину і температурну стабільність початкових значень напруг і струмів, одночасно дозволяючи підтримувати для потрібного діапазону частот високий коефіцієнт підсилення сигналу (на жаль, настільки ж температурно нестабільний, як і в попередній схемі із заземленим емітером).

Ми розглянули найпростіші підсилювачі напруги, які дозволяють одержувати підсилення як за напругою, так і за струмом. Pozнайомимося ще з одним варіантом підсилювача на транзисторі в схемі зі спільним емітером.

Схема на Рис. 8 відрізняється від попередньої відсутністю резистора R_{κ} . Вихідний сигнал знімається з резистора R_e в емітерному колі. Коефіцієнт передачі за

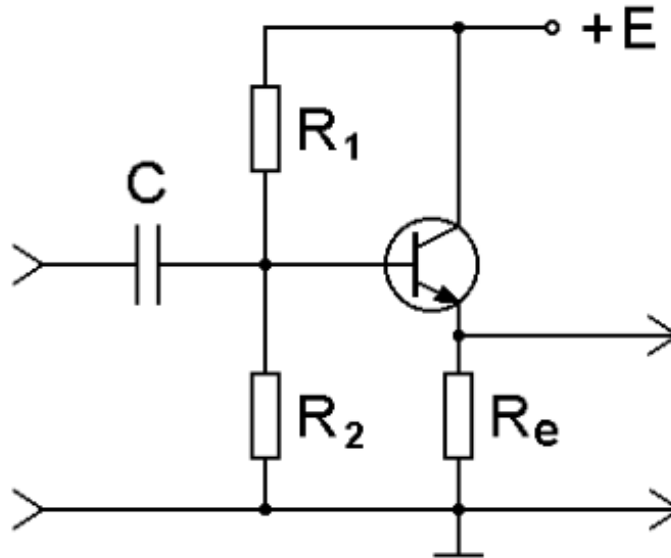


Рис. 8. Схема емітерного повторювача.

напругою визначається виразом:

$$K_u = 1 - r_e / R_e \quad (17)$$

Якщо $R_e \gg r_e$, то K_u близький до одиниці. Тобто такий каскад не дає підсилення за напругою, а лише повторює (до речі, без інверсії фази) вхідну напругу. Тому його назвали емітерним повторювачем. Вся напруга вихідного сигналу у такій схемі прикладена до емітерного резистора R_e . Емітерний повторювач не підсилює, а лише повторює вхідну напругу, даючи в той же час підсилення за струмом (вхідний струм – струм бази I_b , а вихідний – струм емітера I_e).

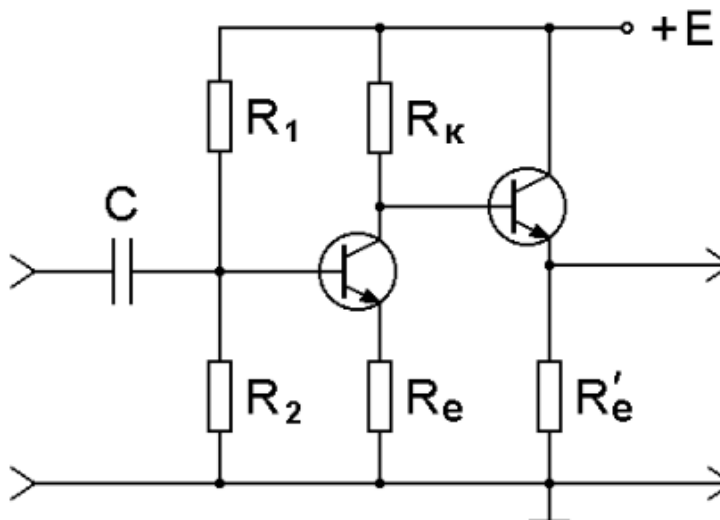


Рис. 9. Класична схема транзисторного підсилювача напруги.

В електроніці найчастіше використовуються джерела напруги, тому й підсилювачі

найчастіше будують з малим вихідним опором. Класична схема такого підсилювача зображена на Рис. 9. Це підсилювач напруги, сполучений з емітерним повторювачем. Вихідний опір першого каскаду дорівнює R_k і при необхідності може складати величину десятків килоом. Вихідний опір емітерного повторювача дорівнює r_e і у потужних транзисторах складає величину десятих долей ома. Зверніть увагу на те, що база транзистора повторювача безпосередньо з'єднана з колектором підсилювача.

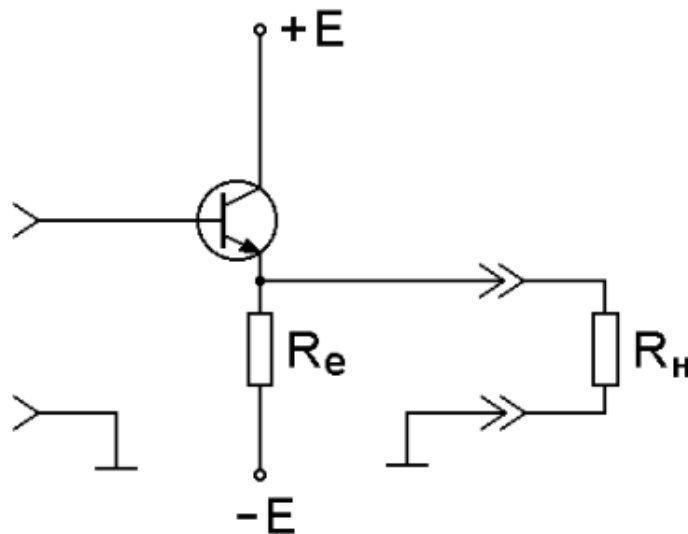


Рис. 10. Схема емітерного повторювача з двополярним живленням.

