

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний авіаційний університет

ЗАСОБИ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ
В СИСТЕМАХ ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ

Лабораторний практикум
для студентів напряму підготовки
6.170102 «Системи технічного захисту»

Київ 2015

УДК 004.056.5:621.391(075)
ББК 3 973.202-082.03я7
3 363

Укладачі: *С.В. Єгоров, Т. В. Німченко, В. А. Швець*

Рецензент

*Затверджено науково-методичною радою
Національного авіаційного університету, протокол №
від*

3 363 **Засоби передавання інформації в системах технічного захисту інформації:** лабораторний практикум / укл.: С.В. Єгоров, Т. В. Німченко, В. А. Швець. – К.: НАУ, 2015. – 117 с.

Розглянуто питання налаштування та налаштування основних параметрів радіопередавачів. Наведено короткі теоретичні відомості, порядок виконання лабораторних робіт, питання для самоперевірки. Всі роботи виконуються з використанням комп'ютерного моделювання.

Для студентів напряму підготовки 6.170102 «Системи технічного захисту».

ЗАГАЛЬНІ МЕТОДИЧНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ

Виконання цього лабораторного практикуму допоможе студентам закріпити знання, отримані під час вивчення матеріалу курсу «Засоби передавання інформації в системах технічного захисту інформації», набути практичних навичок роботи зі схемами фільтрів транзисторних генераторів, модуляторів. На лабораторних заняттях студенти повинні навчитися оцінювати результати досліджень.

Лабораторні роботи 1-9 виконуються і захищаються перед першою модульною контрольною роботою (МКР 1), а 10–15 відповідно перед другою МКР. Роботи виконуються з використанням комп'ютерного моделювання електричних схем у середовищі Multisim 10.1, здійснюючи розрахунки і будуючи графіки у програмному пакеті Mathcad 14 Professional.

Лабораторні роботи студенти виконують після вивчення відповідних розділів курсу. Перед виконанням лабораторної роботи студент повинен ознайомитися з електронною схемою, згадати питання теорії, які належать до цієї лабораторної роботи, та дати відповідь на питання для самоперевірки.

Під час оформлення звітів важливо, щоб експериментально зняті точки на графіках були чіткими. Оскільки вони мають розкид, то криві треба проводити між точками, враховуючи фізичні закономірності.

У висновках необхідно дати оцінку отриманим залежностям, критично порівняти результати експерименту з теоретичними положеннями і у разі розбіжності пояснити їх. Оформлені звіти студенти повинні захистити і здати викладачеві.

Під час роботи необхідно суворо дотримуватися правил техніки безпеки в лабораторії.

Лабораторна робота 1

Спектральний аналіз періодичних сигналів у колах першого порядку

Мета роботи: експериментальне дослідження спектрів періодичних сигналів, спектральний і часовий аналіз проходження періодичних сигналів через лінійні кола першого порядку.

Короткі теоретичні відомості Ряд Фур'є

Розкладанню в ряд Фур'є можуть зазнати періодичні сигнали. При цьому вони представляються у вигляді суми гармонійних функцій або комплексних експонент із частотами, що утворюють арифметичну прогресію. Для того щоб таке розкладання існувало, фрагмент сигналу тривалістю в один період повинен задовольняти умовам Діріхле:

- не повинно бути розривів другого роду (з гілками функції, що йдуть у нескінченність);
- число розривів першого роду (стрибків) повинне бути кінцевим;
- число екстремумів повинно бути кінцевим (як приклад функції, яка на кінцевому інтервалі має нескінченне число екстремумів, можна привести $\sin(1/x)$ в околиці нуля).

Залежно від конкретної форми базисних функцій розрізняють кілька форм запису ряду Фур'є.

Ряд Фур'є може бути застосований для представлення не тільки періодичних сигналів, але й сигналів кінцевої тривалості. При цьому оговорюється часовий інтервал, для якого будується ряд Фур'є, а в інші моменти часу сигнал вважається рівним нулю. Для розрахунків коефіцієнтів ряду такий підхід фактично означає періодичне продовження сигналу за границями розглянутого інтервалу.

Синусно-косинусна форма

У цьому варіанті ряд Фур'є має такий вигляд:

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(k\omega_1 t) + b_k \sin(k\omega_1 t)), \quad (1.1)$$

де $\omega_1 = 2\pi/T$ — кругова частота, відповідна до періоду повторення сигналу, рівному T . Кратні їй частоти, що входять у формулу називаються гармоніками; гармоніки нумеруються відповідно до індексу k частота $\omega k = k\omega_1$ називається k -ю гармонікою сигналу. Коефіцієнти ряду a_k і b_k розраховуються по формулам:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos(k\omega_1 t) dt,$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin(k\omega_1 t) dt.$$

Константа a_0 розраховується по загальній формулі для a_k . Заради цієї згоди й уведена трохи дивна на перший погляд форма запису постійної складової (з діленням на два). Сам же цей доданок являє собою середнє значення сигналу на періоді:

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) dt.$$

Межі інтегрування не обов'язково повинні бути такими, які у наведені вище формулах (від $-T/2$ до $T/2$). Інтегрування може проводитися по будь-якому інтервалу довжиною T — результат від цього не зміниться. Конкретні межі вибираються з міркувань зручності обчислень; наприклад, може виявитися зручніше виконувати інтегрування від 0 до T або від $-T$ до 0.

Якщо $s(t)$ є *парною* функцією, то всі b_k будуть дорівнювати нулю й у формулі ряду Фур'є будуть присутні тільки *косинусні* доданки, якщо $s(t)$ є *непарною* функцією, дорівнювати нулю будуть, навпаки, *косинусні* коефіцієнти a_k і у формулі залишаться лише синусні доданки.

Речовинна форма

Деяка незручність синусно-косинусної форми ряду Фур'є полягає в тому, що для кожного значення індексу підсумовування k (тобто для кожної гармоніки із частотою $k\omega_1$) у формулі фігурують

два доданки — синус і косинус. Скориставшись формулами тригонометричних перетворень, суму цих двох доданків можна трансформувати в косинус тієї ж частоти з іншою амплітудою і якоюсь початковою фазою:

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega_1 t + \varphi_k). \quad (1.2)$$

Якщо $s(t)$ є парною функцією, фази φ_k , можуть приймати тільки значення 0 і π , а якщо $s(t)$ — функція непарна, то можливі значення для фази рівні $+\pi/2$.

Комплексна форма

Дана форма представлення ряду Фур'є частіше за все застосовується в радіотехніці. Вона виходить із речовинної форми представленням косинуса у вигляді напівсуми комплексних експонент (таке представлення впливає з формули Ейлера $e^{jx} = \cos x + j \sin x$):

$$\cos x = \frac{1}{2}(e^{jx} + e^{-jx}).$$

Застосувавши дане перетворення до речовинної форми ряду Фур'є, одержимо суми комплексних експонент із позитивними й негативними показниками:

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_k}{2} (e^{(jk\omega_1 t + j\varphi_k)} + e^{(-jk\omega_1 t - j\varphi_k)}).$$

А тепер будемо трактувати експоненти зі знаком «мінус» у показнику як члени ряду з негативними номерами. У рамках цього ж загального підходу постійний доданок $a_0/2$ стане членом ряду з нульовим номером. У результаті вийде комплексна форма запису ряду Фур'є:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{C}_k e^{-jk\omega_1 t}.$$

Комплексні коефіцієнти ряду пов'язані з амплітудами A_k і фазами φ_k , що фігурують у речовинній формі запису ряду Фур'є (1.2) нескладними співвідношеннями:

$$\dot{C}_k = \frac{1}{2} A_k e^{j\varphi_k}, \quad A_k = 2 \left| \dot{C}_k \right|, \quad \varphi_k = \arg \left(\dot{C}_k \right)$$

Нескладно виглядають і формули зв'язку з коефіцієнтами a_k і b_k синусно-косинусної форми ряду Фур'є (1.1):

$$\dot{C}_k = \frac{a_k}{2} - j \frac{b_k}{2},$$

$$a_k = 2 \operatorname{Re} \left(\dot{C}_k \right), \quad b_k = -2 \operatorname{Im} \left(\dot{C}_k \right)$$

Звідси відразу ж випливає й формула для безпосереднього розрахунку коефіцієнтів \dot{C}_k ряду Фур'є в комплексній формі:

$$\dot{C}_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-jk\omega_0 t} dt. \quad (1.9)$$

Якщо $s(t)$ є *парною* функцією, коефіцієнти ряду \dot{C}_k будуть чисто *речовинними*, а якщо $s(t)$ — функція *непарна*, коефіцієнти ряду виявляться чисто *уявними*.

Сукупність амплітуд гармонік ряду Фур'є часто називають *амплітудним спектром*, а сукупність їх фаз — *фазовим спектром*. Ці поняття не слід плутати з амплітудно- і фазочастотними характеристиками, які відносяться не до сигналів, а до ланцюгів.

Якщо аналізований сигнал $s(t)$ є речовинним, то його амплітудний і фазовий спектри мають симетрію:

$$A_{-k} = A_k, \quad \varphi_{-k} = -\varphi_k,$$

$$\dot{C}_{-k} = \dot{C}_k^*.$$

Приклади розкладання сигналів у ряд Фур'є Послідовність прямокутних імпульсів

Першим розглянутим сигналом буде послідовність прямокутних імпульсів з амплітудою A , тривалістю τ і періодом повторення T . Початок відліку часу прийемо розташованим у середині імпульсу (рис. 1.1).

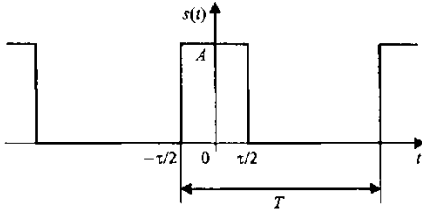


Рис. 1.1 Періодична послідовність прямокутних імпульсів

Даний сигнал є парною функцією, тому для його представлення зручніше використовувати синусно-косинусну форму ряду Фур'є — у ній будуть присутні тільки косинусні доданки a_k , рівні

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} A \cos\left(\frac{2\pi k}{T} t\right) dt = \frac{2A}{\pi k} \sin\left(\frac{2\pi k}{T} \frac{\tau}{2}\right)$$

Уважно розглядаючи отриману формулу, можна помітити, що тривалість імпульсів і період їх проходження входять у неї не відокремлено, а винятково у вигляді відношення. Цей параметр — відношення періоду до тривалості імпульсів — називають шпаруватістю послідовності імпульсів і позначають буквою q : $q=T/\tau$. Уведемо цей параметр в отриману формулу для коефіцієнтів ряду Фур'є, а потім приведемо формулу до виду $\sin(x)/x$:

$$a_k = \frac{2A}{\pi k} \sin\left(\frac{\pi k}{q}\right) = \frac{2A}{q} \frac{\sin\left(\frac{\pi k}{q}\right)}{\frac{\pi k}{q}} \quad (1.3)$$

У закордонній літературі замість шпаруватості використовується зворотна величина, яка називається коефіцієнтом заповнення (duty cycle) і рівна τ/T .

При такій формі запису стає добре видно, чому дорівнює значення постійного доданку ряду: оскільки при $x \rightarrow 0$ $\sin(x)/x \rightarrow 1$, то

$$\frac{a_0}{2} = \frac{A}{q} = \frac{A\tau}{T}.$$

Тепер можна записати й саме представлення послідовності прямокутних імпульсів у вигляді ряду Фур'є:

$$s(t) = \frac{A}{q} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2A}{\pi k} \sin\left(\frac{\pi k}{q}\right) \cos\left(\frac{2\pi k}{T} t\right).$$

Амплітуди гармонійних доданків ряду залежать від номера гармоніки за законом $\sin(x)/x$ (рис. 1.2).

Графік функції $\sin(x)/x$ має пелюстковий характер. Говорячи про ширину цих пелюсток, слід підкреслити, що для графіків дискретних спектрів періодичних сигналів можливі два варіанти градуїровки горизонтальної осі — у номерах гармонік i в частотах. На мал. 2 градуїровка осі відповідає номерам гармонік, а частотні параметри спектра нанесені на графік за допомогою розмірних ліній.

Отже, ширина пелюсток, що вимірюється в кількості гармонік, дорівнює шпаруватості послідовності (при $k = nq$ маємо $\sin(\pi k/q) = 0$, якщо $n \neq 0$). Звідси впливає важлива властивість спектра послідовності прямокутних імпульсів — у ньому відсутні (мають нульові амплітуди) гармоніки з номерами, кратними шпаруватості.

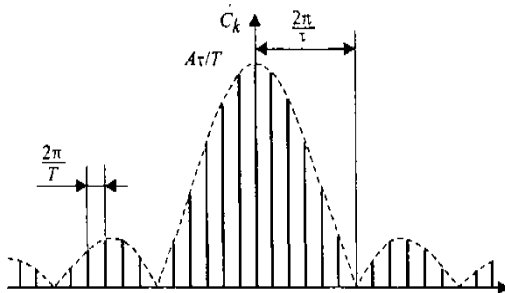


Рис. 1.2. Коефіцієнти ряду Фур'є для послідовності прямокутних імпульсів

Відстань по частоті між сусідніми гармоніками дорівнює частоті проходження імпульсів — $2\pi/T$. Ширина пелюсток спектра, обмірювана в одиницях частоти рівна $2\pi/\tau$, тобто обернено пропорційна тривалості імпульсів. Це, ми побачимо далі, прояв загального закону — чим коротше сигнал, тим ширше спектр.

Меандр

Важливим окремим випадком попереднього сигналу є *меандр* - послідовність прямокутних імпульсів зі шпаруватістю, рівною двом, коли тривалості імпульсів і проміжків між ними стають рівними (рис. 1.3).

Підставивши $q = 2$ у формулу (1.3), одержимо

$$a_k = A \frac{\sin(\pi k/2)}{\pi k/2} = \begin{cases} A, & k = 0, \\ 0, & k = 2m, \quad m \neq 0, \\ \frac{2A}{\pi k}, & k = 4m + 1, \\ -\frac{2A}{\pi k}, & k = 4m - 1. \end{cases}$$

Тут m — довільне ціле число.

Таким чином, у спектрі меандру присутні тільки непарні гармоніки. Це узгоджується із загальним правилом, наведеним вище. Представлення меандру у вигляді ряду Фур'є з урахуванням цього може бути записано в такий спосіб:

$$s(t) = \frac{A}{2} + \frac{2A}{\pi} \left(\cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right) - \frac{1}{3} \cos\left(3\frac{2\pi}{T}t\right) + \frac{1}{5} \cos\left(5\frac{2\pi}{T}t\right) - \dots \right)$$

Гармонійні складові, з яких складається меандр, мають амплітуди, обернено пропорційні номерам гармонік і знаки, що чергуються.

Взагалі, послідовність прямокутних імпульсів погано підходить для представлення рядом Фур'є - вона містить стрибки, а сума будь-якого числа гармонійних складових з будь-якими амплітудами завжди буде безперервною функцією. Тому поведінка ряду Фур'є на околицях розривів становить особливий інтерес. На графіках рис. 4 добре видно, що в околиці точки розриву підсумовування ряду Фур'є дає похила ділянка, причому крутість нахилу зростає з ростом числа гармонік, що підсумовуються. У самій точці розриву ряд Фур'є сходиться до напівсуми правої та лівої меж:

$$s'(t) = \frac{1}{2} \left(\lim_{t \rightarrow t_0 - 0} s(t) + \lim_{t \rightarrow t_0 + 0} s(t) \right).$$

Тут $s(t)$ - вихідний сигнал, $s'(t)$ - сума ряду Фур'є для нього.

На ділянках, що примикають до розриву, сума ряду Фур'є дає помітні пульсації, причому на графіках рис. 1.4 помітно, що амплітуда цих пульсацій не зменшується з ростом числа гармонік, що підсумовуються — пульсації лише стискуються по горизонталі, наближаючись до точки розриву. Це явище, властиве рядам Фур'є для будь-яких сигналів з розривами першого роду (стрибками), називається *ефектом Гіббса*. Можна показати, що амплітуда

першого (найбільшого) викиду становить приблизно 9 % від величини стрибка.

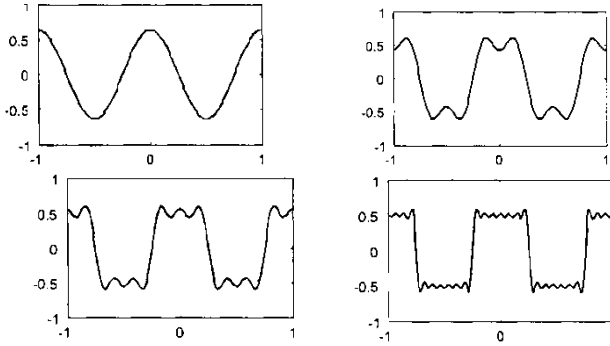


Рис. 1.4. Проміжні стадії підсумовування ряду Фур'є для меандру

Пилкоподібний сигнал

Наступний сигнал, який ми розглянемо, — пилкоподібний (рис. 1.5). У межах періоду він описується лінійною функцією:

$$s(t) = \frac{2A}{T}(t - kT), \quad \left(k - \frac{1}{2}\right)T < t \leq \left(k + \frac{1}{2}\right)T.$$

Даний сигнал є непарною функцією, тому його ряд Фур'є в синусно-косинусній формі (1) буде містити тільки синусні доданки:

$$b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \frac{2A}{T} t \sin\left(\frac{2\pi k}{T} t\right) dt = -\frac{2A}{\pi k} (-1)^k.$$

У розглянутих вище спектрах прямокутного й пилкоподібного періодичних сигналів є одна загальна риса - амплітуди гармонік з ростом їх номерів убувають пропорційно k . У наступного сигналу швидкість за-

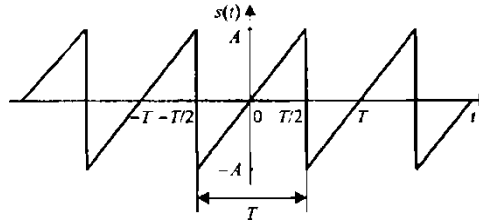


Рис. 1.5. Пилкоподібний сигнал

вання спектра буде іншою, а чому, ми обговоримо після розрахунків коефіцієнтів ряду Фур'є для нього.

Послідовність трикутних імпульсів

Черговий сигнал, для якого ми одержимо розкладання в ряд Фур'є, являє собою періодичну послідовність трикутних імпульсів. Строго говорячи, імпульси в попередньому сигналі теж були трикутними, але в цьому випадку вони будуть мати не пилкоподібну, а симетричну форму (рис. 1.6):

$$s(t) = A \left(1 - 4 \frac{|t - kT|}{T} \right), \quad \left(k - \frac{1}{2} \right) T \leq t < \left(k + \frac{1}{2} \right) T.$$

Обчислимо коефіцієнти ряду Фур'є (сигнал є парною функцією, тому в синусно-косинусній формі ряду Фур'є (1.1) будуть присутні тільки косинусні доданки):

$$a_k = \frac{2}{T} \int A \left(1 - 4 \frac{|t|}{T} \right) \cos \left(\frac{2\pi k}{T} t \right) dt =$$

$$= \frac{4A}{(\pi k)^2} \left(1 - (-1)^k \right) = \begin{cases} 0, & k = 2m; \\ \frac{8A}{(\pi k)^2}, & k = 2m + 1. \end{cases}$$

Як і у випадку меандру, тут присутні тільки непарні гармоніки. Сам ряд Фур'є має такий вигляд:

$$s(t) = \frac{8A}{\pi^2} \left(\cos \left(\frac{2\pi}{T} t \right) + \frac{1}{3^2} \cos \left(3 \frac{2\pi}{T} t \right) + \frac{1}{5^2} \cos \left(5 \frac{2\pi}{T} t \right) + \dots \right).$$

Як бачите, на відміну від послідовностей прямокутних і пилкоподібних імпульсів, для трикутного періодичного сигналу амплітуди гармонік убувають пропорційно *другому* ступеню номерів гармонік k . Цей прояв загального правила, яке говорить, що швидкість убування спектра залежить від ступеня гладкості сигналу. Прямокутний і пилкоподібний сигнали мають *розриви першого роду* (стрибки), і в їхніх спектрах присутній множник $1/k$. Трикутний сигнал є *безперервною* функцією (але її перша похідна містить розриви), і амплітуди гармонік його ряду Фур'є містять множник $1/k^2$. Екстраполював цю залежність, одержимо наступне правило: якщо N — номер останньої безперервної похідної сигналу, то

спектр цього сигналу буде убувати зі швидкістю $1/\kappa^{N-2}$. Граничним випадком є гармонійний сигнал, диференціювати який без втрати безперервності можна нескінченно. Згідно із загальним правилом, це дасть нескінченну швидкість убавання спектра, що цілком відповідає дійсності (ряд Фур'є для гармонійного сигналу містить тільки одну гармоніку).