Емітерний повторювач максимально спрощується, якщо для живлення використувати джерело двополярної напруги (Рис. 10). У цьому випадку відпадає потреба в подільнику R_1 , R_2 , оскільки при нульовому сигналі на вході вихідна напруга відрізняється від нуля лише на 0,6 В, чим нерідко можна знехтувати порівняно з напругою живлення. Також зникає потреба і в розділовому конденсаторі, оскільки нульовий сигнал на вході відповідає нульовому початковому потенціалу бази.

Слід зазначити, що якщо опір підключеного відносно землі навантаження R_n дорівнює опорі емітерного резистора R_e , то максимальна вихідна негативна напруга не може перевищити половини напруги живлення. Ця напруга тим менша, чим менший опір R_n .

Двотактна схема (Рис. 11) позбавлена цього недоліку. Тут кожен з транзисторів, що мають різну провідність (p-n-p і n-p-n), перетворює "свою" полярність сигналу. Крім того, відпадає необхідність в резисторі R_e і ККД каскаду зростає. На жаль, і ця схема не позбавлена недоліків: відкривання транзистора відбувається при напрузі на базі, що перевищує 0,6 В, і тому ми матимемо "мертву зону" плюс-мінус 0,6 В поблизу нуля. Таке спотворення сигналу називається перехідним спотворенням. На Рис. 12 наведена схема, що ліквідує в двотактному каскаді пререхідні спотворення. Звичайно, й ця схема не позбавлена своїх недоліків.

Іноді корисно мати сигнал і його "дзеркальне відображення". Таку схему, представлену на Рис. 13, називають схемою розщеплення фази, оскільки, щоб одержати такі два сигнали на виході одного підсилювача, потрібно зсунути їх один відносно одного за фазою на π . Це досягається за допомогою підсилювача зі спільним емітером, коефіцієнт підсилення якого $K_u = -1$. При цьому $R_k = R_e$, а початкова напруга на колекторі встановлюється рівною 0,75 Е замість звичного 0,5 Е. Це роби-

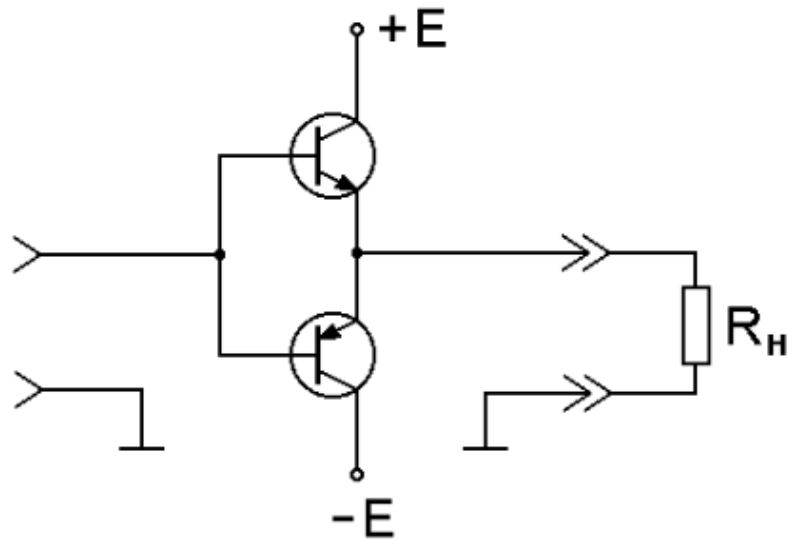


Рис. 11. Двотактна схема емітерного повторювача.

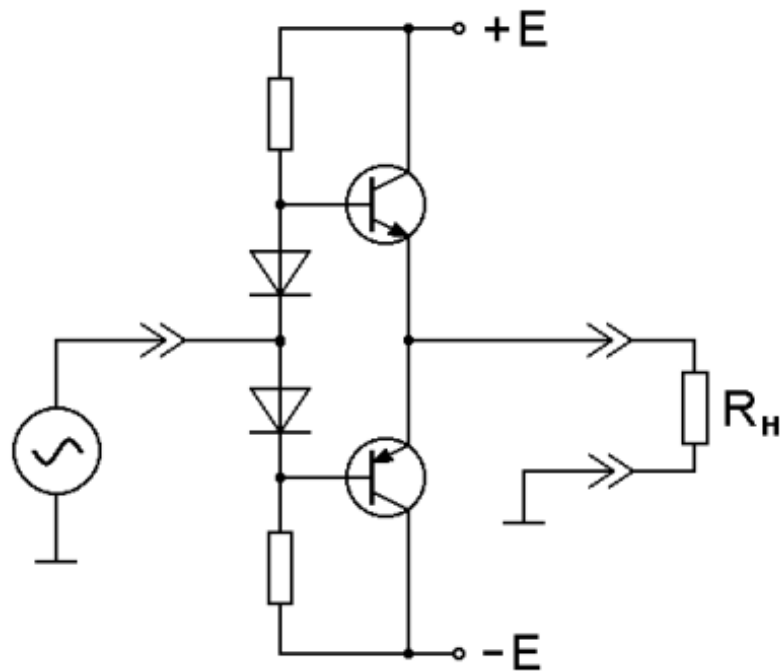


Рис. 12. Двотактний повторювач з ліквідацією перехідних спотворень.

тється для того, щоб кожен з вихідних сигналів, що знімаються з колектора та емітера, не заважав іншому. Напруга на колекторі може змінюватися від $0,5 E$ до E , а на емітері – від нуля до $0,5 E$.

Найбільш корисною і широко вживаною є схема диференціального підсилювача, призначеного для підсилення різниці напруг двох вхідних сигналів (Рис. 14). В ідеальному випадку вихідний сигнал не залежить від рівня кожного з вхідних сигналів, а визначається лише їх різницею, яку називають диференціальним (або різницевим) сигналом $U_{\text{вх диф}}$. Диференціальний підсилювач характеризується коефіцієнтом

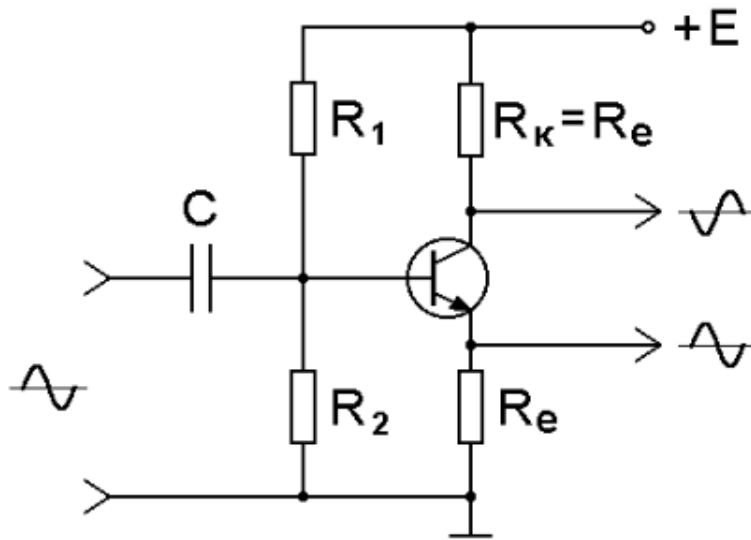


Рис. 13. Схема розщеплення фази.

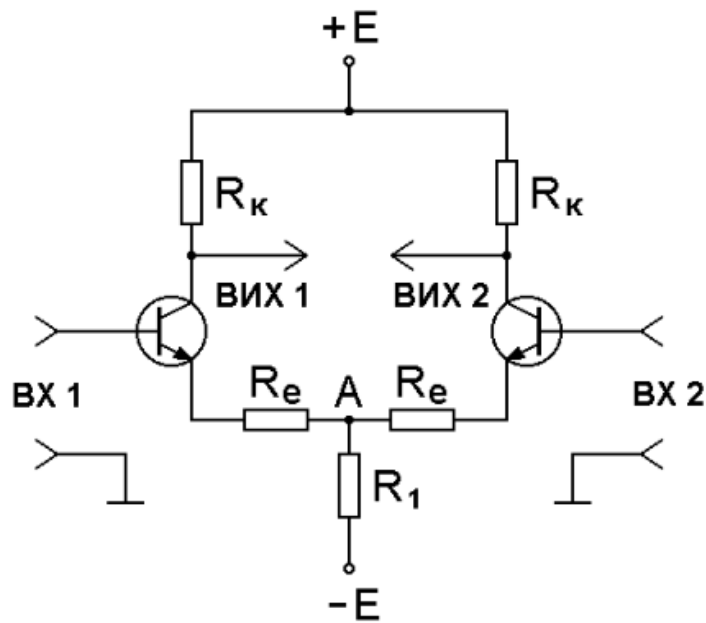


Рис. 14. Класична схема диференціального підсилювача.

підсилення диференціального сигналу

$$K_{\partial u\phi} = U_{\text{вих}\partial u\phi} / U_{\text{сх}\partial u\phi} \quad (18)$$

Різницевий вхідний сигнал є нормальним або корисним. На практиці для визначення $K_{\text{диф}}$ на один з входів підсилювача подають корисний вхідний сигнал, а другий вхід просто заземляють.

Якщо на обох входах такого підсилювача вхідні напруги змінюються одночасно на одну й ту ж величину (або зростають, або зменшуються), то такий вхідний сигнал називають синфазним. Диференціального сигналу при цьому не виникає, проте на

виході реального (а не ідеального) диференціального підсилювача при цьому буде спостерігатися відмінний від нуля вихідний сигнал $U_{\text{вих синф}}$. Відношення цього небажаного вихідного сигналу до величини вхідного синфазного сигналу, що подається одночасно на обидва входи підсилювача, називається коефіцієнтом передачі синфазного сигналу

$$K_{\text{синф}} = U_{\text{вих синф}} / U_{\text{вх синф}} \quad (19)$$

Якість диференціального підсилювача характеризується так званим коефіцієнтом послаблення синфазного сигналу (КПСС), який означають як відношення вихідного корисного сигналу до вихідного синфазного сигналу, за умови, що корисний і синфазний вхідні сигнали мають однакову амплітуду. Іншими словами, КПСС є відношенням модуля $K_{\text{диф}}$ до $K_{\text{синф}}$. Звичайно КПСС виражають в децибелах, для ідеального підсилювача КПСС є нескінченним.