Знаходження спектрів періодичної послідовності трикутних імпульсів позитивної полярності

На інтервалі час $[-T/2; T/2]$, рівному періоду, задану послідовність представимо у вигляді:

$$s(t) = \begin{cases} \left(\frac{2At}{\tau} + A \right), & -\frac{\tau}{2} \leq t \leq 0 \\ \left(-\frac{2At}{\tau} + A \right), & 0 \leq t \leq \frac{\tau}{2} \\ 0 & \text{при } \frac{\tau}{2} < |t| \leq \frac{T}{2} \end{cases}$$

Коефіцієнт ряду Фур'є a_k має вигляд:

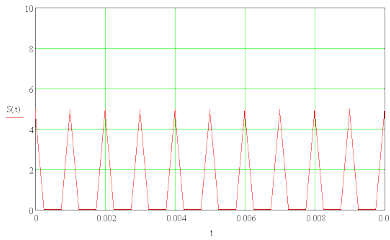
$$a(k) = \frac{2}{T} \int_{-\tau/2}^0 \left[\frac{2At}{\tau} + A \right] \cos(k \cdot \omega \cdot t dt) + \int_0^{\tau/2} \left[-\frac{2At}{\tau} + A \right] \cos(k \cdot \omega \cdot t dt)$$

Після перетворення a_k має вигляд:

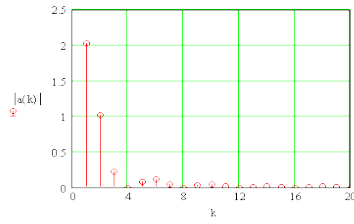
$$a(k) = \frac{2qA}{k^2 \pi^2} \left(1 - \cos\left(\frac{k\pi}{q}\right) \right)$$

Сигнал $s(t)$, розкладений у ряд Фур'є, має вигляд:

$$s(t) = \frac{A}{q^2} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2qA}{k^2 \pi^2} \left(1 - \cos\left(\frac{k\pi}{q}\right) \right) \cos(k\omega t)$$



а)



б)

Рис.1.6 Періодична послідовність трикутних імпульсів (а), її амплітудний (б) спектр (б) при $A=0,5$ В, $q=2$ і $T=1$ мс

Завдання для підготовки до лабораторної роботи

Сигнал $s_T(t)$ називається періодичним, якщо всі його значення повторюються через проміжки часу, кратні T , де T – період повторення сигналу, $k \in Z$. Такий сигнал можна розкласти в гармонійний ряд Фур'є:

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(k\omega_1 t) + b_k \sin(k\omega_1 t)).$$

де a_0 – постійна складова сигналу, обумовлена виразом

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt \quad (1.4)$$

Частота першої гармоніки F_1 обернено пропорційна періоду сигналу

$$F_1 = \frac{1}{T} \quad (1.5)$$

Коефіцієнти ряду Фур'є a_k і b_k визначаються виразами:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos(2\pi k F_1 t) dt, \quad (1.6)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin(2\pi k F_1 t) dt.$$

Залежність коефіцієнтів $\{a_0, a_k, b_k\}$ від частоти називають гармонійним спектром періодичного сигналу у квадратурній формі.

Ця залежність зображується у вигляді дискретної функції частоти для значень $f = kf_1, k = 1, 2, \dots \infty$. Коефіцієнт a_0 визначено при $f = 0$. Якщо функція сигналу $s(t)$ парна, то коефіцієнти $b_k = 0$, якщо непарна, то $a_k = 0$.

Отже, у загальному випадку періодичний сигнал містить не залежну від часу *постійну складову* й нескінченний набір гармонійних коливань, так званих *гармонік* із частотами $F_k = kf_1 (k=1,2,3\dots)$ кратними основній частоті послідовності.

Кожну гармоніку можна описати її амплітудою A_k і початковою фазою φ_k . Для цього коефіцієнти ряду Фур'є слід записати у вигляді

$$a_k = A_k \cos \varphi_k, \quad b_k = A_k \sin \varphi_k, \quad (1.7)$$

так, що

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2},$$

$$\operatorname{tg} \varphi_k = \frac{b_k}{a_k} = \begin{cases} a_k = 0, & \varphi_k = k\pi + \frac{\pi}{2}; \\ b_k = 0, & \varphi_k = k\pi. \end{cases} \quad (1.8)$$

Підставивши ці вирази в (1), одержимо іншу, еквівалентну форму ряду Фур'є:

Періодичний сигнал $s(t)$ також можна представити в амплітудно-фазовій формі ряду Фур'є:

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(2\pi k F_1 t - \varphi_k),$$

де φ_k – початкова фаза k -ї гармоніки періодичного сигналу, kf_1 – частота k -ї гармоніки періодичного сигналу.

Залежність амплітуд гармонік періодичного сигналу від частоти називається *однобічним амплітудним спектром*, а залежність початкової фази гармонік від частоти називається *однобічним фазовим спектром* сигналу.

Обидві залежності визначені для значень частоти $f = kF_1, k = 1, 2, \dots \infty$. Загальний вид цих залежностей наведений на рис. 8.

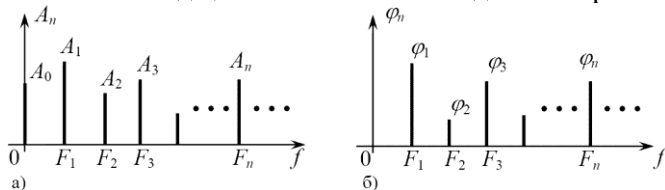


Рис. 1.8. Однобічний спектр періодичного сигналу:

а) амплітудний спектр, б) фазовий спектр

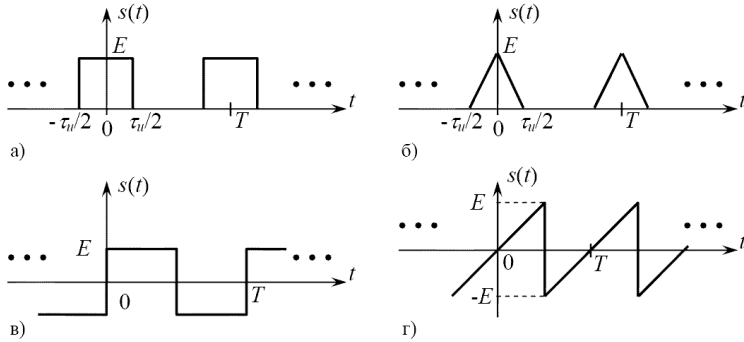


Рис. 1.9. Приклади періодичних сигналів:

а) – прямокутні імпульси, б) – трикутні імпульси, в) – непарний меандр, г) – пилкоподібний сигнал

Для розрахунків однобічних спектрів необхідно знати аналітичне вираження сигналу $s(t)$. Тоді по формулі (1.4) обчислюється постійна складова сигналу A_0 , по формулі (1.5) – частота першої гармоніки F_1 , по формулах (1.6) – коефіцієнти a_k і b_k , по формулах (1.7) і (1.8) – амплітуди й початкові фази гармонік сигналу.

Для заданого викладачем варіанта завдання (табл. 1.1.) за допомогою формул (1.4) – (1.8), наведених у коротких теоретичних відомостях до роботи, розрахувати параметри перших восьми гармонік однобічного спектра періодичного сигналу й побудувати амплітудний і фазовий спектри заданого сигналу.

Таблиця 1.1. Варіанти завдань

Варіант	$E, В$	$T, мс$	Форма сигналу (рис 1.9)	$\tau_i, мс$
1	5	1	а	0,25
2	6	1	б	0,25
3	7	1	в	-
4	8	1	г	-
5	9	0,5	а	0,1
6	10	0,5	б	0,1
7	9	0,5	в	-
8	8	0,5	г	-
9	7	2	а	0,25




10	6	2	6	0,25
----	---	---	---	------

Порядок виконання лабораторної роботи

Компоненти схеми (рис. 1.10, рис. 1.12)

- Резистори (**Resistors**): 45,5 кОм, 100Ом
- Конденсатори (**Capacitor**): 600 пФ
- Заземлення (**Ground**)
- Джерело імпульсної напруги (**PULSE_VOLTAGE**)

Устаткування

-  Осцилограф двоканальний (**Oscilloscope**)
-  Аналізатор спектра
-  Функціональний генератор **Agilent**

1. Дослідження спектра гармонійного сигналу.

1.1. Зібрати схему підключення приладів для спостереження гармонійного сигналу і його спектра відповідно до рис. 1.10 а. У якості джерела сигналу використовується генератор Agilent XFG1.

1.2. Установити на генераторі Agilent XFG1 значення частоти гармонійного сигналу F_1 і амплітуду сигналу A згідно з номером варіанта (табл. 1.2).

Таблиця 1.2. Варіанти завдань

Варіант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Частота F_1 , кГц	5	11	12	13	5	6	7	8	9	10
Амплітуда A , В	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10

1.3. Одержати осцилограму й спектрограму сигналу, занести їх у звіт.

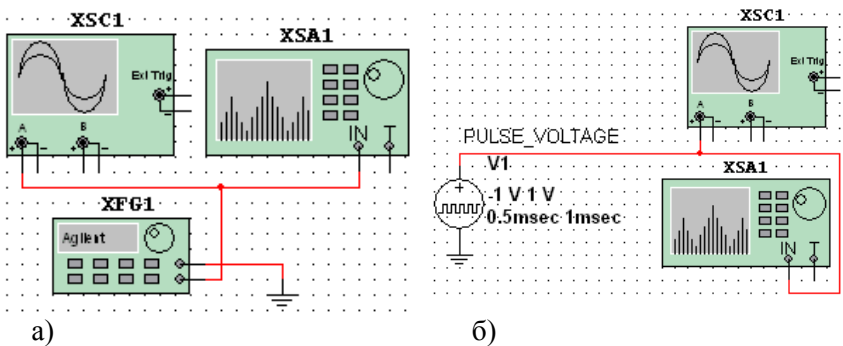


Рис. 1.10. Схема підключення приладів для спостереження

гармонійного сигналу і його спектра.

1.4. Виміряти по осцилограмі амплітуду сигналу A і період повторення T .

1.5. Виміряти по аналізатору спектра за допомогою вбудованого частотоміра частоту гармоніки F_1 .

1.6. Здійснити розрахунок періоду повторення сигналу $T = 1/F_1$, зрівнявши отримане значення з періодом сигналу, отриманим по осцилограмі, і вказати на графіку спектра у звіті висоту спектральної лінії A , знайденої в п. 1.4.

2. Дослідження спектра періодичних прямокутних імпульсів.

2.1. Зібрати схему підключення приладів для спостереження гармонійного сигналу і його спектра відповідно до рис. 10 б. У якості джерела сигналу використовується джерело імпульсів V1 (PULSE_VOLTAGE). Для його знаходження зробіть наступне: виберіть пункт головного меню *Вставити* → *Компонент...*; у вікні, що з'явилось, «*Вибір компонентів*» виберіть розділ: Sources; сімейство: SIGNAL_VOLTAGE_SOURCES; компонент: PULSE_VOLTAGE.

2.2. Установити на генераторі V1 період повторення сигналу T , тривалість сигналу τ згідно з номером варіанта (табл. 1.3). Амплітуду імпульсів установити рівної $A = 10$ В.

2.3. Одержати осцилограму й спектрограму сигналу, занести отримані залежності у звіт.

Таблиця 1.3. Варіанти завдань

Варіант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Період $T, \text{мс}$	0,5	0,8	0,9	0,2	0,1	0,5	0,33	0,25	0,75	0,5
Тривалість $\tau_i, \text{мс}$	0,02	0,06	0,09	0,02	0,01	0,05	0,025	0,025	0,025	0,025

2.4. Установити на генераторі V1 тривалість із $2\tau_i$. Занести отриману осцилограму й спектрограму у звіт.

2.5. Установити на генераторі V1 період повторення сигналу $0,5T$, тривалість сигналу $0,5\tau_i$. Занести отриману осцилограму й спектрограму у звіт.

2.6. Для всіх експериментів виміряти по осцилограмі амплітуду сигналу A , період повторення T і тривалість τ .

2.7. Для всіх експериментів здійснити розрахунок шпаруватості $q = T/\tau$, частоти повторення сигналу $F_1 = 1/T$, ширини головної пелюстки, що обгинає спектр $\Delta F = 2\pi/\tau$, значення постійної складової сигналу $a_0/2 = A\tau/T$.

2.8. Для всіх експериментів на спектрограмі вказати значення частот гармонік спектра й указати відповідне значення постійної складової a_0 , знайдене в попередньому пункті.

3. Дослідження періодичного сигналу на виході лінійного кола.

3.1. Згідно з номером варіанта (табл. 1.4) зібрати схему підключення приладів (див. рис. 1.12) для спостереження періодичного сигналу і його спектра на виході відповідного кола першого порядку, показаної на рис. 1.12.

3.2.

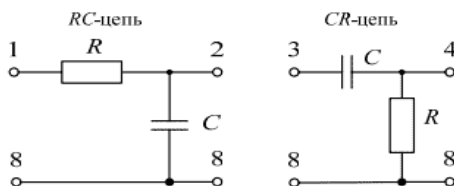
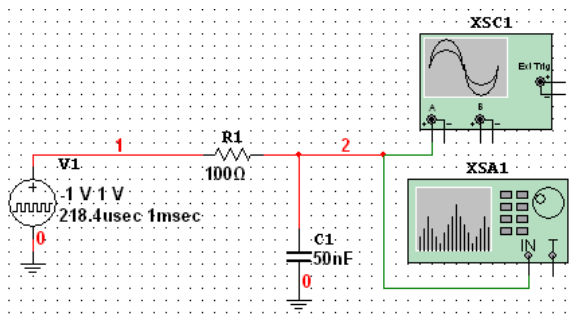


Рис 1.11. Схема кіл першого порядку

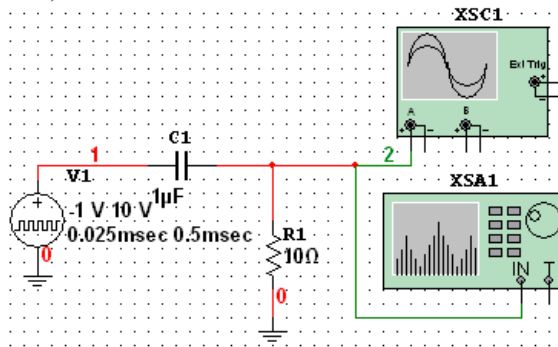
Таблиця 1.4. Варіанти завдань

Варіант	1, 3, 5, 7, 9	2, 4, 6, 8, 10
Тип ланцюга	інтегруюча (RC)	диференціююча (CR)

3.3. Одержати й замалювати реакцію кола на короткий прямокутний імпульс. Реакція лінійного ланцюга на короткий імпульс великої амплітуди повторює за формою імпульсну характеристику (IX) цьому ланцюга. Приклади IX кіл першого порядку показані на рис. 1.13.



a)



б)

Рис. 1.12. Схема підключення вимірювальних приладів до кола першого порядку: а)- RC (інтегруючої) і б) - CR (диференціюючої).

На вхід схеми подати сигнал із джерела імпульсів PULSE_VOLTAGE (позначений на схемі, як V1), установивши тривалість імпульсів $\tau = 1$ мкс, амплітуду імпульсів $A = 10$ В. Підібрати період повторення імпульсів так, щоб реакція на сусідні імпульси не накладалася один на один. Визначити постійну часу $\tau_{RC} = \tau_{CR} = RC$ й граничну частоту смуги пропускання $f_{cp} = \frac{1}{2\pi\tau}$ кола першого порядку.

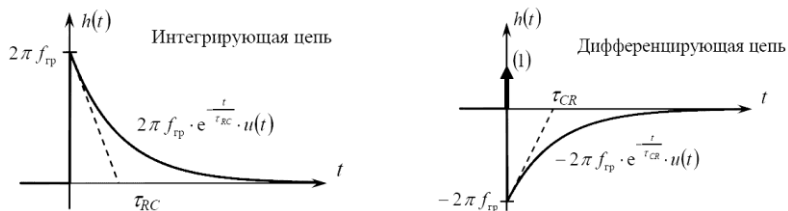


Рис. 1.13. Імпульсна характеристика кола першого порядку.

3.4. Вибрати тривалість прямокутного імпульсу τ_i згідно з номером варіанта (табл. 1.5) і встановити її на ПІ.

Таблиця 1.5. Варіанти завдань

Варіант	1, 3, 5, 7, 9	2, 4, 6, 8, 10
Тривалість імпульсу τ_i	$\tau_i=0,2 \div 0,3\tau_{RC}$	$\tau_i=5 \div 8\tau_{CR}$

Період повторення імпульсів T вибрати в $4 \div 5$ раз більше тривалості імпульсу τ_i , амплітуду імпульсів установити $A=10$ В.

3.5. Одержати осцилограму й спектрограму сигналу на вході й виході схеми, занести отримані залежності у звіт.

3.6. Визначити й замалювати амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) ланцюги першого порядку виходячи з отриманих спектрів сигналу на вході й виході схеми.

3.7. Визначити по АЧХ граничну частоту смуги пропускання кола першого порядку й порівняти її зі значенням, отриманим раніше.

4. Зробити висновки по проробленій роботі. У висновках відобразити:

4.1. указати, як визначити параметри гармонійного сигналу по його амплітудному спектру;

4.2. указати вплив параметрів періодичної послідовності прямокутного сигналу на його амплітудний спектр;

4.3. зрівняти сигнали і їх спектри на вході й виході лінійного кола 1-го порядку, пояснити викривлення форми сигналів і їх спектрів.

Контрольні питання

1. Як виглядає спектр гармонійного сигналу?
 2. Як зв'язані параметри гармонійного сигналу: період повторення, амплітуда й початкова фаза з параметрами гармоніки в спектрі?
 3. Як виглядає спектр періодичних прямокутних імпульсів?
 4. Скільки гармонік у спектрі періодичних прямокутних імпульсів?
 5. Як частота першої гармоніки в спектрі сигналу пов'язана із частотою повторення імпульсів?
 6. Як тривалість прямокутного імпульсу пов'язана із шириною головної пелюстки, що обгинає спектра періодичних прямокутних імпульсів?
 7. Що таке шпаруватість?
 8. Чим визначається число гармонік у межах ширини головної пелюстки, що обгинає, спектра періодичних прямокутних імпульсів?
 9. Що таке постійна складова?
 10. Як визначити постійну складову в часовій і частотній області?
 11. Як у часовій області змінюється форма імпульсів на виході лінійного кола?
 12. Як змінюється спектр прямокутних імпульсів на виході лінійного кола?
 13. Що відбувається з постійною складовою періодичного сигналу на виході RC- і CR-кола?
- Література: [1]; [2]; [3]; [7].

Лабораторна робота 2

Пасивна режекторна схема фільтра з навантаженням

Мета роботи: ціль моделювання полягає в демонстрації характеристик і принципу дії пасивної режекторної схеми.

Короткі теоретичні відомості

Фільтри використовуються для пропускання одних частот і придушення всіх інших. Рішення про пропускання частотної складової або її затримання ухвалюється на підставі значення амплітуди частотної характеристики фільтра. Для визначення відгуку фільтра розглядається точка на кривій залежності амплітуди від частоти, у якій спад амплітуди становить 3 дБ від максимального значення струму або амплітуди. Цю точку називають точкою зрізу на 3 дБ чи точкою половинної потужності і її легко можна спостерігати за допомогою плотера Борде (будує амплітудно-частотні характеристики). Частота зрізу являє собою 0,707 від максимальної вихідної напруги або струму ($20 \log 0.707 = 3$ дБ) і вона еквівалентна половині максимальної потужності [$10 \log(0.707)^2 = 3$ дБ]. Діапазон частот або смуга пропускання смугового фільтра звичайно обмежується частотами між значеннями вище й нижче точок спаду на 3 дБ.

І нарешті, частотна характеристика будь-якого фільтра визначається тим, наскільки швидко спадає крива після проходження центральної частоти. Це явище звичайно виражається в децибелах на декаду (значення частоти змінюється в 10 раз) або в децибелах на октаву (подвоєння частоти). Фільтри з одиночним полюсом характеризуються нахилом кривої в 20 дБ/дек або 6 дБ/окт. Фільтри другого порядку або двополосні фільтри характеризуються нахилом, близьким до 40 дБ/дек або 12 дБ/окт. Число полюсів закладених в основу заданого фільтра є визначальним чинником для числа активних елементів, що містяться всередині нього. Більш різкий спад амплітудно-частотних характеристик забезпечується фільтрами більш високих порядків, піддаючи деякі частоти більшому придушенню, що буває небажано. Пасивні смугові й режекторні фільтри – два типи фільтрів, що представляють собою особливий інтерес у радіотехнічних комунікаціях – досліджуються в даному розділі.

Схема даної лабораторної роботи складається з паралельного LC-кола й навантаження, яке є необхідне на практиці для того, щоб забезпечити ефективну реалізацію. Подібні підладжувальні контури часто використовуються в приймачах, оскільки вони дозволяють збільшувати сигнали точно певних резонансних частот. Тому тер-

мін «підладжувальні схеми» також часто називають «резонансними контурами». LC-режекторна схема відрізняється від ряду LC-схем паралельним з'єднанням елементів. Вона характеризується різким зростанням повного опору мережі на резонансній або центральній частоті. У результаті повний струм дорівнює нулю на резонансній частоті - як тільки вирівнюються струми в індуктивній і ємнісній гілках кола. В Цьому практикумі подібні фільтри використовуються у якості навантаження при дослідженні модуляції та модуляторів та помножувача частоти.

На резонансній частоті фазовий зсув схеми дорівнює нулю. На частотах вище резонансної повний опір режекторної схеми убуває, тому струм через неї зростає. Повний струм випереджає прикладену напругу на частотах, що перевершують резонансну й відстає від прикладеної напруги на частотах, менших резонансної.

Для визначення числа полюсів фільтра використовується перетворення Лапласа. Перетворення Лапласа, отримане для передатної функції схеми, зображеної на рис. 2.1, описується нижченаведеним виразом. Цей вираз будується на припущенні, що індуктивність має активний опір r_l .

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{s^2 + \frac{1}{LC}}{s^2 + s\frac{1}{LC} + \frac{1}{LC}}$$


Частота зрізу визначається на рівні 0,707 від максимального повного вихідного опору. Також як і для інших смугових фільтрів, ширина смуги загородження режекторної LC-схеми визначається для частот, відповідних до спаду характеристики на 3 дБ. Для фільтрів першого порядку в даній лабораторній роботі спад повинен бути близько 40 дБ на декаду поблизу досліджуваної частоти.