Диференціальні підсилювачі використовують у тих випадках, коли слабкі сигнали можна загубити на фоні шумів. Прикладами таких сигналів можуть бути цифрові сигнали, що передаються по довгих кабелях (кабель звичайно складається з двох скручених дротів), звукові, радіочастотні сигнали, напруги електрокардіограм, сигнали зчитування інформації з магнітної пам'яті та з приймачів оптичного випромінювання. Диференціальні каскади широко застосовуються для побудови операційних підсилювачів, підсилювачів постійного струму, оскільки їх схема ідеально пристосована для компенсації температурної нестабільності.

На Рис. 14 показано основну (класичну) схему диференціального підсилювача. Підсилювач складається з двох ідентичних плечей. Живлення підсилювача організовано двополярним. Сигнал, який потрібно підсилити, подають на вхід 1 відносно входу 2. Вихідний сигнал, звичайно, вимірюється на одному з колекторів відносно землі (такий вихідний сигнал називають несиметричним; з ним можуть працювати звичайні схеми – повторювачі напруги, джерела струму і т. п.). При цьому коефіцієнт підсилення диференціального сигналу буде дорівнювати

$$K_{\text{диф}} \approx -R_{\kappa} / (2(r_e + R_e)) \quad (20)$$

Для одержання цієї формули ми припустили, що на входи подаються вхідні сигнали однакової амплітуди, але протилежної полярності ($U_{\text{вх2}} = -U_{\text{вх1}}$, $U_{\text{вх диф}} = 2 U_{\text{вх1}}$), а вихідний сигнал знімається з колектора першого транзистора. При таких вхідних сигналах й ідентичних плечах підсилювача зростання струму в одному плечі буде точно дорівнювати зменшенню струму в іншому плечі, так що повний струм через опір R_1 залишиться незмінним, незмінними будуть і напруга на цьому опорі і потенціал точки А (Рис. 14).

Вихідний сигнал можна також знімати між колекторами транзисторів (симетричний вихідний сигнал). Амплітуда симетричного вихідного сигналу буде вдвічі більшою за амплітуду несиметричного, оскільки вихідний сигнал на колекторі одного транзистора (відносно землі) буде у протифазі до вихідного сигналу на колекторі іншого транзистора.

Коефіцієнт передачі синфазного вхідного сигналу, прикладеного до кожного із входів відносно землі, буде дорівнювати

$$K_{\text{синф}} \approx -R_{\kappa} / (2R_1 + R_e + r_e) \quad (21)$$

а коефіцієнт послаблення синфазного сигналу

$$K_{ПСС} = |K_{\partial u \phi}| / |K_{cu+\phi}| \approx R_l / (R_e + r_e) \quad (22)$$

оскільки на практиці $R_1 \gg R_e \gg r_e$. Величини опорів R_k , R_e та R_1 підбирають так, щоб початкова напруга на колекторах обох транзисторів дорівнювала $+E/2$, а потенціал точки А був близьким до нуля.

Величина $K_{\text{сінф}}$ для хорошого диференціального підсилювача становить $10^1 \sim 10^2$, а величина $K_{ПСС}$ досягає 10^5 (або 100 дБ). У багатьох випадках диференціальні каскади використовують як хороші підсилювачі постійного струму. При цьому напругу вхідного сигналу подають на один вхід, а інший вхід просто заземляють.

Наведена схема диференціального підсилювача є малочутливою до змін температури та напруги живлення, оскільки ці зміни (за умови повної ідентичності плечей підсилювача) призводять до виникнення синфазного вхідного сигналу, який подавляється таким підсилювачем. Що стосується ідентичності транзисторів в обох плечах підсилювача, то найбільш близькі параметри матиме пара транзисторів, виготовлена на одному напівпровідниковому кристалі.

3.2 Моделювання в LTspice

Зкомпонуємо схеми.

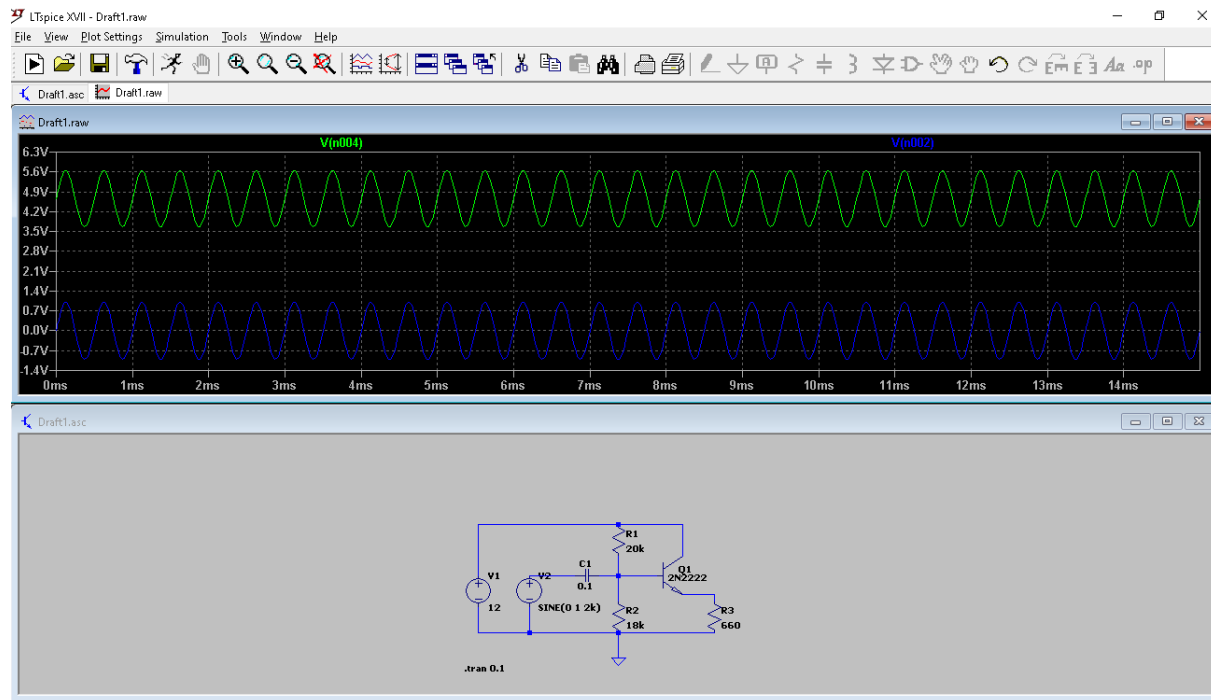


Рис. 15. Схема емітерний повторювач

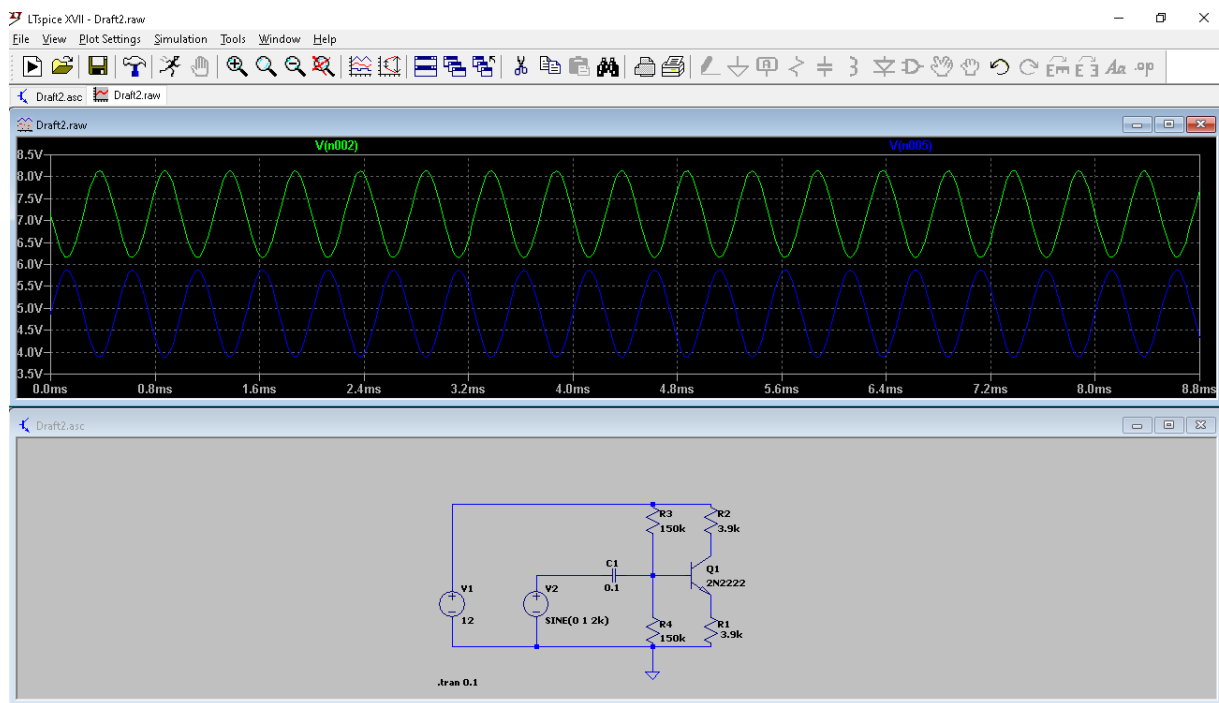


Рис. 16. Схема парафазний підсилювач

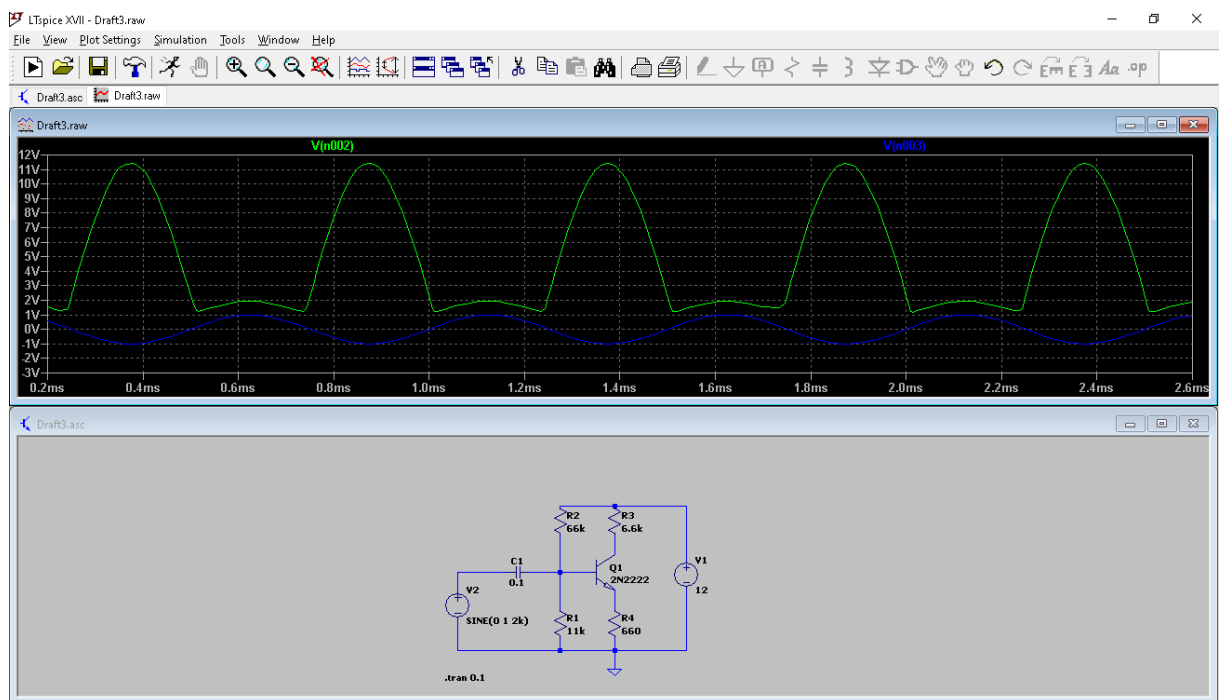


Рис. 17. схема спільний емітер

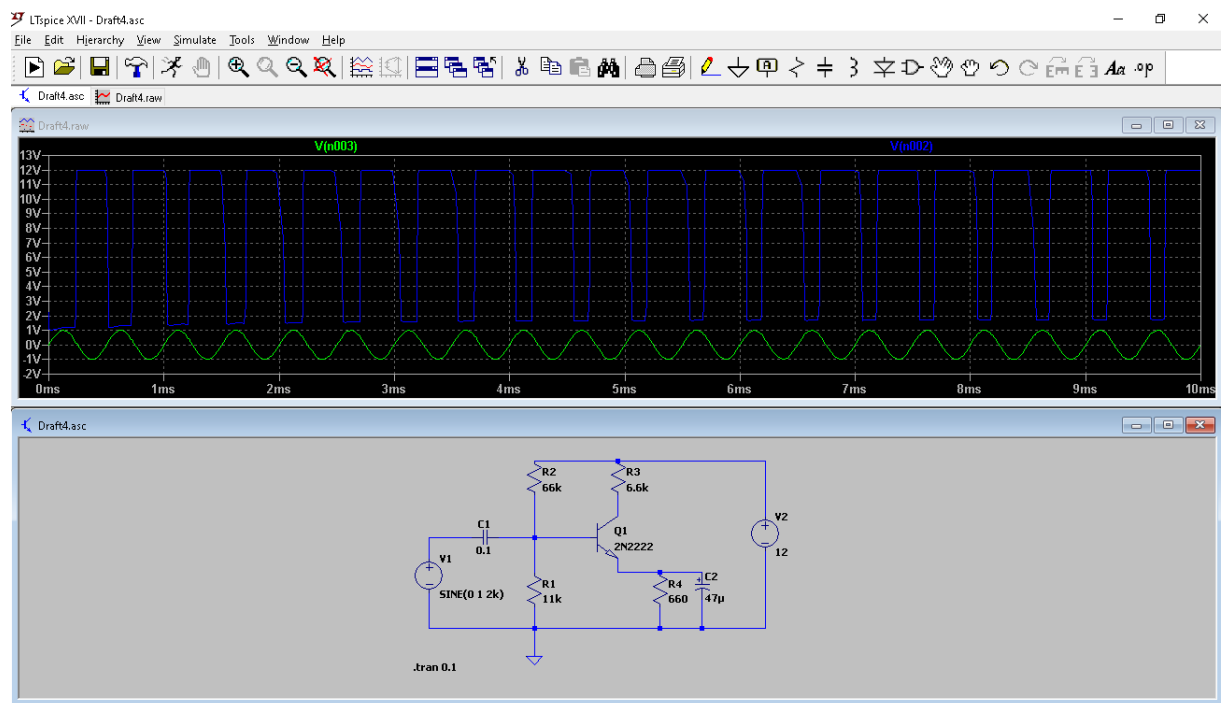


Рис. 18. схема спільний емітер + конденсатор