Компоненти схеми (рис.2.1)

- Джерело напруги змінного струму (**AC Voltage Source**)
- Резистори: можливо 10 Ом (2) (**Resistors**)
- Котушки індуктивності: можливо 200 мкГн (**Inductor**)
- Конденсатор: можливо 220 пкФ (**Capacitor**)

Устаткування

-  Осцилограф двоканальний (**Oscilloscope**)

-  Графобудівник амплітудно-частотних характеристик (Bode Plotter)

Робочі формули

Центральна частота:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.1)$$

Повний опір:

$$X_L = 2\pi f_c L \quad (2.2)$$

$$X_c = \frac{1}{2\pi f_c C} \quad (2.3)$$

Децибели:

$$dB = 20 \log V \quad (2.4)$$

Порядок виконання роботи

1. Зберіть схему, зображену на рис 2.1.
2. Розрахуйте резонансну частоту режекторної схеми та внесіть отримане значення в таблицю 3.1.
3. Подвійним клацанням миші відкрийте джерело напруги змінного струму й уведіть розраховане значення резонансної частоти.
4. Подвійним клацанням миші відкрийте екран осцилографа. Установіть масштаб по часовій осі 10 нс/поділку і по амплітудній осі Channel 1 - 500 мВ/поділку як позначено вгорі вікна.
5. Запустіть процес і виміряйте частоту коливань на виході. Значення відповідній до даної частоти амплітуди занесіть у таблицю 2.1.
6. Згідно з таблицею 2.1 змінюйте частоту в джерелі змінної напруги послідовно на кожен із частот наведених у списку, а амплітуду установіть рівній одиниці. Виміряйте й запишіть амплітуду відповідну кожній із заданих частот. Розрахуйте значення в дБ згідно з рівнянням 2.4. Вам необхідно щоразу запускати процес заново для проведення вимірів. Намалюйте графік залежності амплітуди від частоти, ґрунтуючись на отриманих Вами даних. Прокоментуйте результати.

7. Подвійним клацанням миші відкрийте графобудівник амплітудно-частотних характеристик і виберіть Magnitude, LOG, $F=0$ дБ, 1 ГГц, $I = -200$ дБ, 1 мГц.

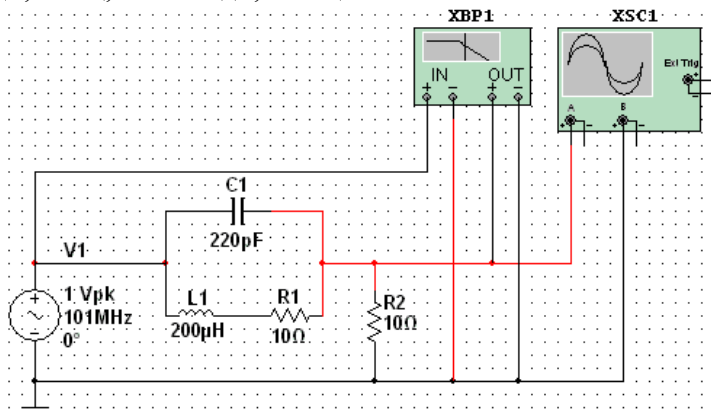


Рис.2.1 Режекторна схема

8. Запустіть знову процес моделювання й оцініть смугу пропускання фільтра шляхом перетаскування червоного маркера до точок при спаді на 3 дБ, зверніть увагу на значення частоти й дБ у нижній правій секції графобудівника АЧ характеристик. Зрівняйте намальований Вами графік з отриманими за допомогою графобудівника АЧ характеристик результатами.

Таблиця 2.1. Дані для лабораторної роботи 2

Частота	Амплітуда (мВ)	Значення в децибелах (дБ)
7.6 кГц		
76 кГц		
$f_c =$ _____		
7.6 МГц		
76 МГц		

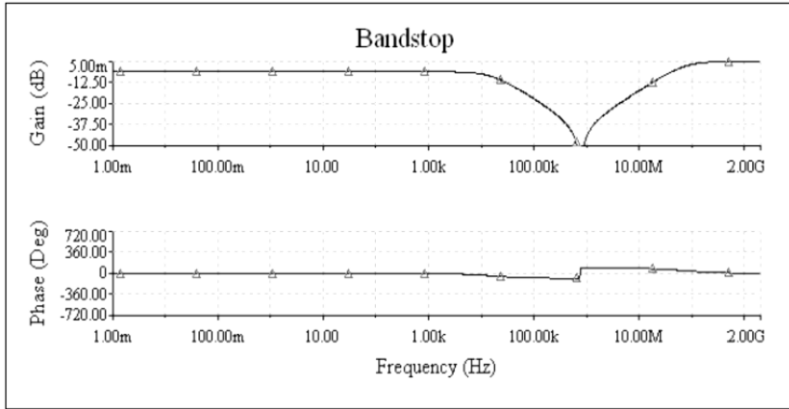


Рис. 2.2. Логарифмічна крива режекторної схеми.

Додаткове завдання

Для схеми рис.2.1 розрахуйте ємність конденсатора C так, щоб схема резонувала на частоті $f_c=1010$ кГц. Заповніть таблицю за аналогією з таблицею 2.1 для частот 10.1 кГц, 101 кГц, 1010 кГц, 10.1МГц і 101 МГц. Змініть поточні параметри моделювання, двічі клацнувши мишею на потрібному віртуальному компоненті. Запустіть моделювання й прокоментуйте результати.

Питання для самоперевірки

1. Для чого використовуються фільтри?
 2. На підставі чого ухвалюється рішення пропускання або не пропускання частотної складової?
 3. Як визначається відгук фільтра?
 4. Чим визначається частотна характеристика фільтра?
 5. Чим характеризується LC-режекторна схема?
 6. На що впливають $R1$, $C1$, $L1$ на схемах рис. 2.1 та 3.1?
- Література: [1]; [2]; [3]; [4]; [8].

Лабораторна робота 3

Пасивний смуговий фільтр

Мета роботи: ціль даного моделювання полягає в демонстрації характеристик і принципу дії пасивного смугового фільтра

Короткі теоретичні відомості

Смугові фільтри затримують сигнали всіх частот за винятком тих, які перебувають у смузі пропускання фільтра. Частота вхідного сигналу, при якій вихідний сигнал максимальний, називається основною частотою або резонуючою частотою.

У пасивній смуговій схемі маленький коефіцієнт LC забезпечує широку смугу пропускання, а великий коефіцієнт LC викликає звуження смуги.

Ширина смуги пропускання LC кіл визначається частотами, що входять у смугу 3Дб. У смуговому фільтрі, зображеному на рис. 3.1, спад амплітудно-частотної характеристики спостерігається по обидва боки основної частоти.

Перетворення Лапласа використовується для обчислення полюсів заданого фільтра.

У даній лабораторній роботі для фільтра другого порядку спад амплітудно-частотної характеристики повинен досягати 40 Дб/дек поблизу частоти, що цікавить нас. У результаті перетворення Лапласа, задана функція для схеми на рис. 3.1 буде мати вигляд:

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{R}{L} \left(\frac{s}{s^2 + s \frac{R}{L} + \frac{1}{LC}} \right)$$



Зміна значень R, L, або C відіб'ється на розташуванні полюсів. Зміна значення опору R відіб'ється на зміні смуги пропускання, але не основної частоти. Зміна ємності конденсатора C1 вплине на зміну резонансної частоти, але не смуги пропускання. Зміна значення індукції L викличе зміну основної частоти та смуги пропускання.

Елементна база (рис. 3.1)

- Джерело змінної напруги (**AC Voltage Source**)
- Резистори (**Resistors**): 2.2 Ом

- Котушка індуктивності (**Inductor**): 33 мкГн μН
- Конденсатор (**Capacitor**): 2.4 нФ

Устаткування

-  Осцилограф двоканальний (**Oscilloscope**)
-  Графобудівник амплітудно-частотних характеристик

(Bode Plotter)

Робочі формули

Ширина смуги пропускання

$$BW = \frac{R}{2\pi L} \quad (3.1)$$

Добротність

$$Q = \frac{f_c}{BW} = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.2)$$

Основна частота

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.3)$$

Децибели

$$dB = 20 \log V \quad (3.4)$$

Виконання роботи

1. Зберіть схему як показано на рис. 3.1.
2. Обчисліть резонансну частоту й запишіть значення в таблицю 3.1.
3. Подвійним клацанням миші ввійдіть у меню AC Voltage Source (джерела змінної напруги) і введіть отримане значення Frequency (частоти).
4. Подвійним клацанням миші ввійдіть у меню Oscilloscope (осцилографа), установіть масштаб по осі часу 5 мкс/поділку і Channel A (канал A) в 200 мкВ/поділку. Поставте прапорці Auto triggering (автоматичний запуск) і DC coupling (зв'язок по постійному струму).

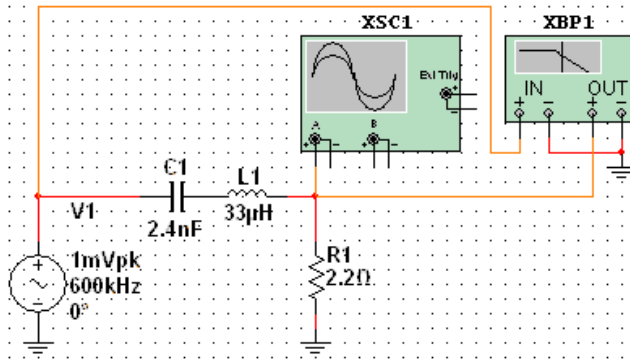


Рис. 3.1 Пасивний смуговий фільтр

5. Запустіть процес моделювання й виміряйте частоту коливань вихідного сигналу. Запишіть відповідні значення амплітуди в таблицю 3.2.

6. Змінюючи частоту (при значенні амплітуди =1) AC Voltage Source (джерела змінної напруги), відповідно до даних таблиці 3.2, виміряйте й запишіть напругу вихідного сигналу при всіх частотах. За допомогою формули 3.4, обчисліть відповідні значення в дБ. Необхідно запускати процес моделювання для кожного виміру. Зобразіть амплітудно-частотний спектр для отриманих даних. Прокоментуйте отримані результати.

7. Подвійним клацанням миші ввійдіть у меню Bode Plotter (графобудівник діаграми Боде) і установіть значення Magnitude LOG F = 5 дБ, 1.3 МГц, I = -60дб, 200 кГц.

8. Запустіть знову процес моделювання й розрахуйте ширину смуги пропускання фільтра, переміщаючи червоний маркер до рівня 3дб і до рівня в нижній правій частині Bode Plotter. Зрівняйте отримані амплітудно-частотні спектри з результатами, отриманими за допомогою Bode Plotter.

9. Зрівняйте отримані значення ширини смуги пропускання з теоретичними й заповніть таблицю 3.1.

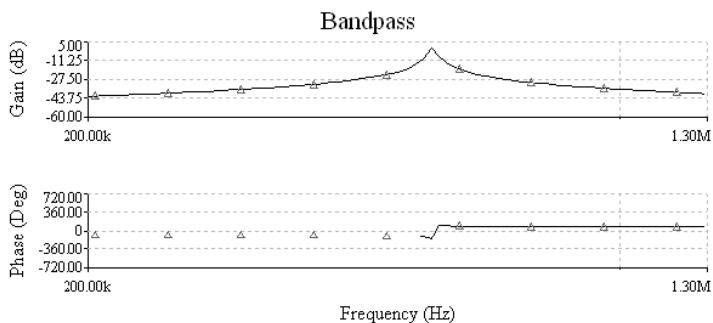


Рис. 3.2. Діаграма Бодє смугового фільтра

Таблиця 3.1. Дані для лабораторної роботи

	обмірвані значення	обчислені значення
BW		
f_c		
Q		

Таблиця 3.2. Дані для лабораторної роботи

Frequency (частота)	Amplitude (V) (амплітуда)	Decibel Gain (db) (коефіцієнт)
$f_c =$ _____		
600 Гц		
6 кГц		
60 кГц		
600 кГц		
6 МГц		
60 МГц		
600 МГц		

Питання для самоперевірки

З питаннями для самоперевірки можна ознайомитися в лабораторній роботі 3.


Література: [1]; [2]; [3].

Лабораторна робота 4

Проектування фільтрів нижніх і високих частот

Мета роботи: ціль даної роботи полягає в демонстрації характеристик і операцій, які відносяться до формування фільтрів нижніх і високих частот, використовуючи вбудовану функцію Multisim 10. Будуть розглянуті характеристики активних і пасивних схем. За допомогою вбудованої в Multisim 10 функції, будуть сформовані фільтри Баттерворта й Чебишева. Фільтр нижніх частот не пропускає частоти, які вище заданої частоти. Фільтр високих частот не пропускає частоти, що перебувають нижче заданої частоти. Значення -3дб або кутова частота, це така частота, де амплітуда сигналу послабляється до 0.707 або -3дб.

Устаткування.

-  Bode Plotter (графобудівник діаграми Боде)
- Джерело змінної напруги

Робочі формули.

$$\text{Кутова частота} = 0,707V_{in} \quad (4.1)$$

Виконання роботи.

1. Виберіть Tools/Circuit Wizards/Filter Wizard з головного меню. Виберіть Low Pass Filter (Фільтр нижніх частот), частоту зріза задайте близько 9 кГц, а частоту придушення приблизно 19 кГц, також укажіть Butterworth Type і Active Topology. Коли ви вибираєте тип Active, ви вибираєте проектування вашого фільтра по операційному підсилювачу. Якщо ви виберіть Passive, то проектування фільтра буде відбуватися за допомогою пасивних компонентів, тобто резисторів, індукторів і конденсаторів.

2. Натисніть Verify (Перевірити). Якщо обчислення успішні, натисніть Build Circuit (Побудувати схему), схема буде побудована автоматично. Укажіть на робочий простір, де б ви хотіли все це розмістити. Якого порядку схема? Який набір фільтрів ви виберіть, щоб побудувати схему більш високих порядків?

3. Виберіть AC_Voltage (Джерело змінного струму) угорі, на панелі компонентів джерел енергії. Два рази натисніть на ньому й виставте частоту в 500 Гц і напругу 12 В.

4. Виберіть Bode Plotter (графобудівник діаграми Боде) з панелі інструментів (у правій частині робочої області). IN з'єднання Bode Plotter (графобудівник діаграми Боде) повинні знаходитись напроти входу, а OUT з'єднання повинні знаходитись напроти виходу. Запустіть моделювання. Ви повинні побачити звичайний вихід фільтра нижніх частот, як показано на малюнку 4-1.

5. Виберіть правий червоний покажчик і перетягнете його до точки -3дб. Порахуйте число дб на декаду.

6. Повторіть те ж саме, вибравши High Pass Filter (Фільтр високих частот) з частотою зріза рівної 3,75 кГц і частотою придушення 3 кГц, виберіть Chebyshev Type і Passive Topology. Який набір фільтрів ви оберете, щоб одержати схему більш низького порядку? Запустіть знову моделювання, спостерігаючи за виходом фільтра високих частот.

7. Перемикніть дисплей Bode Plotter на PHASE (Фаза) і виміряйте фазовий зсув (випередження або запізнювання) на частотах, установлених раніше.

- а) Фазовий зсув, коли вихід рівний 90% = _____ градусів
- б) Фазовий зсув, коли вихід рівний 70,7% = _____ градусів
- в) Фазовий зсув, коли вихід рівний 10% = _____ градусів

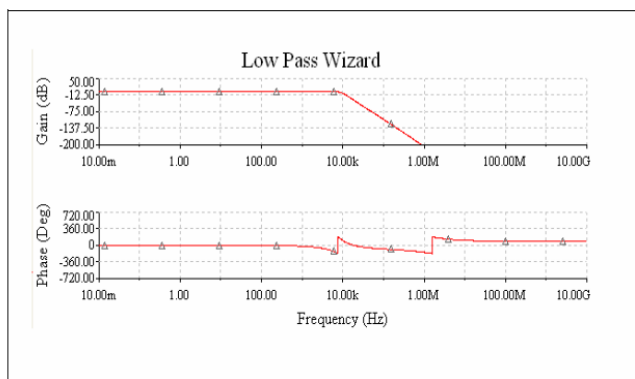


Рис. 4.1. Характеристики фільтра

Питання для самоперевірки

З питаннями для самоперевірки можна ознайомитися в лабораторній роботі 3.

Література: [1]; [2]; [3]; [4]; [8].

Лабораторна робота 5

Дослідження біполярного транзистора

Мета роботи: отримання та дослідження статичних і динамічних характеристик біполярного транзистора.

Короткі теоретичні відомості Статичні характеристики.

Принцип дії транзистора: збільшуючи прикладену напругу між базою й емітером, збільшується струм бази, збільшується струм, що йде через базу від емітера до колектора (рис. 5.1 і 5.2). На цих малюнках, як і на інших, де зображені характеристики транзисторів полярність напруг бази й колектора не зазначена. Потенціали обох електродів позитивні відносно емітера в транзисторів типу p-p-n і негативні в транзисторів структури p-n-p.

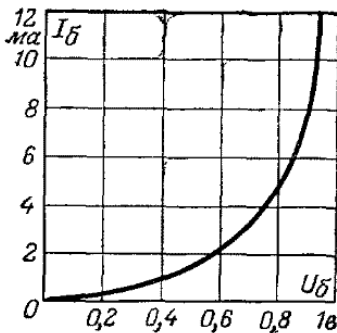


Рис.5.1. Залежність струму бази I_b , від напруги база-емітер U_b .

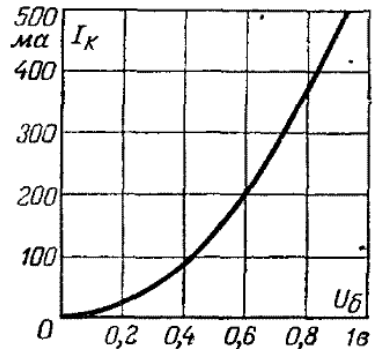


Рис.5.2. Залежність струму колектора I_c від напруги база-емітер U_b .

Крива на рис.5.1, де взаємодіють тільки два елементи - емітер і база і яка характеризує залежність струму бази від потенціалу бази стосовно емітеру просто характеристика діода, утвореного емітером і базою.

Крива на рис 5.2 показує, що крутість транзистора далеко не постійна й залежить від напруги бази транзистора. Позначивши крутість буквою S , одержимо:

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_b}$$

де ΔI_c – зміна струму колектора, ΔU_b – зміна напруги бази.

Крутість транзисторів виражається в mA/V .

При переході від 0,2 до 0,4 В (рис. 5.2) струм збільшується на 50mA, а при підвищенні напруги бази від 0,6 до 0,8 В струм збільшується приблизно на 180 mA. Отже в першому випадку ми маємо крутість $50/(0,4-0,2)=250 \text{ mA/V}$, а в другому випадку $180/(0,8-0,6)=900 \text{ mA/V}$.

Однак не слід робити занадто поспішних висновків про те, що підсилення транзистора дійсно таке велике. Тут роль крутості значно скромніше, тому що вирішальне значення має вплив струму бази на струм колектора.

Крива на рис. 5.3 показує залежність струму колектора I_c від струму бази I_b . Криві $I_c=f(I_b)$ найчастіше наближуються до прямої лінії.

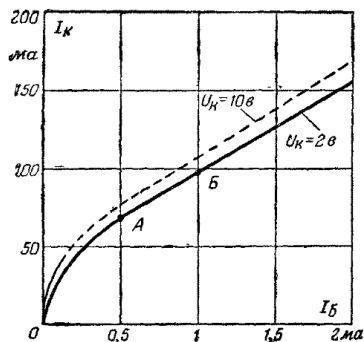


Рис.5.3. Залежність струму колектора I_c від струму бази I_b .

По рис. 5.3 знаходять підсилення по струму β :

$$\beta_{AC} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$$

де ΔI_c – зміна струму колектора, ΔI_b – зміна струму бази.

Для $U_c=2 \text{ В}$: коли ми підвищуємо струм бази з 0,5 до 1 mA (точки А і Б) струм колектора підвищується з 70 до 97,5 mA. Отже $\beta=27,5/0,5=55$.

Вхідний опір (емітер-база):

$$R_{in} = \frac{\Delta U_b}{\Delta I_b}$$

$$SR_{in} = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_b} \frac{\Delta U_b}{\Delta I_b} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} = \beta$$

Кривими, показаними на рис. 5.3 буде легше користуватися, якщо за результатами вимірів для цих кривих побудувати $I_c=f(U_c)$ (рис. 5.4) при різних значеннях напруг бази U_b . Для цього з ряду напруг для бази виставляється перше значення напруги й змінюється напруга колектора, починаючи з нуля й записуються при цьому струми колектора.

З рис. 5.4 видно, що починаючи від 0 струм досягає величини 20mA при напрузі менш 2 В и потім зовсім перестає зростати, навіть якщо напругу довести до 24 В. Це пояснюється явищем насичення. Коли всі носії зарядів, викликані до життя прикладеним між базою й емітером напругою беруть участь в утворенні струму колектора.

По кривим на рис.5.4 легко визначити крутість S і коефіцієнт підсилення β , вихідний опір.

Вихідний опір (опір колектор-емітер):

$$R_{out} = \frac{\Delta U_c}{\Delta I_c}$$

При проведенні виміру для визначення вихідного опору потенціал бази залишається незмінним.

Динамічні характеристики

Транзистор повинен подавати напруги або струми на інший транзистор, що встановлений у наступному каскаді. Або ж, якщо він стоїть останнім у колі підсилювача, він повинен подавати потужність гучномовцю. У кожному разі транзистор повинен мати в колі колектора навантаження (рис. 5.5).

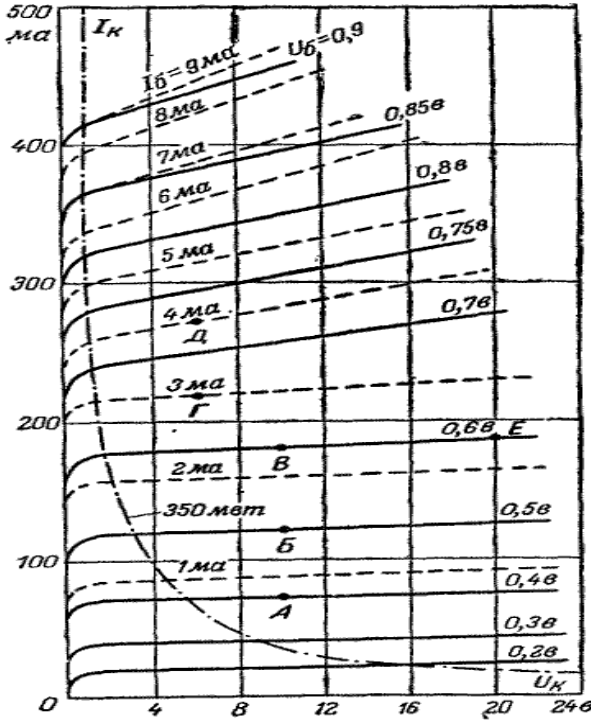


Рис.5.4. Залежність струму колектора I_c від напруги колектора U_c при різних напругах бази U_b

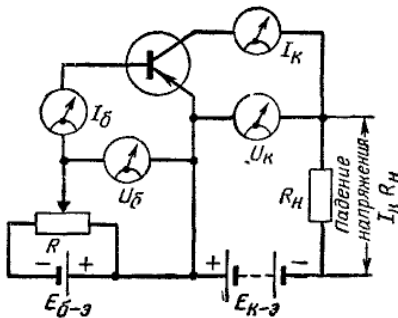


Рис.5.5. Схема для зняття динамічних характеристик

Тепер напруги на колекторі будуть залежати від величини струму колектора. Адже фактична напруга U_c між колектором і емітером менше напруги батареї $E_{c-э}$, тому що з останньої потрібно відняти спадання напруги, яке викликано струмом I_c на опорі навантаження R_H (рис.5.5). Отже, якщо збільшивши струм бази, викликати збільшення

струму колектора, то падіння напруги на опорі R_n зросте й напруга, що залишилася на колекторі знизиться. Статичні характеристики не враховують цих явищ.

Візьмемо транзистор малої потужності, наприклад 75 мВт. Його криві зображені на рис. 5.6. Переривчаста лінія позначає граничну потужність, яку не слід перевищувати. Припустимо, що батарея E_c , що живить колектор, має напругу 9 В. Така напруга буде спостерігатися на колекторі тільки в тому випадку, якщо відсутнє спадання напруги на R_n , тобто струм колектора $I_c=0$.

Ця умова позначена на рис. 5.6 позначена точкою A ($U_c=9$ В, $I_c=0$). Тепер припустимо, що наш опір навантаження $R_n=275$ Ом. Значення колекторного струму, при якому повністю впаде напруга на опорі навантаження, так, що напруга на самому колекторі буде дорівнює нулю:

$$I_c = \frac{E_{c-e}}{R_n} = \frac{9}{275} = 0.0325 A = 32.5 mA$$

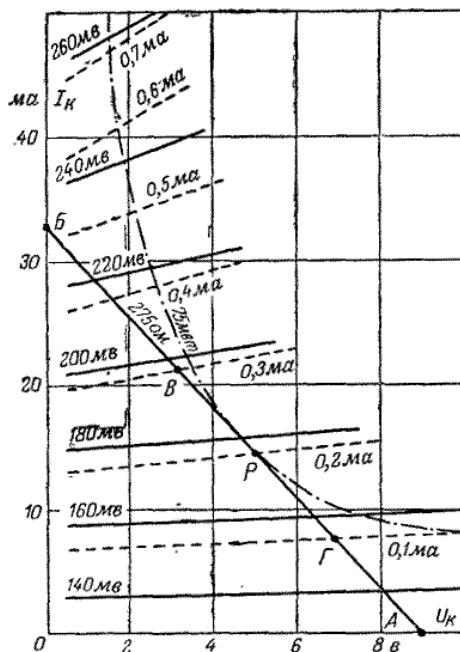


Рис.5.6. Характеристики транзистора малої потужності й лінія наван-

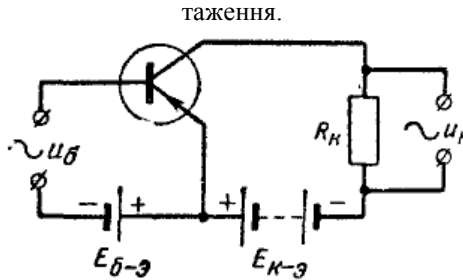


Рис.5.7. Схема застосування транзистора в якості підсилювача. Змінна напруга u_b прикладене між базою й емітером. На виході на опорі навантаження R_H одержують напругу u_c

Це дозволяє нам поставити точку B ($U_c=0$ В, $I_c=32,5$ mA). Пряма, що з'єднає точки A і B називається навантажувальною прямою для опору 275 Ом.

Виникає питання: яким чином струм на колекторі може бути рівним $32,5$ mA, якщо напруга на самому колекторі дорівнює нулю?

Справа в тому, що тут необхідно робити чіткі розрізнення між *статичними й динамічними* характеристиками. Перші показують як поведуться струми й напруги при відсутності навантаження в колі колектора. Динамічні характеристики показують, що відбувається, якщо в коло колектора включений опір навантаження й, крім того, до входу, тобто між базою й емітером, прикладена змінна напруга u_b . Проведена пряма AB дозволяє нам визначити динамічні характеристики.

Робоча точка

З рис 5.7 видно, що вхідна змінна напруга бази u_b породжує вхідну змінну напругу колектора u_c . Суть справи полягає в тому, що ми маємо мирне співіснування двох струмів. По-перше ми маємо постійну складову – середній струм, обумовлений робочою точкою. І по-друге є змінна складова, обумовлена зміною потенціалу бази стосовно емітеру. Півперіоди змінної складової вхідної напруги то складаються з постійної складової (коли обидві складові мають один знак) то віднімаються з неї.

Батареї $E_{б-э}$ і $E_{к-э}$ визначають робочу точку транзистора. Доцільно встановити її так, щоб позитивні й негативні півперіоди вхідної

напруги могли створювати максимальні відхилення мінімального й максимального значень змінної напруги колектора від його середньої величини.

Умовимося, що середня напруга U_c на колекторі дорівнює половині напруги E_{c-e} . У нашому випадку половина від 9 В рівна 4,5 В. Ставимо точку P на навантажувальній прямій (рис. 6) у місці, що відповідає 5В. Це майже середина нашої навантажувальної прямої. Ви зараз переконаєтеся, що можна обирати величину трохи більшу E_{c-e} . Тепер, якщо зміна напруги база-емітер (або, що теж саме струму бази) визначає зміну струму I_c і напруги U_c колектора, то ці дві останні величини завжди виявляються зв'язані відношенням, яке виражає наша пряма.

Припустимо, що ми прикладаємо між базою й емітером змінну напругу з амплітудою приблизно в 20 мВ, яка створює зміни струму бази з амплітудою в 0,1 мА по одну й по іншу сторону від середнього струму, величина якого в точці P становить 0,2 мА.

У результаті струм бази змінюється, приймаючи наступні крайні значення:

$$0,2 + 0,1 = 0,3 \text{ мА й } 0,2 - 0,1 = 0,1 \text{ мА.}$$

При першому значенні ми дотягнемося до нашої прямої точки B (де навантажувальна пряма перетинає криву $I_b = 0,3$ мА), а при другому значенні ми дійдемо до точки Γ (місце перетинання із кривою $I_b = 0,1$ мА).

Виходить, миттєві значення u_c і i_c коливаються між точками B и Γ уздовж навантажувальної прямої, як яки вони гойдалися на гойдалці навколо точки рівноваги P . Напруга колектора коливається в обидва боки від точки P між 3,2 і 6,8 В. Отже, амплітуда становить 1,8 В, тому що середня точка P відповідає напрузі 5 В. І якщо це відбувається при амплітуді напруги на базі $20 \text{ мВ} = 0,02 \text{ В}$, то можна зробити висновок, що підсилення по напрузі становить $1,8/0,02 = 90$ раз.

Підсилення по струму розрахувати нітрохи не важче. Між точками B и P , по одну сторону, і Γ и P — з іншої, зміни струму колектора досягають 7 мА. Породжуються ж вони зміною струму бази на 0,1 мА. Отже, підсилення по струму становить $7/0,1 = 70$ раз.

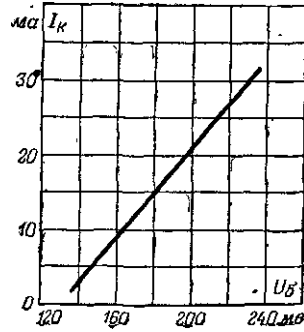
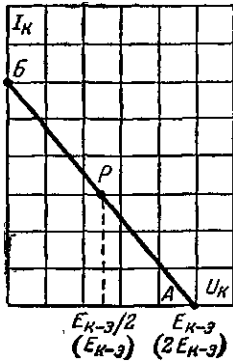
А потужність, яка виражається добутком напруги на струм, піддалася підсиленню в $90 \times 70 = 6300$ раз.

Спотворення

Тут важливо зрозуміти, що амплітуда змінної напруги на колекторі не повинна перевищувати 4,5 В (для даного прикладу). При такій амплітуді значення u_c і i_c будуть переміщатися уздовж усієї навантажувальної прямої від точки A до точки B . Дійсно, допустивши, що робоча точка перебуває строго посередині лінії AB , ми побачимо, що один півперіод досягає одного кінця цієї лінії, а іншої — протилежної точки. Одним словом, це граничні миттєві значення напруги колектора u_c . Але не слід допускати його падіння до нуля (точки B), тому що характеристики там перестають бути прямими. На рис. 4 видно, як різко вони звиваються при малих значеннях u_c . От чому залишається зона в декілька десятих часток вольт, іменована областю насичення, входження в яку заборонено через викривлення.

Корисно у зв'язку із цим трохи зрушити точку P с середини прямої AB убік більшої напруги, якщо прагнуть бути вимогливими. От чому ми вибрали для цієї точки напругу 5 В.

У якості навантаження, крім звичайного омичного опору можуть використовуватися й реактивні. Зрозуміло, що при розрахунках такого роду кіл часто не враховують омичний опір котушок постійному струму. У цих умовах робоча точка колектора збігається з напругою джерела живлення E_{c-e} . Тоді без ризику змінити полярність колектора можна розбудовувати на реактивних опорах напруги, амплітуда яких досягає величини E_{c-e} . При цьому точка A (де звичайна навантажувальна пряма перетинає горизонтальну вісь I_c) може відповідати подвоєній величині напруги батареї E_{c-e} . Так, якщо вона дорівнює 9 В, то точка A буде перебувати при напрузі 18В.



а) Загальне правило для визначення навантажувальних прямих. У дужках зазначені значення для випадків, коли опір кола навантаження R_n постійного струму значно менше її еквівалентного опору R_3 для змінного струму.

б) Ця характеристика, що показує залежність струму колектора I_c від напруги бази при наявності опору навантаження, побудована на підставі вихідних характеристик і навантажувальної прямої, зображених на рис. а.

Рис.5.8. Характер опору навантаження

Підводячи підсумки, слід сказати, що для проведення навантажувальної прямої ставлять точку A , відкладаючи на горизонтальній осі величину E_{c-e} , якщо в коло колектора безпосередньо включений омичний навантажувальний опір (R_n), або $2 E_{c-e}$, якщо в якості навантаження виступає еквівалентний опір кіл, що містять реактивності, що й мають малий опір постійному струму (коливальний контур, трансформатор). Відповідно крапку B ставлять на вертикальній осі, відкладаючи E_{c-e}/R_n або E_{c-e}/R_3 , залежно від характеру опору навантаження (рис. 5.8).

Робочі формули

Досліджувана схема показана на рис.5.9. Статичний коефіцієнт передачі струму визначається як відношення струму колектора I_k до струму бази I_b :

$$\beta_{DC} = \frac{I_k}{I_b}$$

Коефіцієнт передачі струму визначається відношенням збільшення колекторного струму до базового струму, що викликав його збільшення:

$$\beta_{AC} = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_b}$$

Диференціальний вхідний опір r_{ex} транзистора в схемі із загальним емітером (ОЕ) визначається при фіксованому значенні напруги колектор-емітер. Воно може бути знайдене як відношення збільшення напруги база-емітер до струму бази, що викликала його збільшення:

$$r_{ex} = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta I_b} = \frac{U_{be2} - U_{be1}}{I_{b2} - I_{b1}}$$

Диференціальний вхідний опір r_{ex} транзистора в схемі з ОЕ через параметри транзистора визначається наступним вираженням:

$$r_{ex} = r_b + \beta_{AC} r_e$$

де r_b - розподілений опір базової області напівпровідника, r_e - диференціальний опір переходу база-емітер, що визначається з виразу: $r_e = 25/I_e$, де I_e - постійний струм емітера в міліамперах. Перший доданок r_b у виразі багато менше другого, тому їм можна знехтувати:

$$r_{ex} = \beta_{AC} r_e$$

Диференціальний опір r_e переходу база-емітер для біполярного транзистора порівнянне з диференціальним вхідним опором $r_{exоб}$ транзистора в схемі із загальною базою, яке визначається при фіксованому значенні напруги база-колектор. Воно може бути знайдене як відношення збільшення до викликаного їх збільшенню струму емітера:

$$r_{ex} = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta I_e} = \frac{U_{be2} - U_{be1}}{I_{e2} - I_{e1}}$$

Через параметри транзистора цей опір визначається виразом:

$$r_{exоб} = \frac{r_b}{\beta_{AC}} + r_e$$

Першим доданком у виразі можна знехтувати, тому можна вважати, що диференціальний опір переходу база-емітер приблизно рівно:

$$r_{вход} \approx r_e$$

Порядок проведення

Компоненти схеми (рис. 5.9)

- Резистори (**Resistors**): 100 кОм, 500 кОм
- Джерело постійної напруги (**DC_POWER**) 5,7 В, 10 В
- Джерело змінної напруги (**AC_POWER**) 5,7 В, 100Гц
- Транзистор (**Transistors**): 2N3904
- Віртуальний діод (**DIODE_VIRTUAL**)
- Джерело напруги, що керується струмом (**CURRENT_CONTROLLED_VOLTAGE_SOURCE**)
- Джерело напруги, що керується напругою (**VOLTAGE_CONTROLLED_VOLTAGE_SOURCE**)

Устаткування

- Амперметри (**AMMETER**) (3)
- Вольтметри (**VOLTMETER**) (2)
-  Осцилограф двоканальний (**Oscilloscope**)

Статичні характеристики

1. Визначення статичного коефіцієнта передачі струму транзистора.

1.1. Зібрати схему, зображену на рис.5.9.

1.2. Включити схему. Записати результати виміру струму колектора, струму бази й напруги колектор - емітер, при різних значеннях E_b , у табл.5.1. За отриманими результатами підрахувати статичний коефіцієнт передачі транзистора β_{DC} . Результат записати в табл.5.1

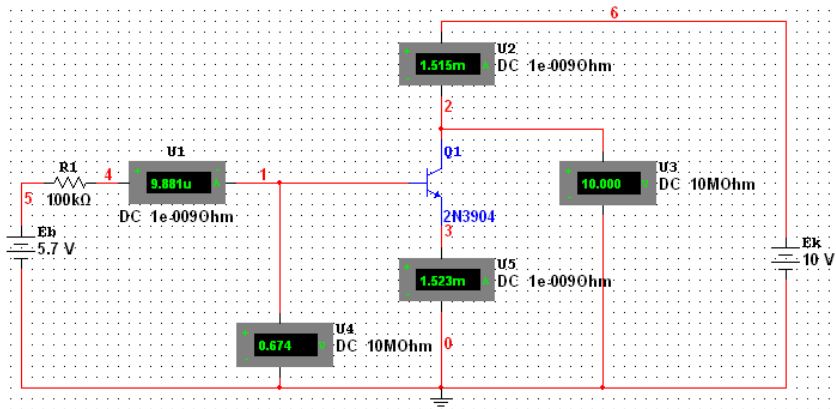


Рис.5.9. Схема підключення приладів до біполярного транзистора.

Таблиця 5.1. Результати вимірювань

Напруга джерела ЕРС	$E_b, \text{В}$	5,7	2,68	5
Струм бази транзистора	$I_b, \text{А}$			
Струм колектора	$I_k, \text{А}$			
Напруга колектор-емітер	$U_{ke}, \text{В}$			
Статичний коефіцієнт передачі	β_{DC}			

2. Вимір зворотного струму колектора.

2.1. Встановити номінал E_k рівним 10 В. На схемі рис. 5.9 змінити номінал джерела ЕРС E_b до 0 В. Включити схему. Записати результати виміру струму колектора для даних значень струму бази й напруги колектор- емітер у табл.5.2.

Таблиця 5.2. Результати вимірювань

Зворотний струм колектора	$I_{ko}, \text{А}$	
Струм бази транзистора	$I_b, \text{А}$	
Напруга колектор- емітер	$U_{ke}, \text{В}$	

3. Одержання вихідної характеристики транзистора в схемі з ЗЕ.

3.1. На схемі (рис. 5.9) провести виміри струму колектора I_k для кожного значення U_k і U_b і заповнити таблицю 5.3. За даними таблиці побудувати сімейство графіків залежностей $f= I_k(E_k)$.

Таблиця 5.3. Результати вимірювань

E_c, B	$E_b = 1,66B$			$E_b = 3,68B$			$E_b = 5,7B$		
	$I_c,$ <i>mA</i>	$R_{out},$ <i>Ом</i>	$R_{in},$ <i>Ом</i>	$I_c,$ <i>mA</i>	$R_{out},$ <i>Ом</i>	$R_{in},$ <i>Ом</i>	$I_c,$ <i>mA</i>	$R_{out},$ <i>Ом</i>	$R_{in},$ <i>Ом</i>
0,1									
0,5									
1									
5									
10									
20									

4. Одержання вхідної характеристики транзистора в схемі з ЗЕ.

4.1. Зібрати схему, зображену на рис.5.9.

4.2. Установити значення напруги джерела E_k рівним 10 В і провести виміри струмів бази I_b , напруги база- емітер U_{be} струму емітера I_e для різних значень напруги джерела E_b відповідно до табл. 5.5. Звернути увагу, що колекторний струм приблизно дорівнює струмові в колі емітера.

Таблиця 5.5. Результати вимірювань

E_b, B	I_b, A	U_{be}, B	I_k, A	I_e, A	$r_{ex}, Ом$	$S, mA/B$	βAC
1,66							
2,68							
3,68							
4,68							
5,7							

1.1. За даними табл. 5.5 побудувати графіки залежностей $I_b=f(U_b)$ і $I_c=f(U_b)$.

1.2. Зібрати схему, зображену на рис.5.9.

1.3. Замалювати осцилограму вхідної характеристики транзистора, дотримуючи масштабу.

1.4. По вхідній характеристиці знайти опір $r_{ex} = \text{_____} Ом$.

2. Динамічні характеристики

2.1. На графіках сімейств вихідних характеристик побудувати динамічну характеристику. При R_n рівному 50, 55, 61 Ом

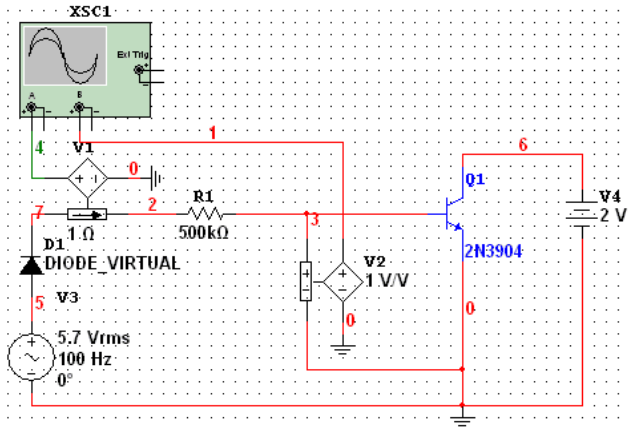


Рис.5.9. Одержання входної характеристики транзистора в схемі з ЗЕ

3. Висновки. У висновках відбити:
 - 3.1. Від чого залежить струм колектора транзистора?
 - 3.2. чи Залежить коефіцієнт β_{DC} від струму колектора? Якщо так, то в якому ступені? Обґрунтувати відповідь.
 - 3.3. Що таке струми витoku транзистора в режимі відсічення?
 - 3.4. Що можна сказати по вихідних характеристиках про залежність струму колектора від струму бази й напруги колектор-емітер?
 - 3.5. Чи однаково значення r_{ex} у будь-якій крапці входної характеристики?
 - 3.6. Чи однаково значення r_e при будь-якому значенні струму емітера?
 - 3.7. Які параметри транзистора можна визначити по динамічній характеристиці?

Питання для самоперевірки

З питаннями для самоперевірки можна ознайомитися в розділі висновків лабораторної роботи 5.

Література: [1]; [2]; [3]; [4].

Лабораторна робота 6 Фазозсуваючий генератор

Мета роботи: Ціль моделювання полягає в демонстрації характеристик і принципу дії фазозсуваючого генератора.

Короткі теоретичні відомості

Генератори (автогенератори) використовуються як джерела сигналів змінного струму. Вони перетворюють потужність постійного струму, яка одержується від джерела, у сигнал змінного струму. Генератори породжують на виході синусоїдальні й несинусоїдальні безперервні форми сигналів, підтримуючи бажану частоту в межах схеми. Відомо, що небажані коливання зустрічаються в схемах, не призначених для коливальних сигналів. Таким чином, повне розуміння основних принципів дії генераторів може допомогти в запобіганні коливань.

Генератори відіграють важливу роль у розвитку будь-якої комунікаційної системи. З їхньою допомогою генеруються сигнали з високою несучою частотою, які розглядаються в розділі про АМ системи зв'язку даного посібника. Низькочастотні тестові сигнали, що модулюють, також одержують із використанням коливальних контурів. Такі контури лежать в основі імпульсних генераторів, генератори пілкоподібного сигналу й таймерних лічильників. Буде розглянуто кілька різних генераторів синусоїдальних сигналів. Деякі з них названі на честь свого творця.

Генератори потребують одиничного підсилення на вході й виході, а також (для всіх випадків) у нульовому фазовому зсуві в контурі зворотного зв'язку. Перераховані вимоги відповідають критерію Баркгаузена. Вхідна потужність, яка отримується від джерела змінного струму, потрібна також для підтримки власних коливань. Генератори не тільки поставляють потужність на навантаження, але, по суті, і самі її (потужність) споживають. Генератори забезпечують позитивний зворотний зв'язок і підсилення, яке призначено для компенсації загасань у схемі. Малі початкові напруги подаються на вхідні клеми генератора, де відбувається підсилення й запуск

коливань. Як правило, такі напруги з'являються в результаті сплесків, яка одержується при першому включенні джерела постійного струму. В Multisim подібні малі початкові напруги відтворені штучно.