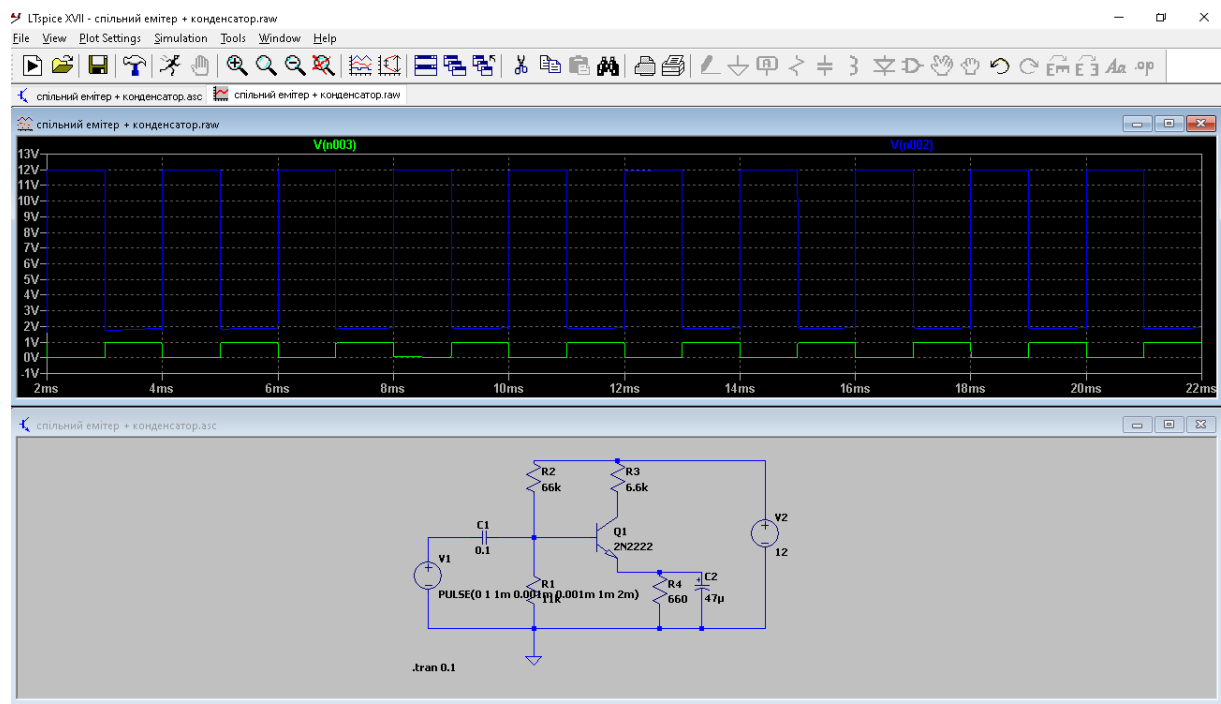


Рис. 19. прямокутник спільний емітер + конденсатор

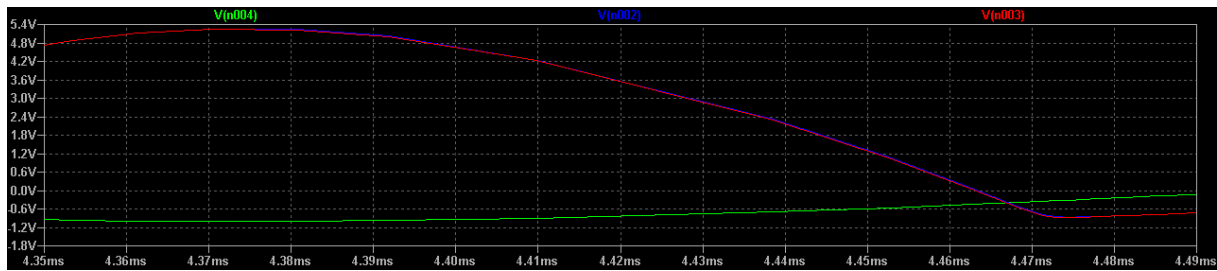


Рис. 20. графік сигналів sim

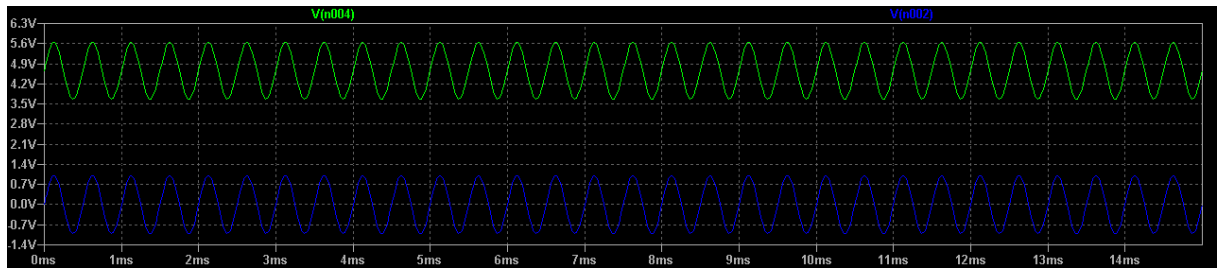


Рис. 21. емітерний повторювач графіки

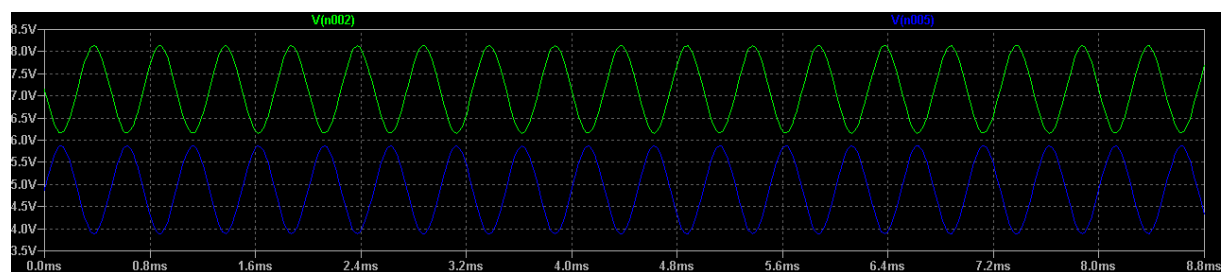


Рис. 22. парафазний підсилювач графіки