Автогенератори – це пристрої, в яких енергія джерел живлення перетворюється в енергію ВЧ коливань без зовнішнього збудження. До складу АГ входить активний елемент і коливальна система (КС). Активний елемент керує надходженням порцій енергії з джерела живлення в КС для підтримки коливань визначеної амплітуди. На практиці часто застосовують АГ з однією зовнішньою КС, перевагою яких є близькість частоти генерації АГ до частоти КС.

Схеми одноконтурних АГ на біполярних і польових транзисторах частіше всього виконуються у вигляді ємнісних або індуктивних «треточок».

Коливання в АГ виникають у разі виконання умов, які називаються умовами балансу амплітуд і балансу фаз.

Умову балансу амплітуд можна записати у вигляді:

$$K_{зз} \geq \frac{1}{S_{гp} R_e},$$

де $K_{зз}$, $S_{гp}$, R_e – коефіцієнт зворотного зв'язку, гранична крутість характеристики транзистора і еквівалентний опір контуру відповідно.

Ця умова означає, що напруга зворотного зв'язку повинна викликати такий змінний колекторний струм, який доставляв би в КС достатню потужність для компенсації усіх втрат у ньому.

Умова балансу фаз означає, що напруга зворотного зв'язку повинна збігатися з початковою напругою на вході транзистора, тобто фазові зсуви, що виникають у транзисторі φ_s , контурі φ_k і в зворотному зв'язку $\varphi_{зз}$ на частоті автоколивань у сумі повинні дорівнювати $2\pi n$:

$$\varphi_s + \varphi_k + \varphi_{зз} = 2\pi n,$$

де $n=0, 1, \dots$

Стабільність частоти АГ є одним з основних його якісних показників і частіше всього оцінюється відношенням $\Delta f/f_c$, де Δf – абсолютне відхилення частоти сигналу від заданої частоти f_c . Існують дестабілізуючі чинники, що викликають зміну частоти та

температурного режиму як активного елемента, так і всіх елементів схеми, тому в АГ варто застосовувати високостабільні джерела живлення і КС з високою добротністю і фіксуючою спроможністю. Проте ці міри дозволяють одержати значення параметра $\Delta f/f_e$ не вище $10^{-3} - 10^{-4}$. У схемах АГ застосовують кварцову стабілізацію частоти. Еквівалентна добротність кварцового резонатора досягає мільйона, крім того зовнішні чинники мало впливають на його резонансну частоту.

В залежності від обраної частоти АГ, стосовно резонансних властивостей кварцу, його реактивний опір може бути індуктивним або ємнісним. Здебільшого при побудові схем АГ використовується індуктивний характер опору, коли частота кварцу знаходиться між частотами послідовного резонансу

$$\omega_{\text{кв}} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{кв}} C_{\text{кв}}}} \text{ і паралельного } \omega_{\text{кв}} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{кв}} \frac{C_{\text{кв}} C_0}{C_{\text{кв}} + C_0}}},$$

де $L_{\text{кв}}$, $C_{\text{кв}}$ – індуктивність та ємність кварцу; C_0 – статична ємність кварцетримача (2...8 пФ).

До цієї групи належать триточкові схеми. Частіше використовують ємнісну «третю точку» (кварц вмикається між колектором і базою транзистора), яка дозволяє одержати кращу стабільність частоти порівняно з індуктивною. Застосовують також фільтрові схеми, в яких кварцовий резонатор використовується як послідовний контур, при цьому кварц вмикається в коло зворотного зв'язку і його опір мінімальний поблизу частоти послідовного резонансу $\omega_{\text{кв}}$. Перевага такої схеми – це можливість вибору потрібного номера механічної гармоніки кварцу перестроюванням.

Порядок виконання роботи

Схема на рис.6.1 являє собою високочастотну RC-схему третього порядку зі зворотним зв'язком як точну модель генератора. Також як і для будь-якого іншого генератора, критерій Баркгаузена визначає необхідність зсуву по фазі на 360 градусів між вхідним і вихідним сигналами, а також загальний коефіцієнт підсилення в даній схемі повинен бути не менше одиниці. На рис. 6.1 операційний підсилювач, що інвертує, забезпечує фазовий зсув на 180 гра-



дусів. RC-коло повинно забезпечувати додаткові 180 градусів для підсумкового фазового зсуву зі значенням нуль градусів. Кожний із блоків схеми забезпечує приблизно по 60 необхідних для зсуву градусів. Частина фільтра, що складається з RC-кола, вносить загасання, які повинні бути вирівняні за допомогою операційного підсилювача для досягнення одиничного коефіцієнта підсилення в схемі.

Мінімальний необхідний коефіцієнт підсилення операційного підсилювача, який повинен підтримувати коливання, рівний 29. Підтримка коефіцієнта підсилення в районі 29 (наскільки це можливо) попередить влучення максимальних значень кривій у нелінійну область. За допомогою цього досягається мінімізація обрізання синусоїдального сигналу на виході.

Компоненти схеми (рис. 6.1)

- Джерело живлення постійної напруги (**DC_POWER**): +10В, -10В
- Операційний підсилювач (**OPAMP**): 741-DIV
- Резистори (**RESISTORS**): 10 кОм (3)
- Потенціометр (**POTENTIOMETER**): 1 мОм
- Конденсатор (**CAPACITOR**): 10 нФ (3)
- Заземлення (**GROUND**)

Устаткування

-  Осцилограф чотирьохканальний (**Oscilloscope**)
-  Аналізатор спектра (**Spectrum Analyzer**)

Робочі формули

Частота коливань:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \quad (6.1)$$

$$\frac{R_F}{R} = 29 \quad - \text{ для підтримки коливань} \quad (6.2)$$

$$R=R1=R2;$$

Виконання роботи

1. З'єднайте елементи схеми як це показано на рис.6.1.

2. Подвійним клацанням миші відкрийте екран осцилографа. Установіть масштаб на часовій осі 2 мс/поділку, на амплітудній осі **Channel A** - 2 В/ поділку і **Channel B** - 200 мВ/ поділку.
3. Відкрийте **Simulate/Interactive Simulation Settings** (діалогові установки моделювання) і виберіть **Set to Zero for Initial Conditions** (нульові початкові умови).
4. Запустіть процес моделювання й виміряйте частоту коливань.

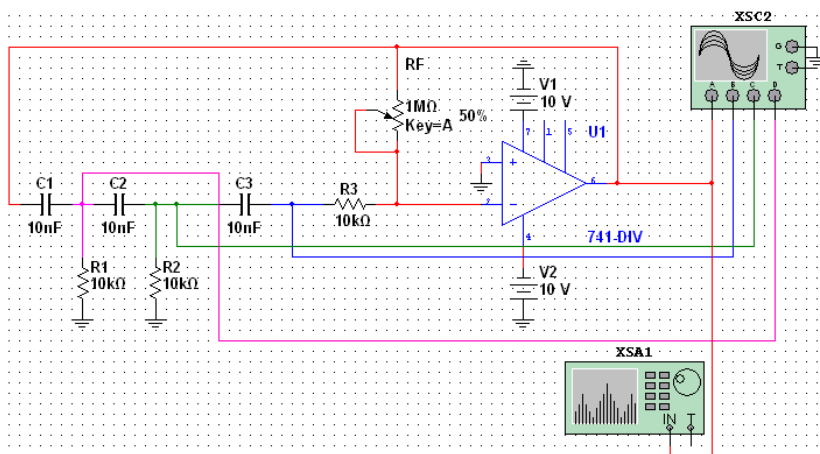


Рис.6.1 Схема генератора

5. Зупиніть процес моделювання, розмістіть на робочій області аналізатор спектра й приєднаєте його вхід до проводу з виходу осцилятора.
6. Подвійним клацанням миші відкрийте аналізатор спектра.
7. Виберіть **Set Span** (Установити). Установіть параметри **Start (Початок)** = 0 кГц, **End (Границя)** = 1 кГц (кінцева частота), **Amplitude (Амплітуда)** = LIN (Лин) і **Range (Шкала)** = 2 В/Div (В/Поділ) (масштаб). Натисніть **Enter (Ввод)**.
8. Запустіть знову процес моделювання. Коли коливання стануть стійкими, зруште червоний маркер на позицію спектральної лінії, що спостережується. Запишіть значення частоти, зазначене в лівому нижньому куті вікна аналізатора спектра.
fc=_____

9. Розмістіть потенціометр у точку де починаються коливання. Виміряйте значення опору потенціометра в цій точці й заповніть наведену нижче таблицю.

10. Відкрийте вікно осцилографа. Виміряйте й запишіть фазовий зсув на його входах.

Таблиця 6.1. Дані для лабораторної роботи 6

	Виміряне значення	Обчислене значення
Частота (Гц)		
R_f/R у точці початку коливань		

Очікуваний результат

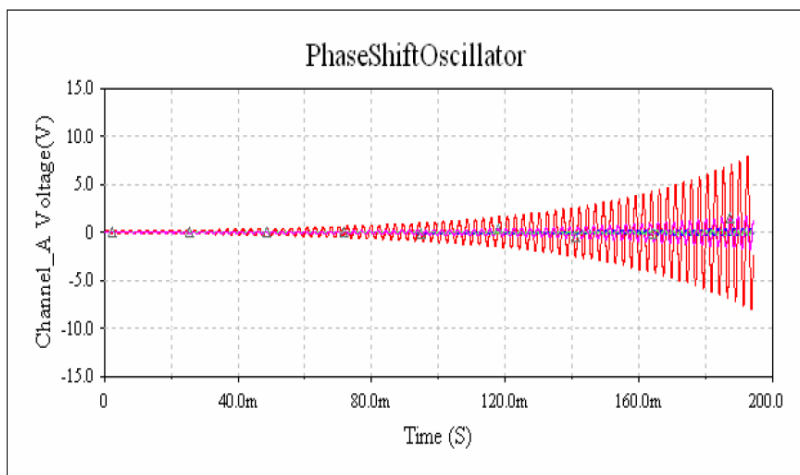


Рис.6.2. Початкові коливання фазозсуваючого генератора на екрані осцилографа.

Додаткове завдання

Для схеми на рис.6.1 розрахуйте необхідне значення ємності конденсатора C для забезпечення коливань із частотою 900 Гц. Змініть поточні параметри моделювання, двічі клацнувши мишею на потрібному віртуальному компоненті. Запустіть моделювання й порівняйте результати з очікуваними теоретичними значеннями.

Питання для самоперевірки

1. Для чого і в яких областях електроніки використовуються генератори?
 2. Чому важливо знати принципи роботи і побудови генераторів?
 3. Які є умови існування коливань в генераторі?
 4. Навіщо потрібен зворотній зв'язок в генераторі?
 5. Що являє собою операційний підсилювач?
 6. Які умови самозбудження АГ?
 7. Чим визначається частота автоколивань?
 8. Що таке узагальнена “треточка” і які умови необхідно виконати в цій схемі для забезпечення балансу фаз?
 9. Які чинники навколишнього середовища впливають на частоту автоколивань?
 10. Який характер реактивності повинен мати кварцовий резонатор для використання в осциляторних схемах АГ?
 11. На якому фізичному ефекті заснована можливість використання кварцових резонаторів в електронних схемах?
- Література: [1]; [2]; [3]; [4]; [8].

Лабораторна робота 7

Індуктивний триточковий генератор

Мета роботи: ціль даної роботи полягає в демонстрації характеристик індуктивного триточкового генератора.

Короткі теоретичні відомості

Такий генератор характеризується індуктивним дільником напруги, що складається із параметрів L_1 і L_2 . Ця напруга зворотного зв'язку використовується для підтримки коливань. Нагадаємо, що паралельна LC-резонуюче коло відповідає за частоту генератора.

Як з іншими індуктивно-ємнісними генераторами, критерій Баркгаузена (для того щоб перетворити підсилювач у генератор, пот-

рібно щоб у петлі зворотного зв'язку був зсув фази на 180 і загальний коефіцієнт підсилення в петлі був не менше одиниці.) повинен дотримуватися, для виникнення коливання. А саме, підсилення від входу до виходу повинне бути одиничним, а загальна фаза навколо схеми повинна бути нульовою. У схемі, зображеної на рис. 7.1, біполярний площинний транзистор (BJT) повинен мати приріст у напрузі значно вище, чим відношення L_1/L_2 , щоб утримувати коливання. Інакше кажучи, підсилення біполярного площинного транзистора (BJT) повинне компенсувати ослаблення створене зворотним дробом: $\beta = L_2/L_1$, $Av\beta > 1$, далі $Av\beta > 1/\beta = L_1/L_2$

Елементна база (рис.7.1).

- Джерело живлення постійної напруги (**DC_POWER**): 12 В.
- Транзистор (**Transistors**): Ideal BJT
- Резистори (**RESISTORS**): 500 Ом, 10 кОм (2)
- Індуктор (**INDUCTOR**): 0.5 мН (2), 2.5 мН
- Конденсатор (**CAPACITOR**): 1 мкФ
- Заземлення (**GROUND**) (4)

Устаткування.

-  Осцилограф двоканальний (**Oscilloscope**)

Робочі формули.

Частота коливань

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (7.1)$$

Підсилення

$$Av > \frac{L_1}{L_2} \quad (7.2)$$

$$Av = \frac{R_c}{R_e},$$

де R_c - опір колекторного кола транзистора, R_e - опір емітерному колу транзистора.

$$R_c = \frac{U_{V1}}{I_c},$$

$U_{V1} = V1$, I_c - струм у колекторному колу транзистора.

$$R_e = \frac{U_e}{I_e}$$

де U_e - напруга в емітерному колі транзистора (напруга, яка впаде на R_3 ; вимірювати мультиметром Agilent), I_e – струм в емітерному колі транзистора.

Загальна індуктивність

$$L = L_1 + L_2 \quad (7.3)$$

Виконання роботи.

1. З'єднаєте компоненти кола, зображених на рис.7.1.
2. Два рази натисніть на Oscilloscope (Осцилограф) для виведення його параметрів. Виставте параметр Time Base (Часова вісь) рівним $200 \mu\text{s}/\text{Div}$, а значення Channel A (Канал A) рівним $2\text{V}/\text{Div}$. Виберіть Auto Triggering і DC coupling.
3. Виберіть Simulate/Interactive Simulation Settings (Моделювання/Параметри інтерактивного моделювання) і виберіть Set to Zero (Установити в 0) для початкових умов (Initial Conditions).
4. Запустіть моделювання. Стабілізація генератора може зайняти кілька секунд. Виміряйте частоту коливань.
5. Зрівняйте з теоретичними розрахунками:
 $f_c =$ _____ виміряна = _____ розрахована.
6. Зупиніть моделювання й перемістіть Спектральний аналізатор (Spectral Analyzer) у робочу область.

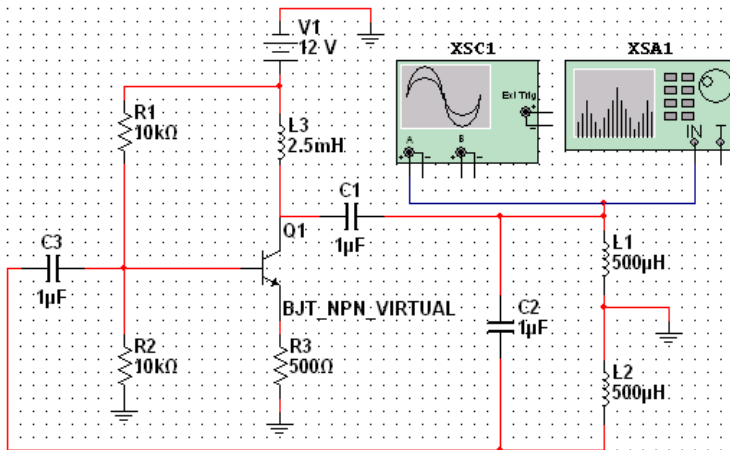


Рис. 7.1. Схема генератора

7. Приєднайте вихідний провід генератора до входу Спектрального Аналізатора (Spectral Analyzer). Два рази натисніть на Спектральний Аналізатор (Spectral Analyzer) для виводу його вікна.

8. Натисніть Set Span (Установити різницю). Виставте параметр Span (Різниця) рівним 10 кГц, Center (Центр) = 5 кГц і Amplitude (Амплітуда) = Lin. Натисніть Enter.

9. Запустіть знову моделювання. Коли генератор стабілізується, перетягніть червоний покажчик до положення спостережуваної спектральної лінії. Запишіть частоту (у лівому нижньому куті вікна Спектрального аналізатора (Spectrum Analyzer)):

$$f_c = \underline{\hspace{2cm}}$$

10. Порахуйте підсилення в колі й перевірте, що воно більше, чим $1/\beta$.

11. Розрахуйте значення L_2 , необхідне для досягнення частоти коливань рівної 3,5 кГц. Поверніть змодельовані значення існуючих компонентів, нажавши два рази по компоненту, який вас цікавить. Запустіть моделювання для порівняння ваших результатів.

12. Для всіх випадків перевірити умови існування коливань.

Очікуваний результат.

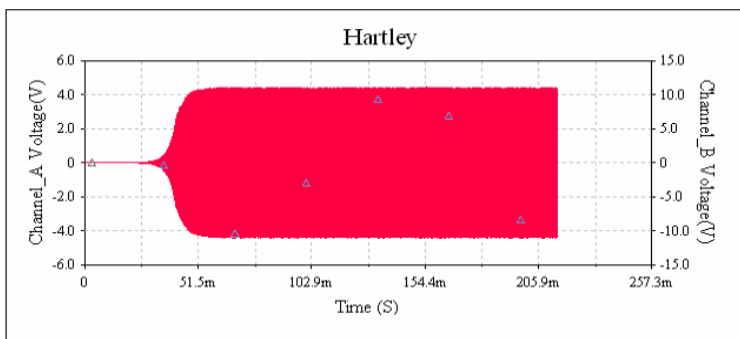


Рис. 7.2. Дисплей осцилографа вихідних коливань індуктивного триточкового генератора.

Додаткове завдання.

Перебудуйте схему, зображену на рис.7.1 так, щоб досягти найменшого посилення, а саме 10. Заміна елементів моделювання здійснюється подвійним натисканням на елементі, що Вас цікавить. Запустіть моделювання й зрівняйте кінцеві дані з очікуваними теоретичними значеннями.

Питання для самоперевірки

З питаннями для самоперевірки можна ознайомитися в лабораторній роботі 6.

Література: [1]; [5]; [6]; [7].

Лабораторна робота 8

Триточковий генератор з ємнісним зв'язком

Мета роботи: ціль даної роботи полягає в демонстрації характеристик і операцій триточкового генератора з ємнісним зв'язком.

Короткі теоретичні відомості

Так само, як у випадку з індуктивно-ємнісними генераторами, триточковий генератор з ємнісним зв'язком використовується для більш високих частот, звичайно в інтервалі від 1 до 500 МГц. Генератор характеризується ємнісним дільником напруги, що складається із $C1$ і $C2$. Ця напруга зі зворотним зв'язком використовується для коливань. Триточкові генератори з ємнісним зв'язком можуть бути спроектовані за допомогою біполярних площинних транзисторів (BJT) і каналних транзисторів з р-п – переходом (JFET). У схемі, зображеної на рис 8.1, використовуючи проектування на основі біполярних площинних транзисторів (BJT), ефект навантаження значно скорочений завдяки високому вхідному імпедансу.



Як з іншими індуктивно-ємнісними генераторами, критерій Баркгаузена повинен дотримуватися, для виникнення коливання. А саме, підсилення від входу до виходу повинне бути одиничним, а загальна фаза навколо схеми повинна бути нульовою. У схемі, зображеній на рис.8.1, спроектованої на основі каналних транзисторів з р-п – переходом (JFET), повинно показуватися абсолютне значення напруги розімкнутого кола, яке повинне бути в багато разів більше або рівним пропорції $C1/C2$ для підтримки коливань. Інакше кажучи, підсилення повинне компенсувати ослаблення створене зворотним дробом: $\beta = C2/C1$, починаючи з $A_v\beta = 1$, далі $A_v\beta = 1/\beta = C1/C2$

Внаслідок зміни частоти коливань, $L1$ теж повинно змінюватися. Якщо замінити $C1$ або $C2$, то враховуйте цю заміну в дробі $V = C1/C2$.

Елементна база (8.1).

- Джерело живлення постійної напруги (**DC_POWER**) 12 В.
- Транзистор (**Transistors**): Ideal N JFET
- Резистори (**RESISTORS**): 1 кОм, 60 кОм
- Індуктор (**INDUCTOR**): 60 μ Н, 5.1 мН
- Конденсатор (**CAPACITOR**): 22 пФ, 180 пФ
- Заземлення (**GROUND**): (2)

Устаткування.

-  Осцилограф
-  Спектральний аналізатор

Робочі формули.

Частота коливань

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_1 C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (8.1)$$

Підсилення

$$A_v = -g_m r_D, \quad (8.2)$$

де g_m – підсилення режиму малого сигналу транзистора, r_D – внутрішній опір стоку.

$$g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}},$$

де I_D – струм у колі стік-джерело транзистора, U_{GS} – напруга кола затвор-джерело транзистора (вимірювати мультиметром Agilent).

$$I_D = \frac{U_{GS}}{R_S},$$

де R_S показано на рис.8.1.

$$r_D = \frac{U_D}{I_d},$$

де U_D – напруга стоку транзистора, I_d – струм у колі джерела (вимірювати логічним пробником).

Умова для існування коливань

$$A_v \geq \frac{C_2}{C_1} \quad (8.3)$$

Виконання роботи.

1. З'єднасте компоненти, як показано на рис.8.1.