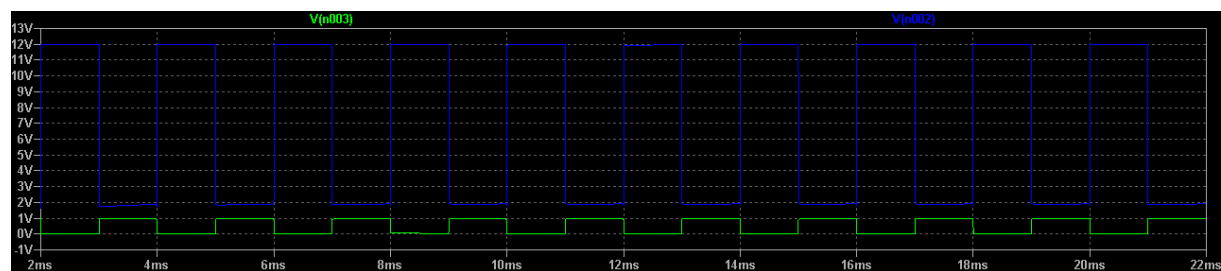


Рис. 23. прямокутник спільний емітер + конденсатор графіки

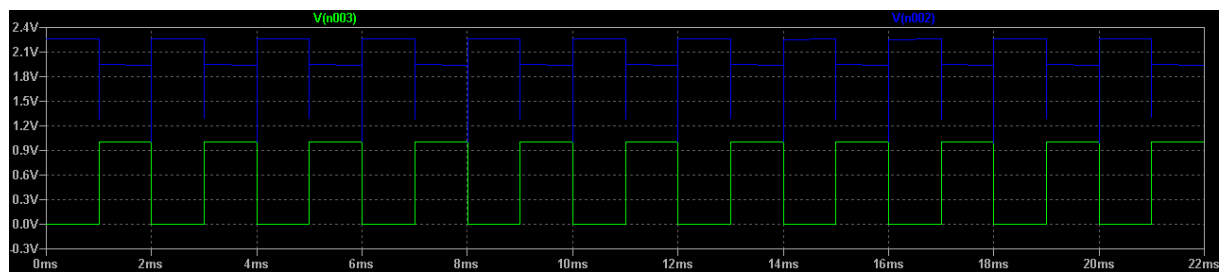


Рис. 24. прямокутник спільний емітер графіки.

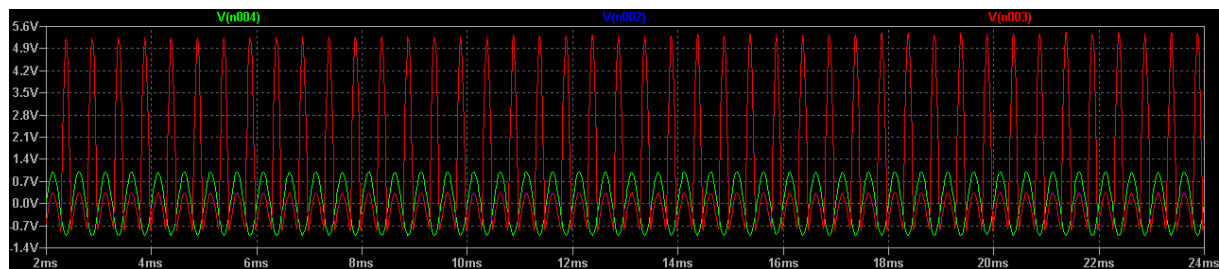


Рис. 25. симетричне включення графіки

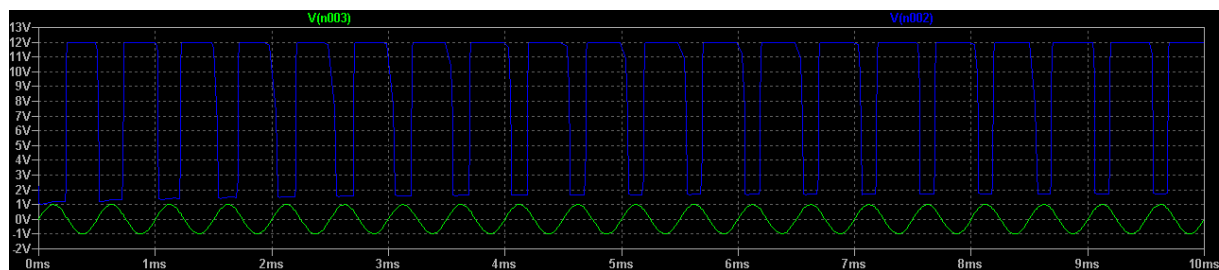


Рис. 26. спільний емітер + конденсатор графіки

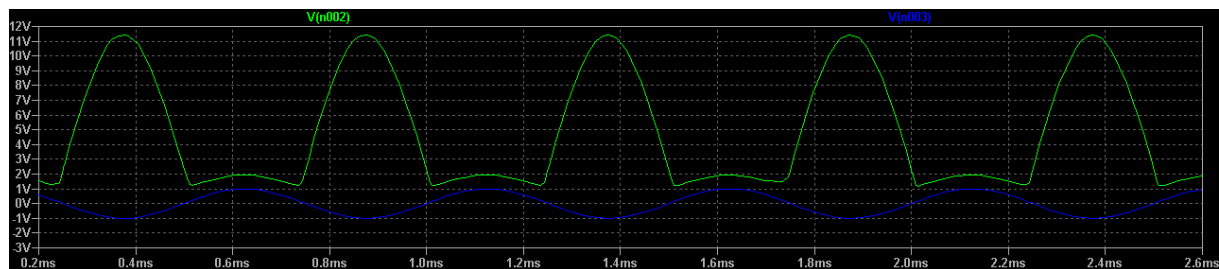


Рис. 27. спільний емітер графіки

4 Висновок

В ході роботи я навчився моделювати транзисторні підсилювачі, дослідив коефіцієнти передачі за напругою підсилювальних каскадів різних типів для гармонічних і імпульсних вхідних сигналів, а також зсуви фаз між вихідними і вхідними сигналами.