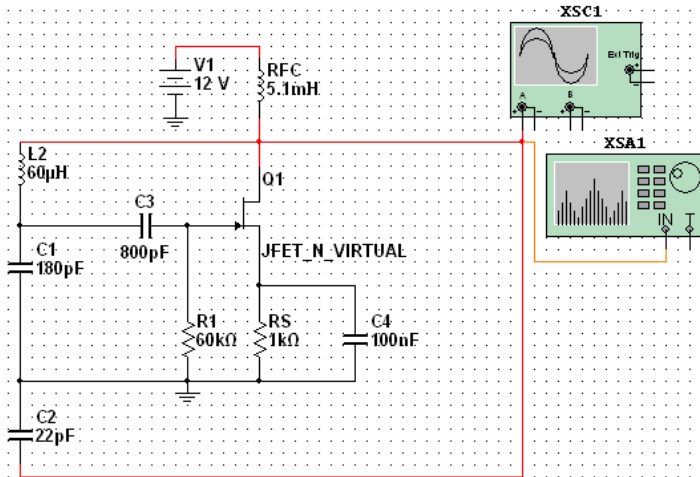


Рис. 8.1. Схема генератора

2. Два рази натисніть на Oscilloscope (Осцилограф) для введення на екран його параметрів. Виставте параметр Time Base (Часова вісь) рівним 200 ns/Div, а значення Channel A (Канал A) рівним 10V/Div. Виберіть Auto Triggering і DC coupling.

3. Виберіть Simulate/Interactive Simulation Settings (Моделювання/Параметри інтерактивного моделювання) і виберіть Set to Zero (Установити в 0) для початкових умов (Initial Conditions).

4. Запустіть моделювання. Коли осцилограф установиться, виміряйте частоту коливань.

5. Порівняйте з теоретичними розрахунками:

$$f_c = \text{_____} \text{ виміряна} = \text{_____} \text{ розрахована.}$$

6. Зупиніть моделювання й перемістіть Спектральний Аналізатор (Spectral Analyzer) у робочу область.

7. Приєднасте вихідний провід осцилографа до входу Спектрального Аналізатора (Spectral Analyzer).

8. Два рази натисніть на Спектральний Аналізатор (Spectral Analyzer) для виводу його вікна.

9. Натисніть **Set Span (Установити)**. Установіть **Start (Початок) = 10 KHz**, **End (Границя) = 10 Mhz**. Amplitude (Амплітуда) = Lin (Лін), **Range (Шкала) = 2V/DIV (В/Поділ)**. Натисніть **Enter (Ввод)**.

10. Запустіть знову моделювання. Коли коливання стабілізуються, перетягніть червоний покажчик до положення спостережуваної спектральної лінії. Запишіть частоту (у лівому нижньому куті вікна Спектрального аналізатора (Spectrum Analyzer)) $f_c =$

11. Розрахуйте значення L_1 , необхідне для досягнення частоти коливань рівних 8 МГц. Замініть L_1 , для цього клацніть на L_1 два рази й виберіть Replace (Замінити). Запустіть моделювання й звірте отриманий результат з вашим розрахунками.

12. Для всіх випадків перевірити умови існування коливань.

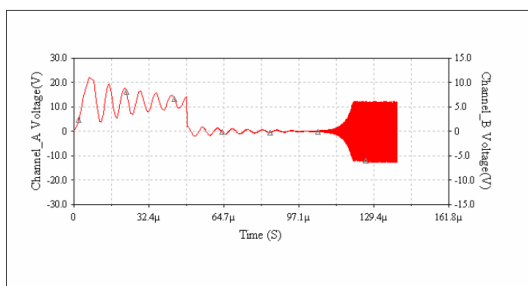


Рис. 8.2. Дисплей осцилографа вихідних коливань триточкового генератора з ємнісним зв'язком.

Додаткове завдання.

Перебудуйте схему, зображену на рис. 8.1 так, щоб значення $Av\beta$ було рівним 10, а частота коливань 3 МГц (щоб у майбутньому повернути існуюче змодельоване значення компонентів, досить натиснути два рази на елементі, який цікавить вас). Запустіть моделювання й порівняйте кінцеві дані з очікуваними теоретичними значеннями.

Питання для самоперевірки

З питаннями для самоперевірки можна ознайомитися в лабораторній роботі 6.

Література: [1]; [5]; [6]; [7]; [8].

Лабораторна робота 9

Генератор Клаппа

Мета роботи: ціль даного моделювання полягає в демонстрації характеристик і принципу дії генератора Клаппа (ємнісного тротчкового генератора з послідовним живленням).

Короткі теоретичні відомості

Даний генератор дуже схожий на генератор Колпіца з ємнісним дільником напруги, що виробляє сигнал у колі зворотного зв'язку. Послідовне з'єднання додаткового конденсатора з індуктивністю L_2 (рис 9.1) вносить відмінності, що робить схему генератора Клаппа унікальною. Як і для будь-якого генератора, критерій Баркгаузена визначає необхідність одиничного коефіцієнта підсилення й нульовий фазовий зсув між вхідним і вихідним сигналами.

Якщо не враховувати ємнісний ефект транзистора між базою й колектором, резонансна частота може бути розрахована з використанням еквівалентної ємності:

$$C_{EQ} = \frac{1}{\frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}}$$

Але оскільки ємність конденсатора C звичайно значно менше ніж C_1 і C_2 , то їх внесок є незначним. Звідси:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$



Як уже було відзначено раніше, додавання ємності C та її мале значення надає генератору Клаппа унікальні характеристики – стійкість до впливу перешкод і ємності транзистора, які в протилежному випадку змінили б значення C_1 і C_2 . Це виражається в набагато більш стійких й досить точних коливаннях. Припустима для проведення операцій область частот у генераторі Клаппа обмежена, проте, надійність даної схеми робить її широко застосовною. C_1 і C_2 підбираються з метою поліпшення характеристик зворотного зв'язку. Частота коливань залежить від підібраного значення ємності C .

Компоненти схеми (9.1)

- Джерело живлення постійної напруги (**DC_POWER**) 10 В

- Транзистор (**Transistor**): BJT 2N4401
- Резистори (**RESISTORS**): 100 кОм, 470 кОм
- Індуктивність (**INDUCTOR**): 2.4 мГн, 68 мкГн
- Конденсатор (**CAPACITOR**): 12 нФ, 750 пФ, 3.9 нФ, 80пФ
- Заземлення (**GROUND**): (2)

Устаткування

-  Осцилограф двоканальний (**Oscilloscope**)
-  Аналізатор спектра (**Spectrum Analyzer**)

Робочі формули

Частота коливань:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (9.1)$$

Виконання роботи

1. З'єднаєте елементи схеми так, як це показано на рис.9.1.
2. Подвійним клацанням миші відкрийте екран осцилографа. Установіть масштаб на часовій осі 500 мс/поділку, на амплітудній осі **Channel A** - 5 В/поділку. Виберіть **Auto triggering and DC coupling** (автозапуск і зв'язок по постійному струму). Установіть **AC coupling** (зв'язок по змінному струму).
3. Відкрийте **Simulate/Interactive Simulation Settings** (діалогові установки моделювання) і виберіть **Set to Zero for Initial Conditions** (нульові початкові умови). Перевірте максимальний крок за часом і установіть 3.6 e-008.
4. Запустіть процес моделювання. Буде потрібно близько 20 секунд для того, щоб коливальний процес установився. Виміряйте частоту коливань. Обчисліть значення ємності конденсатора С, необхідне для досягнення частоти коливань в 2 МГц. Змініть значення С (подвійним клацанням миші на ньому) і запустіть процес моделювання для того, щоб перевірити отримані Вами результати.
5. Порівняйте дані з теоретичними розрахунками й занесіть результати в таблицю 9.1.

6. Зупиніть процес моделювання й помістіть в робочій області аналізатор спектра.

7. Приєднаєте провод з виходу генератора до входу аналізатора спектра.

8. Подвійним клацанням миші викличте вікно меню аналізатора спектра.

9. Виберіть **Set Span** (установка діапазону вимірів). Установіть параметри **Start** = 1 МГц (початкова частота), **End** = 4 МГц (кінцева частота), **Amplitude** = LIN (амплітуда) і **Range** = 1В/поділку (масштаб). Натисніть **Enter**.

10. Запустіть знову процес моделювання. Коли коливання стануть стійкими, зруште червоний маркер на позицію спостережуваної спектральної лінії. Запишіть значення частоти, зазначене в лівому нижньому куті вікна аналізатора спектра. $f_c =$ _____

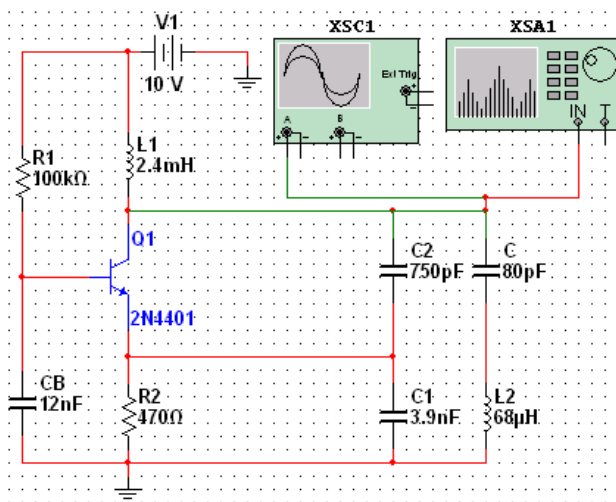


Рис.9.1 Схема генератора

Таблиця 9.1. Дані для Лабораторної роботи 9

	Виміряне значення	Обчислене значення
f_c (крок 2)		
f_c (крок 3)		

Очікуваний результат

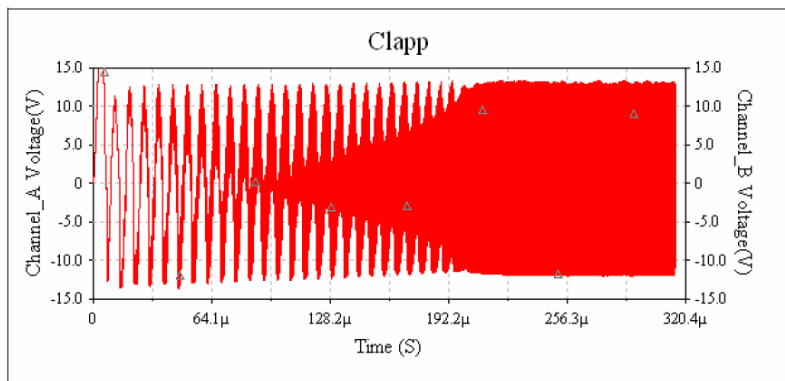


Рис.9.2. Початкові коливання генератора Клаппа на екрані осцилографа.
Додаткове завдання

Замініть конденсатор С конденсатором змінної ємності. Виді-
лить С, клацніть правою кнопкою миші й виберіть **Delete** (видали-
ти). Знайдіть змінний конденсатор на панелі інструментів і устано-
віть значення 120 пФ. Виділення елемента й наступне натискання
«а» або «А» приведе до зміни коефіцієнта ємності. Визначте вер-
хню можливу частоту шляхом зміни значення С.

Питання для самоперевірки

З питаннями для самоперевірки можна ознайомитися в
лабораторній роботі 6.

Література: [1]; [2]; [4].

Лабораторна робота 10

Налагодження транзисторного генератора із зовнішнім збу- дженням

Мета роботи: вивчити схеми генераторів із зовнішнім
збудженням та режими роботи генераторів із зовнішнім
збудженням за значеннями кута відсікання та напруженістю
режиму. Навчитися налагоджувати генератори із зовнішнім
збудженням.

Короткі теоретичні відомості

Сучасні радіопередавачі зазвичай мають декілька каскадів, які реалізують різні функції. Більшість таких каскадів мають у своєму складі активні елементи (електронний прилад – ЕП), навантаження, джерело живлення ЕП і коло збудження, за яким до ЕП подається радіочастотний (РЧ) сигнал, необхідний для функціонування цього каскаду. Радіочастотний каскад з такими ознаками називають генератором із зовнішнім збудженням (ГЗЗ).

У передавачах ГЗЗ можуть виконувати різноманітні функції: підсилувати РЧ коливання (підсилювачі); підвищувати їх частоту в цілу кількість разів (помножувачі частоти); змінювати амплітуду РЧ коливань за законом низькочастотного (НЧ) повідомлення (амплітудні модулятори). В якості активного елемента ЕП, що перетворює енергію сталого струму в енергію РЧ коливань, в ГЗЗ використовують тріоди, тетроди, пентоди, лампи біжучої хвилі, пролітні клістри, біполярні та польові транзистори.

У ГЗЗ транзистор може вмикатися за схемою зі спільним емітером (СЕ) і спільною базою (СБ). Найчастіше використовується схема з СЕ тому, що вона забезпечує найбільше значення коефіцієнта підсилення за потужністю K_p , однак робота таких схем з підвищенням частоти стає малостійкою. У схемі з СБ підсилення за потужністю менше, але стійкість більша і вона використовується в діапазоні дуже високих частот (ВЧ). Принцип побудови схем ГЗЗ на транзисторі такий же, як і на електронній лампі. Робота транзисторного ГЗЗ відрізняється від лампового, тому що швидкість переміщення заряду неосновних носіїв у транзисторі менша швидкості прольоту електронів від катода до анода в лампі. Такі схеми транзисторних ГЗЗ не дозволяють змінювати значення заряду в базовій області відповідно до закону зміни напруги збудження, наприклад, гармонічним. Режим роботи транзисторів, як і ламп, розрізняють за напруженістю і кутом відсікання.



Настроювання контуру ГЗЗ необхідне для того, щоб забезпечити одержання заданої коливальної потужності при досить високому коефіцієнті корисної дії (ККД) на робочій частоті. Для одержання максимальної потужності від ГЗЗ треба, щоб опір

навантаження у вихідному колі був оптимальним. Для одержання найбільшого опору контуру його треба настроїти в резонанс з частотою напруги збудження. Настроювання коливальних контурів виконують за показниками приладів, які підключаються до схеми. Сильне розлагодження контуру небезпечно тому, що цей стан для змінного струму високої частоти близький до короткого замикання активного опору навантаження, при якому вся потужність, що підводиться до колекторного кола генератора, розсіюється на колекторі транзистора і може призвести до виходу його з ладу.

Компоненти схеми (рис.10.1)

- Джерело живлення постійної напруги (**DC_POWER**): 10 В, 5 В (2)
- Резистори (**RESISTORS**): 1 кОм, 200 кОм, 200 Ом
- Потенціометр (**POTENTIOMETER**) 200 Ом
- Конденсатор змінної ємності (**VARIABLE_CAPACITOR**): 1нФ (3)
- Котушка індуктивності (**INDUCTOR**): 10 мкГн
- Транзистор (**Transistors**): 2N3904
- Джерело змінної напруги (**AC_Voltage**): 5 В, 200 кГц
- Заземлення (**GROUND**): (3)
- Перемикачі **DIPSW1** (3), **SPDT**

Устаткування

-  Осцилограф двоканальний (**Oscilloscope**)
-  Пробник, що вимірює (2)

Порядок виконання роботи

1. Зібрати схему генератора згідно рис. 10.1.
2. Ввімкнути перемикачем «I/O» (розміщений на панелі керування) живлення на ГЗЗ. Перемикачами J3 і J4 від'єднати коливальний контур C1, L1 від колектора транзистора. Перемикачем J1 підключити джерело живлення до колектора транзистора. За допомогою перемикача J2 підключити канал «В» осцилографа до колектора транзистора Q1. Подвійним натисканням

відкрити осцилограф і відключити канал «А» (кнопка 0). За допомогою змінного резистора R1 налаштувати ГЗЗ на режим роботи без відсічення (за допомогою показів осцилографа XSC1 в каналі «В» рис. 10.2, рис. 10.3). Після налаштування на режим роботи без відсічення повернути перемикачі J1 і J2 в попереднє положення (рис. 10.1).

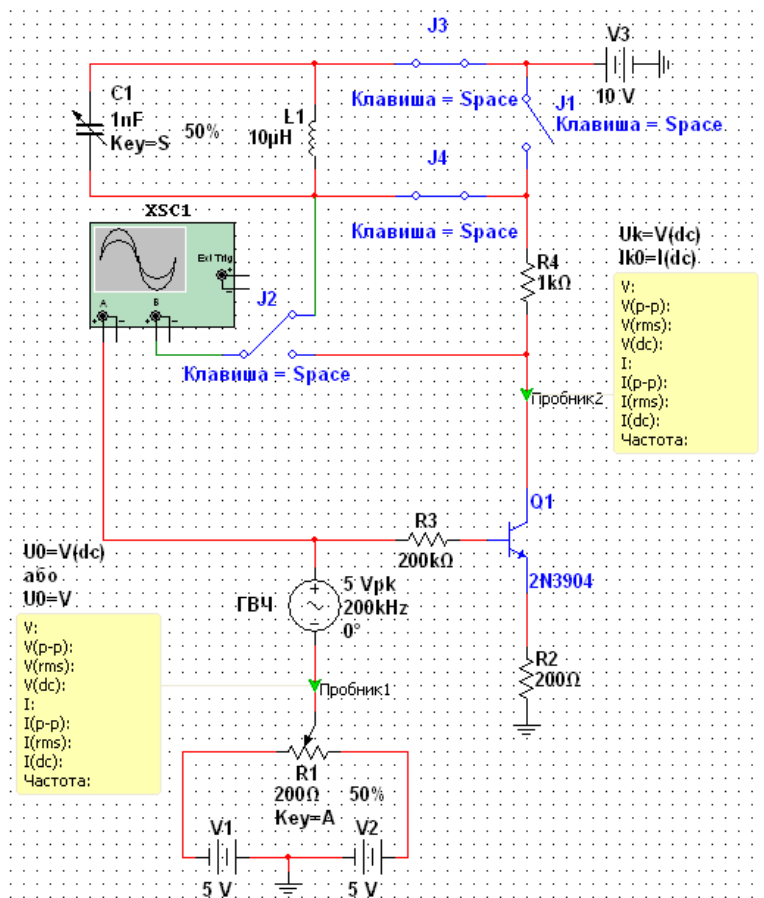


Рис. 10.1. Принципова схема транзисторного ГЗЗ

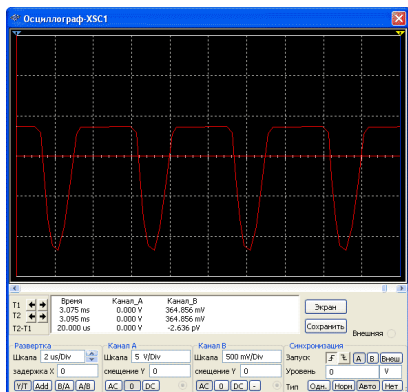


Рис. 10.2. Напряга на колекторі транзистора в режимі роботи з відсіченням

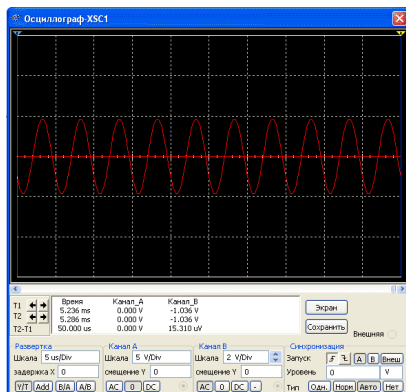


Рис.10.3. Напряга на колекторі транзистора в режимі роботи без відсічення

3. Дослідити вплив налагодження контуру, змінюючи ємність контуру C_k (клавіша «S») з кроком 10% на коливальну потужність P_1 , яка виділяється на контурі. Дані вимірювань занести в табл. 10.1. Розрахувати та побудувати залежності енергетичних показників I_{k0} , U_k , P_1 , P_0 , η як функцію від поділок шкали ємності $C1$ у середовищі Excel за формулами п. 5.

4. Дослідити вплив кута відсічення θ колекторного струму I_{k0} на основні енергетичні показники ГЗЗ. Для цього налаштувати коливальний контур $C1$, $L2$ на ГВЧ, орієнтуючись на покази осцилографа по каналу «В» (на осцилографі повинна спостерігатися максимальна амплітуда коливань). Для зміни кута відсічення необхідно змінювати напругу зміщення на базі транзистора Q1 резистором R1 з кроком 10%. Отримані дані занести в табл.10.2. Відсічення вираховується шляхом вимірювання на осцилографі довжини зрізу косинусоїди τ і періоду коливань T (рис. 10.2) за формулою:

$$\theta = \frac{\tau}{T} 360.$$

Таблиця 10.1 Результати вимірювань

$C_{\kappa},\%$	I_{k0},mA	U_{κ},B	$P_1,\text{мВт}$	$P_0,\text{мВт}$	$\eta,\%$
10					
20					
30					
40					
50					
60					
70					
80					
90					
100					

Таблиця 10.2 Результати вимірювань

$R1,\%$	θ	I_{k0},mA	U_{κ},B	$P_1,\text{мВт}$	$P_0,\text{мВт}$	$\eta,\%$
10						
20						
30						
40						
50						
60						
70						
80						
90						
100						

5. Розрахувати показники транзисторного генератора і побудувати графіки у середовищі Microsoft Excel:

$$P_1 = \frac{1}{2} U_{\kappa} I_{\kappa 1}; \quad P_0 = E_{\kappa} I_{\kappa 0}; \quad \eta = \frac{P_1}{P_0} 100\%,$$

де $I_{\kappa 1} = I_{\kappa 0} \gamma_1$ – струм першої гармоніки колекторного струму;
 $\gamma_n(\theta) = \alpha_n(\theta)(1 - \cos \theta)$ – коефіцієнт форми косинусоїдального імпульсу (де $\alpha_1(\theta) = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}$); $E_{\kappa} = V_4$.

6. Побудувати залежності енергетичних показників I_{k0} , U_{κ} , P_1 , P_0 , η як функцію від θ .

7. Уважно ознайомитись з отриманими даними і спираючись на ці дані зробити висновки.

Питання для самоперевірки

1. Назвіть режими роботи ГЗЗ за кутом відсічення.
2. Як залежить корисна потужність від кута відсічення?
3. Як залежить ККД від кута відсічення?
4. Накресліть схему ГЗЗ з послідовним живленням кола колектора та кола бази.

Література: [2]; [3]; [4]; [5].

Лабораторна робота 11

Дослідження помножувача частоти

Мета роботи: практичне ознайомлення з режимом множення частоти в транзисторній схемі; вивчення методів визначення кута відсічення сигналу по осцилограмам.

Короткі теоретичні відомості

Добротність коливальної системи – відношення енергії запасеної в коливальній системі до енергії, що губиться за один період коливань; характеристика резонансних властивостей системи. Наприклад добротність коливального контуру

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}},$$

де L – індуктивність, C – ємність, R – опір коливального контуру. Чим вище добротність, тем менше втрати енергії й вище вибірковість коливальної системи, і як наслідок вужче смуга частот зовнішніх впливів, які можуть викликати в системі інтенсивні коливання.

Резонанс напруг, послідовний резонанс. Резонанс у електричному колі із з'єднаних послідовно котушки індуктивності й конденсатора. На резонансній частоті опір реактивний у такому ланцюгу дорівнює нулю, і струм у ньому по фазі збігається із прикладеною напругою. Резонанс напруг використовують, наприклад, для підвищення напруги в імпульсних пристроях.

Резонанс струмів, паралельний резонанс, резонанс в електричному колі з котушки індуктивності й конденсатора, з'єднаних паралельно щодо джерела змінного струму. При резонансі струмів алгебраїчна сума реактивних провідностей гілок дорівнює нулю й загальний струм кола збігається по фазі із прикладеною напругою. Резонанс струмів використовують для поліпшення коефіцієнта потужності електричних установок, у радіоприймальних пристроях і т.д.

В основі роботи малопотужних транзисторних помножувачів частоти звичайно лежить принцип виділення гармоніки потрібної частоти з імпульсів колекторного струму. На високих частотах на режим і параметри помножувача суттєво впливає реакція навантаження, і її необхідно враховувати.

При досить високій добротності контурів помножувача його вхідна й вихідна напруги мають форму, близьку до гармонійної. Це пояснюється тим, що в каскадах малопотужних транзисторних помножувачів частоти у якості погоджувальних кіл застосовують резонансні паралельні контури або П-образні ланки (типу ФНЧ).

Під час відсутності реакції навантаження або при короткому замиканні виходу форма напруги на переході емітер-база в помножувачі така ж як у підсилювачі. Реакція навантаження приводить до викривлення форми напруги на емітерному переході, і так само до деякої зміни кута відсічення. Точний аналіз показує, що зміна кута відсічення не дуже велике й у розрахунках можна використовувати кут відсічення, який відповідає режиму короткого замикання на виході.

Помножувачі частоти застосовуються в радіопередавачах головним чином для переносу спектра стабілізованих кварцом низькочастотних коливань у більш високочастотний діапазон. Крім того, помножувачі частоти використовуються для поглиблення частотної й фазової модуляції. Як правило, частота множитья в ціле число раз (n), яке називається кратністю множення.

Оскільки множення частоти — суттєво нелінійний процес, до складу помножувача включають нелінійний елемент (НЕ). Структурна схема помножувача частоти представлена на рис. 11.1.

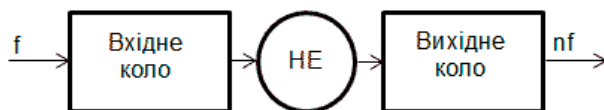


Рис. 11.1. Структурна схема помножувача частоти

На вхід надходять електромагнітні коливання частоти f , з виходу в навантаження передаються коливання частотою nf . Вхідне коло необхідне для найбільш повної передачі вхідної потужності до НЕ, вихідне коло спричиняє трансформацію опору навантаження помножувача в деякий опір на електродах НЕ, що забезпечує оптимальний режим. Крім того, вхідні і вихідні кола мають вибірні властивості: вхідне коло пропускає коливання частоти f , вихідне — частоти nf .

У якості нелінійних елементів в помножувачах частоти застосовують біполярні й польові транзистори, напівпровідникові діоди й використовують нелінійні ділянки вольт-амперних, вольт-кулонних або ампер-веберних характеристик.

Помножувачем частоти може служити підсилювач потужності на біполярному або польовому транзисторі, вихідне коло якого настроений в резонанс із частотою nf . Якщо підсилювач працює в режимах класів АВ, В або С, то вихідний струм транзистора $i_k(t)$ має форму косинусоїдальних імпульсів, у спектрі яких поряд з основною частотою присутні вищі гармоніки. У вихідному колі, що погоджує, струм $i_k(t)$ створюється певна напруга $u_k(t)$. При досить високій добротності вихідного кола напруга $u_k(t)$ майже гармонійна із частотою nf . У результаті в навантаження передається потужність n -ї гармоніки $P_n = I_{kn} U_{kn} / 2$, де I_{kn} , U_{kn} — амплітуди n -ї гармоніки вихідного струму й напруги транзистора.

Режими роботи транзистора в помножувачі частоти.

Звичайне множення частоти за допомогою транзисторів здійснюється на малому рівні потужності. Пояснюється це тим, що ККД помножувачів суттєво нижче ККД підсилювачів. Вихідні каскади транзисторних передавачів працюють, як правило, у режимі посилення потужності, а не множення частоти. При аналізі режимів роботи транзистора вважаємося, що форма напруги на керуючому

електроді гармонійна: $u_y = E_{cm} + U_{y1} \cos \omega t$, де E_{cm} — постійна напруга зсуву; U_{y1} — амплітуда першої гармоніки керуючої напруги ($\omega = 2\pi f$).

Якщо в якості нелінійного елемента застосований біполярний транзистор, то для ослаблення залежності енергетичних параметрів помножувача від частоти використовують коригувальні кола. Застосовують в основному емітерну корекцію. Амплітуда n -ї гармоніки вихідного струму

$$I_{kn} = \alpha_n(\theta) i_{k\max} \quad (11.1)$$

або

$$I_{kn} = \gamma_n(\theta) S_{y1}, \quad (11.2)$$

де $\alpha_n(\theta)$ і $\gamma_n(\theta)$ — нормовані коефіцієнти ряду Фур'є для періодичної послідовності косинусоїдальних імпульсів.

Для збільшення вихідної потужності P_n бажано кут відсічення θ вибрати таким чином, щоб амплітуда I_{kn} була по можливості найбільша. На рис. 10.2 представлені залежності $\alpha_n(\theta)$ і $\gamma_n(\theta)$, побудовані по формулах (11.3)-(11.5).

$$\alpha_0 = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}, \alpha_1 = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} \quad (11.3)$$

$$\alpha_n(\theta) = \frac{2}{\pi} \frac{\sin(n\theta) \cos \theta - n \cos(n\theta) \sin \theta}{n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)}; n \geq 2 \quad (11.4)$$

$$\gamma_n(\theta) = \alpha_n(\theta)(1 - \cos \theta), n = 0, 1, 2, \dots \quad (11.5)$$

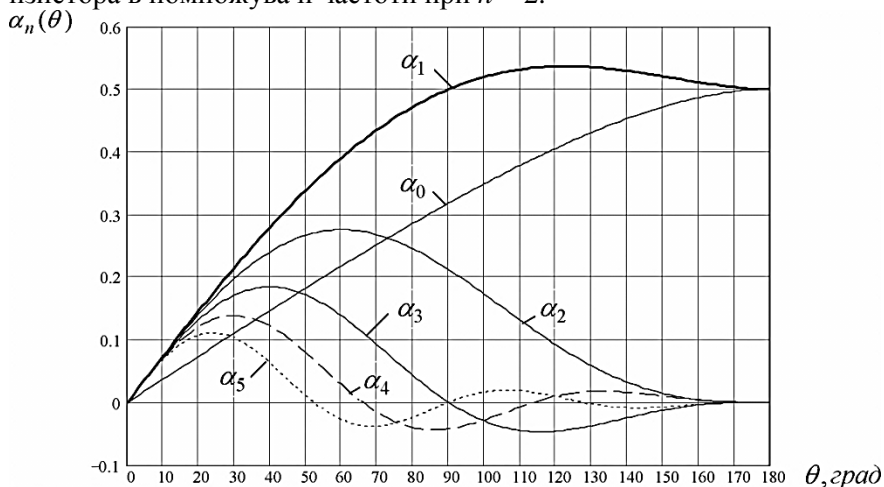
Найбільша амплітуда струму відповідає екстремумам функцій $\alpha_n(\theta)$ або $\gamma_n(\theta)$, число яких, як видно з рис. 11.2, рівно $n - 1$. Якщо для розрахунків I_{kn} використовують α -коефіцієнти, то доцільно вибрати перший екстремум залежності $\alpha_n(\theta)$, що відповідає оптимальним кутам відсічення $\theta_{opt}^\alpha = 120/n$. Дійсно, як впливає з рис. 11.2, саме при таких кутах відсічення виходить найбільше абсолютне значення α_n . При використанні γ -коефіцієнтів для розрахунків I_{kn} оптимальні кути відсічення визначаються формулою, яка одержується при дослідженні на екстремум функції $\gamma_n(\theta)$ (11.3):

$$\theta_{opt} = \pi k / n,$$

де $k= 1,2, n - 1$ — номер екстремума, причому модулі γ_n , відповідні до оптимальних кутів відсічення й різним значенням k , спільномірні.

Вибір α - або γ - коефіцієнтів для розрахунків I_{kn} обумовлений наступним. Якщо потрібно одержати максимальну вихідну потужність, то доцільно розраховувати I_{kn} по формулі (11.1). Якщо ж необхідний максимальний коефіцієнт передачі, потрібно користуватися формулою (11.2).

Для розрахунків режиму роботи транзистора застосовуються співвідношення, що використовуються для розрахунків активних елементів у підсилювачах потужності. Відмінність полягає лише в тому, що замість величин $I_{к1}$, P_1 і η_1 розраховують відповідно величини $I_{кn}$, P_n і $\eta_n = P_n/P_0$. На рис. 11.3 наведені часові залежності основних електричних величин, які визначають режим роботи транзистора в помножувачі частоти при $n = 2$.



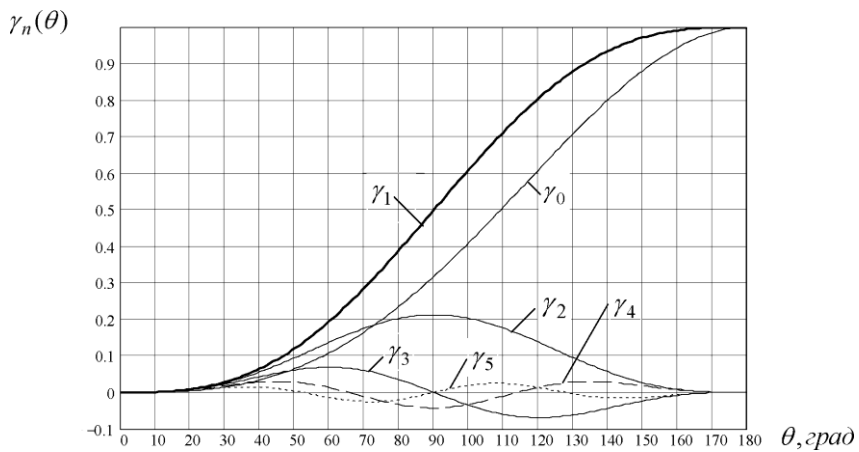


Рис.11.2. Залежність α - і γ -коефіцієнтів від кута колекторного струму.

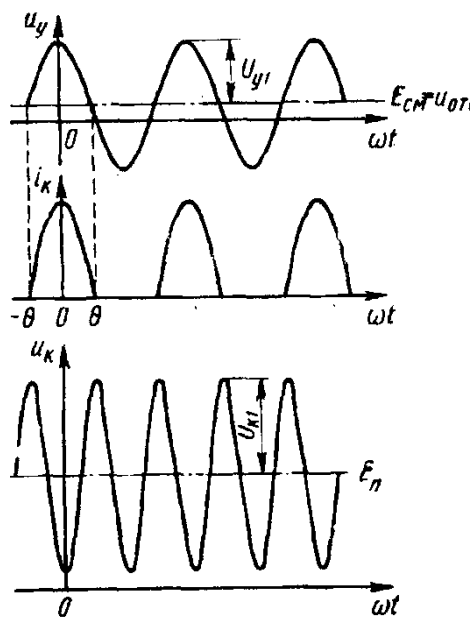


Рис. 11.3. Залежності u_y , i_K , u_K від часу

Множення частоти в транзисторних помножувачах здійснюється завдяки нелінійності перехідної вольт-амперної характеристики

транзистора. Переваги транзисторних помножувачів полягає в тому, що в них поряд із множенням частоти підсилюється вхідна потужність. Підсилення потужності відбувається в результаті перетворення потужності джерела живлення в потужність коливань частоти nf . Недоліком є істотне падіння вихідної потужності, ККД і коефіцієнта підсилення K_p із ростом частоти коливань і кратності множення. На практиці транзисторні помножувачі частоти застосовуються до частот діапазону НВЧ і мають кратність множення $n < 3$.

Опис схеми

Схема являє собою резонансний транзисторний підсилювач, що працює в режимі відсічення рис. 11.4.

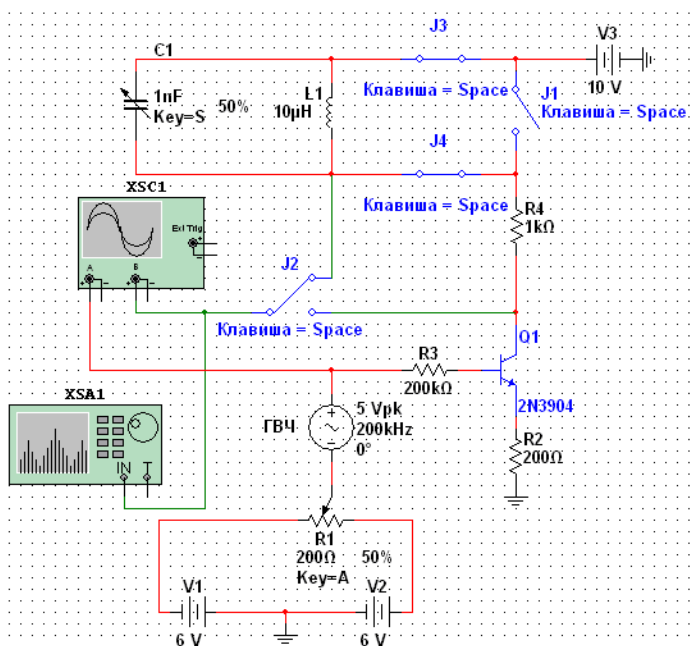


Рис. 11.4. Схема лабораторного макета помножувача частоти.



У коло колектора включений паралельний коливальний контур, який потрібно розрахувати і налаштувати на частоту сигналу від ГВЧ 200 кГц. Контур підбудовується конденсатором С1. Для спостереження напруги на осцилографі послідовно з контуром включений резистор R4.

Для спостереження форми колекторного струму слугують перемикачі J1, J2, J3, J4 (спрацьовують при натисканні на клавіші "Space bar").

Компоненти схеми (рис.11.4)

- Джерело живлення постійної напруги (**DC_POWER**): 10 В, 6В (2)
- Резистори (**RESISTORS**): 1 кОм, 200 кОм, 200 Ом
- Потенціометр (**POTENTIOMETER**) 200 Ом
- Конденсатор змінної ємності (**VARIABLE_CAPACITOR**): 1 нФ (3)
- Котушка індуктивності (**INDUCTOR**): 10 мкГн
- Транзистор (**Transistors**): 2N3904
- Джерело змінної напруги (**AC_Voltage**): 5 В, 200 кГц
- Заземлення (**GROUND**): (3)
- Перемикачі **DIPSW1** (3), **SPDT**

Устаткування

-  Осцилограф двоканальний (**Oscilloscope**)
-  Аналізатор спектра (**Spectrum Analyzer**)

Порядок виконання лабораторної роботи

1. Зберіть схему підключення приладів і вимірювального стенда відповідно до рис. 11.4. У якості джерела сигналу використовується генератор високої частоти (ГВЧ).

2. Ввімкнути перемикачем «I/O» (розміщений на панелі керування) живлення на ГЗЗ та налаштувати його на режим роботи без відсічення (лабораторна робота №10 налаштування ГЗЗ).

3. За допомогою конденсатора змінної ємності С1 настроїти коливальний контур в резонанс з ГВЧ для виділення потрібної гармоніки. Резонанс розпізнається по максимальній амплітуді напруги на осцилографі в каналі «В».

4. При кожному значенні на ГНЧ частоти гармонічного сигналу $f_0 = f_p/2$, $f_0 = f_p/3$, $f_0 = 2f_p$, $f_0 = 3f_p$ ($f_p=200\text{КHz}$), розрахувати ємність конденсатора змінної ємності С1 виходячи з умов резонансу струмів. Якщо резонансна ємність конденсатора С1 розрахована правильно то при встановленні цього значенні на С1 буде спостерігатися максимальна амплітуда на колекторі транзистора (максимуми та мінімуми осцилограми повинні бути при цьому на приблизно однакові по амплітуді, але різні за знаком). Заповнити табл. 11.1 і в звіт лабораторної роботи занести осцилограми с колектора та емітера транзистора, а також спектрограми з колектора для режимів подвоєння та потроєння частоти. Для виміру кута відсічення перемикачами J3 і J4 від'єднати коливальний контур С1, L1 та,за допомогою перемикача J2 підключити канал «В» осцилографа до колектора транзистора Q1. Подвійним натисканням відкрити осцилограф і включити канал «В» (кнопка «АС» осцилографа). Для зняття осцилограми з колектора транзистора перемикачі J1, J2, J3, J4 поставити в протилежне положення, зображеному на рис.4.

Таблиця 11.1. Параметри гармонік при основній частоті ГВЧ 200кГц.

Частота гармоніки f_0 , кГц	Кут відсічення θ ,град	Амплітуда сигналу A , mV	амплітуда гармоніки сигналу,mV
66			
100			
200			
400			
600			

5. Зробити висновки.

5.1. В висновках слід відобразити пояснення ефекта помноження частоти.

Питання для самоперевірки

1. Що таке добротність?
2. Резонанс напруг. Рівняння резонансу. Параметри коливального контура при резонансі напруг. Використання резонансу напруг.

3. Резонанс струмів. Рівняння резонансу. Параметри коливального контура при резонансі струмів. Використання резонансу струмів.

4. Принцип дії малопотужних помножувачів частоти.

5. Як впливає реакція навантаження на формі сигналу малопотужних помножувачів частоти?

6. Кут відсічення якого режиму вибирають для розрахунків? Чому?

Література: [3]; [4]; [5].

Лабораторна робота 12

Дослідження амплітудно-модульованих радіосигналів

Мета роботи: дослідження радіосигналів з амплітудною модуляцією (АМ), порівняння тонально модульованих радіосигналів і їх спектрів при різних коефіцієнтах амплітудної модуляції, дослідження амплітудно-модульованих сигналів при різних сигналах, що модулюють.

Короткі теоретичні відомості

Радіочастотні коливання, які створюються радіопередавачем і випромінюються його антеною у вигляді електромагнітних хвиль, використовуються для передачі інформації тому, що вони легко поширюються на великі відстані.

Повідомлення, які необхідно передавати, найчастіше являють собою низькочастотні коливання. Так, механічні коливання звуку, перетворені мікрофоном в електричні, являють собою коливання низької частоти. Такі коливання не можуть поширюватися на великі відстані. Тому спектр низькочастотного сигналу необхідно перенести в область радіочастот. Для цього необхідно здійснити керування ними.

Процес керування коливаннями радіочастоти за допомогою коливань низької частоти називається модуляцією.

Модуляція здійснюється за допомогою спеціального обладнання, називаного *модулятором*. На один вхід модулятора подається

напряга радіочастоти, на іншій — низькочастотний переданий сигнал. На виході модулятора виходить модульоване коливання.

Радіочастотні коливання, здійснюючи перенос сигналу, зберігають його властивості. Вони називаються *несучими*.

Радіочастотні коливання характеризуються трьома параметрами: амплітудою, частотою й фазою. Вони зв'язані співвідношенням $i = I_H \cos(\omega t + \varphi)$.

Для здійснення модуляції необхідно змінювати в часі один з параметрів радіочастотного коливання відповідно до переданого сигналу. Залежно від того, який з параметрів радіочастотного коливання змінюється, розрізняють *амплітудну, частотну й фазову* модуляцію.

При роботі передавача в імпульсному режимі для здійснення модуляції змінюється один з параметрів імпульсів. Така модуляція називається *імпульсною*.

Для передачі телеграфних сигналів змінюють один з параметрів радіочастотних коливань відповідно до телеграфного коду. Радіо-телеграфну модуляцію називають *маніпуляцією*. Розрізняють відповідно маніпуляцію амплітудну, частотну й фазову.

Амплітудною модуляцією називається процес зміни амплітуди коливань радіочастоти відповідно до зміни амплітуди коливань низької частоти переданого сигналу.

Передане коливання, наприклад мова, музика, є складним коливанням. І його можна розглядати як суму простих гармонійних складових коливань різних амплітуд, частот і фаз.

Для простоти аналізу розглянемо модуляцію одним тоном частоти Ω , тобто коли перед мікрофоном звучить однотонне коливання однієї частоти. Графік його можна представити у вигляді гармонійного (синусоїдального або косинусоїдального) коливання, як показано на рис. 12.1, аналітично записати виразом $u_{\Omega} = U_{\Omega} \cos \Omega t$. При амплітудній модуляції за законом зміни модулюючого коливання, у цьому випадку за законом $\cos \Omega t$, повинна змінюватися амплітуда струму радіочастоти. Це означає, що під час позитивного півперіоду звукового коливання амплітуда радіочастотного струму зростає (точки 2-4 на рис. 12.1), а під час негативного півперіоду — зменшується (точки 4-6 на рис. 12.1).

Зміна амплітуди радіочастотних коливань математично можна вивести в такий спосіб. Рівняння струму в антені або у вихідному

колі модулюємого каскаду до модуляції має вигляд $i = I_{HEC} \cos \omega_H t$. Це коливання називається несучим. У процесі модуляції амплітуда струму I_{HEC} одержує збільшення ΔI_{HEC} , причому це збільшення змінюється за законом зміни модулюючого сигналу $\Delta I_{HEC} \cos \Omega t$.

Тоді вирази струму радіочастоти при модуляції приймають вид $i = (I_{HEC} + \Delta I_{HEC} \cos \Omega t) \cos \omega_H t$.

Виконуючи подальше перетворення виразу струму модульованих коливань, одержуємо

$$i = I_{HEC} (1 + \Delta I_{HEC} / I_{HEC} \cos \Omega t) \cos \omega_H t = I_{HEC} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_H t.$$

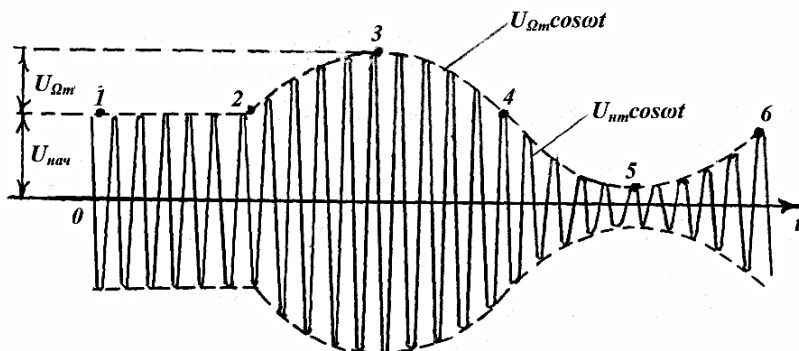


Рис. 12.1. Часова діаграма амплітудно-модульованих коливань

Відношення збільшення амплітуди струму несучої частоти при модуляції ΔI_{HEC} до його значення до модуляції I_{HEC} позначають буквою m і називають коефіцієнтом глибини модуляції або глибиною модуляції.

Значення коефіцієнта глибини модуляції m залежить тільки від амплітуди коливання, що модулює. Наприклад, при передачі мови або музики — від гучності звуку. При лінійній модуляції коефіцієнт m прямо пропорційний амплітуді напруги сигналу, що модулює, $m = a U_{\Omega}$, де a — коефіцієнт пропорційності. На рис. 12.2 наведені часові діаграми амплітудно-модульованих коливань при різних коефіцієнтах модуляції m . При $m = 0$ модуляції немає. При $m = 0,5$ (50%) амплітуда напруги модулюючих коливань така, що викликає зміну амплітуди радіочастотних коливань до половини первісного значення. При $m = 1$ ($U_{\Omega} = U_{\omega}$) (стовідсоткова модуляція) амплітуда радіочастотних коливань збільшується в 2 рази. У цих

двох випадках огинаюча амплітуд модульованих коливань точно (без викривлень) відтворює форму сигналу. При подальшому збільшенні амплітуди напруги сигналу $m > 1$ ($U_{\Omega} > U_{\omega}$) виходить перемодуляція. Під час негативного півперіоду сигналу частина коливань радіочастоти зрізується (точки 1—2 на рис. 12.2 б) і форма огинаючої модульованих коливань спотворюється. Виникають нелінійні викривлення форми переданого сигналу. Отже, для здійснення амплітудної модуляції без викривлень коефіцієнт модуляції m не повинен перевищувати одиниці.

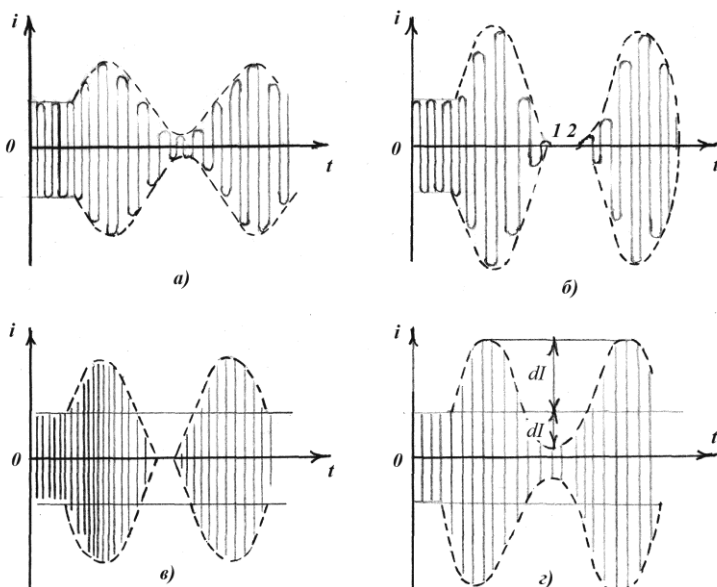


Рис. 12.2. Графіки амплітудно-модульованих сигналів при різних глибинах модуляції: $m < 1$ (а), $m=1$ (б), $m > 1$ (в, г)

Вирази для струму амплітудно-модульованих коливань можна представити в наступному виді:

$$I = I_{a \text{ нес}} \cos \omega_{\text{нес}} t + 0,5 m I_{a \text{ нес}} \cos (\omega_{\text{нес}} + \Omega) t + 0,5 m I_{a \text{ нес}} \cos (\omega_{\text{нес}} - \Omega) t.$$

Видно, що модульовані по амплітуді коливання є складним і складається із трьох складових:

- коливання несучої частоти $\omega_{\text{нес}}$ з амплітудою $I_{a \text{ нес}}$, такою же, як і до модуляції;

- коливання із частотою $\omega_{нес} + \Omega$ і амплітудою $0,5I_{a\ нес}$, яке називається коливанням верхньої бічної частоти;
- коливання із частотою $\omega_{нес} - \Omega$ і амплітудою $0,5I_{a\ нес}$, яке називається коливанням нижньої бічної частоти.

Графічно спектр коливань, модульованих по амплітуді низько-частотним коливанням однієї частоти Ω , можна зобразити, як показано на рис. 12.3,а. Видно, що при амплітудній модуляції одним тоном частота й спектр модульованого коливання містить три гармонійні коливання — несучу й два бічні, кожне з яких перебуває на відстані, рівному частоті модулюючого коливання.

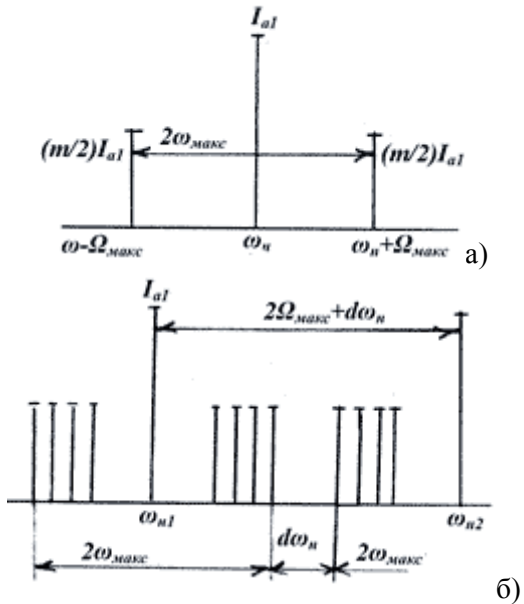


Рис.12.3. Спектр частот при амплітудній модуляції

Але мова або музика є складними коливаннями. Їх можна представити, складаючимися із гармонійних коливань. Тоді при модуляції складним коливанням модульоване коливання містить стільки нижніх і верхніх бічних складових, скільки їх є в спектрі мо-

дулюючого сигналу. У результаті в складі модульованого коливання буде дві смуги частот: нижня бічна й верхня бічна (рис. 12.3,б).

Смуга частот і баланс потужностей.

Загальна ширина смуги частот амплітудно-модульованих коливань рівна подвоєній максимальній частоті модуляції:

$(\omega_{нес} + \Omega) - (\omega_{нес} - \Omega) = 2\Omega_{МАКС}$. Звукові коливання займають спектр частот 20...20000 Гц. Однак розбірливість мови виявляється достатньою при відтворенні смуги частот у межах 300...4500 Гц. При цьому смуга амплітудно-модульованого коливання складе 9000 Гц. Відстань між несучими частотами сусідніх радіопередавачів у цьому випадку становить 10 кГц (мал. 12.3,б). Ширина спектра модулюючого сигналу визначається відповідними стандартами на канал зв'язку, віщання, передавачі й приймачі.

При амплітудній модуляції амплітуда струму в навантаженні безупинно змінюється від $I_{МИН}$ до $I_{МАКС}$. Отже, і режим модулюючого генератора також змінюється. У процесі амплітудної модуляції розрізняють наступні режими роботи модулюючого каскаду:

- режим несучої частоти або режим мовчання, коли генератор радіочастоти включений, а мікрофон не включений і модуляція відсутня;
- максимальний режим або режим максимальної коливальної потужності при найбільшому значенні струму й максимальному коефіцієнті модуляції;
- мінімальний режим або режим мінімальної потужності при найменшому струмі;
- режим середньої потужності за період одного модулюючого періоду низькочастотного сигналу.

Для спрощення припустимо, що модуляція симетрична, лінійна, неспотворена здійснюється синусоїдальною напругою. Модульований по амплітуді струм проходить через активний опір навантаження R_H або антени R_a .

Під час відсутності модулюючої напруги тобто в режимі мовчання несуче коливання створює на опорі навантаження потужність $P_H = 0,5 I_H^2 R_H$.

У процесі модуляції змінюється амплітуда струму, а отже, і потужність на навантаженні:

- у мінімальному режимі $P_{МІН}=0,5I_{МІН}^2R_H=0,5[I_H(1-m)]^2R_H=P_H(1-M)^2$,
- у максимальному режимі $P_{МАКС}=0,5I_{МАКС}^2R_H=0,5[I_H(1+m)]^2R_H=P_H(1+m)^2$.

Із цих виразів видно, що при стовідсотковій ($m=1$) модуляції потужність у максимальному режимі в 4 рази більше, чим у режимі несучої частоти. У мінімальному режимі при $m=1$ $P_{МІН}=P_H(1-M)^2=0$.

Середня потужність P_{CP} , що виділяється на навантаженні за період дії модулюючого сигналу складається з потужностей несучого й двох бічних коливань

$$P_{CP} = P_H - P_{Н.Б} + P_{В.Б}, \quad P_B = 0,5I_B^2 R_H = 0,5 \left(\frac{mI_H}{2} \right)^2 R_H = 0,5 \frac{mI_H^2}{2} R_H = P_H,$$

$$P_{CP} = P_H + 2P_B = 0,5I_H^2 R_H + 2 \left(0,5 \left(\frac{mI_H}{2} \right)^2 R_H \right) = P_H (1 + 0,5m^2).$$

Звідси видно, середня потужність більше потужності несучих коливань в $(1+0,5m^2)$ раз і при 100% модуляції в півтора рази більше її: $P_{CP} = 1,5P_H$.

Потужності P_H і P_{CP} - це потужності за тривалий проміжок часу, у той час коли потужності $P_{МАКС}$ і $P_{МІН}$ мають миттєвий характер.

Розглядаючи графік спектрального складу модульованих коливань, бачимо, що вся корисна інформація про переданий сигнал утримується в бічних складових. А з отриманих вище виразів випливає, що при $m = 1$ потужність двох бічних частот в 2 рази менше потужності несучої і в 8 раз менше пікової максимальної потужності. Практично коефіцієнт модуляції $m \approx 0,3$. При цьому амплітуди струму бічних складових будуть менше й складуть $0,3I_H/2$, тобто зменшується в $1/0,3 \approx 3,3$ рази, а потужності бічних частот зменшується в $3,3^2 = 10$ раз. Тому амплітудна модуляція енергетично не вигідна.

Іншим недоліком амплітудної модуляції є широка смуга частот, яка захоплена модульованим коливанням, вона вдвічі ширше спектра модулюючого сигналу.

Але амплітудна модуляція має важливі достоїнства, що обумовлюють широке застосування її в масовому радіомовленні. До них відноситься простота приймачів для приймання амплітудно-модульованих коливань.

В основному амплітудна модуляція використовується в радіомовних системах довгих, середніх і коротких хвиль, а також для

передачі зображення в телевізійних передавачах метрових і дециметрових хвиль.

Способи здійснення амплітудної модуляції.

Аналіз модульованих по амплітуді коливань показує, що в процесі модуляції з'являються нові частоти — бічні, яких не було на вході модулюючого обладнання. *Нові частоти, як відомо, можуть з'явитися тільки на виході обладнання, що має нелінійну вольт-амперну характеристику.* Отже, для здійснення амплітудної модуляції необхідний нелінійний елемент. Такими нелінійними елементами можуть бути електронні прилади, лампи, транзистори, діоди й ін., що володіють нелінійною вольт-амперною характеристикою.

Для здійснення амплітудної модуляції напруга, що модулює, вводиться в коло живлення одного або декількох електродів електронного приладу. При зміні напруги живлення одного електрода модуляція називається простою або одинарною. Якщо ж змінюється напруга живлення декількох електродів, модуляція називається комбінованою. Залежно від того, на який електрод подається напруга, що модулює, розрізняють наступні види амплітудної модуляції: сіткову, базову, анодну, колекторну й анодно-екранну.

Модуляція на базу транзистора

У транзисторних каскадах передавачів модуляція на базу може здійснюватися як зміною напруги зсуву, так і зміною напруги збудження.

Для здійснення базової модуляції зсувом (рис.12.4) напруга, що модулює, вводиться в коло бази транзистора послідовно з напругою зсуву й напругою збудження, як показано на рис. 12.4. Тому що для здійснення модуляції необхідний нелінійний елемент, то напруга зсуву вибирається такою, щоб робоча точка у вихідному режимі перебувала лівіше початку характеристики (точка *A* на рис. 12.5,а). При цьому в колі бази протікає незначний негативний струм I_{B0} (рис. 12.5,а). Транзистор закритий, і в колі колектора струм не протікає.

Якщо в колі бази крім напруги зсуву й напруги збудження включена й звукова напруга $u_{\Omega} = U_{\Omega} \cos \omega t$, то результуюча напруга $e_B = E_{B0} + U_{\Omega} \cos \Omega t + U_{\omega} \cos \omega t$. Тому що напруга звукової частоти змі-

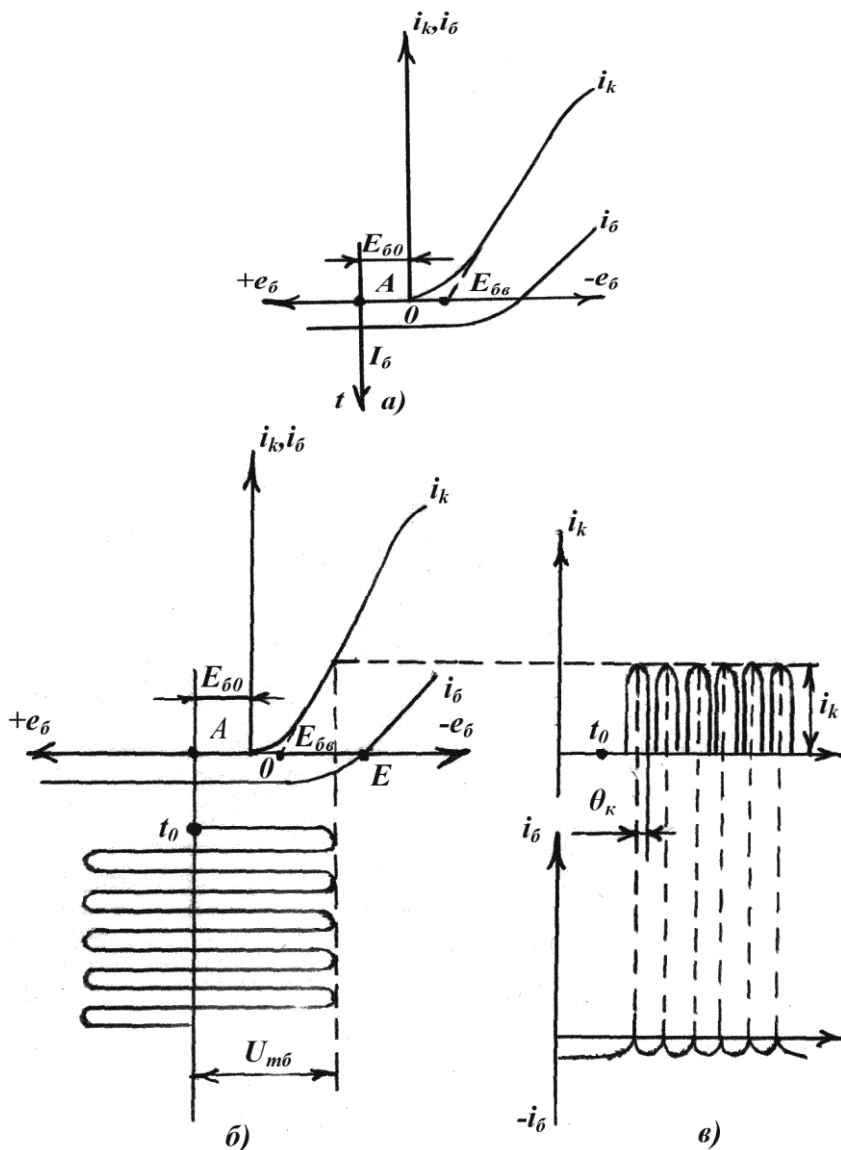
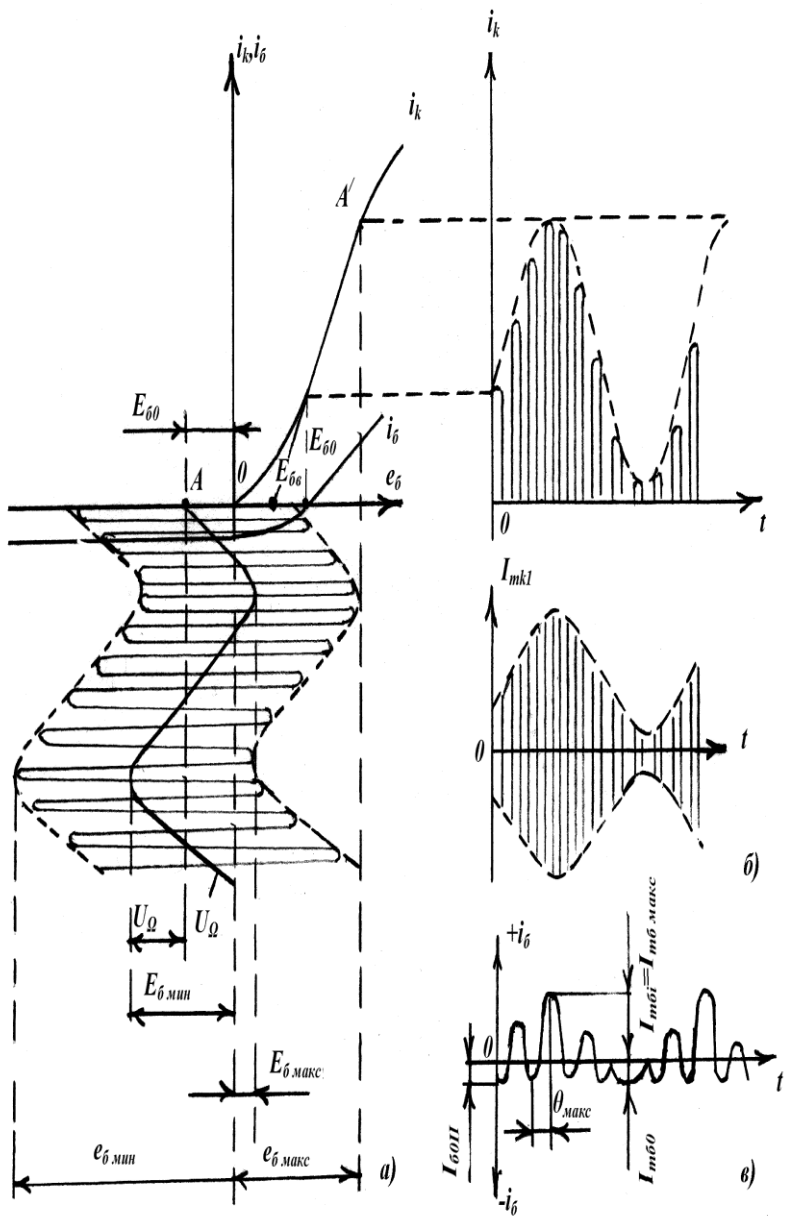


Рис.12.5. Фізичні процеси при модуляції на базі зсувом



12.6. Фізичні процеси при модуляції на базу зсувом

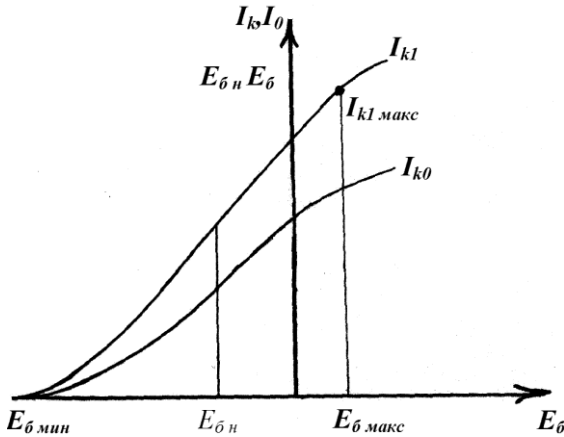


Рис. 12.7. Модуляційні характеристики колекторного струму при базовій модуляції зсувом

Робочу точку в режимі мовчання треба вибрати на середині прямолінійної ділянки модуляційної характеристики, що досягається вибором відповідної напруги зсуву E_B . У режимі максимальної потужності генератор працює в оптимальному режимі (точка $I_{k1 \text{ макс}}$ на рис. 12.7). Як видно з характеристик, модулюючий генератор при базовій модуляції увесь час працює в недонапруженому режимі, досягаючи оптимального режиму тільки в моменти максимумів звукової напруги. Тому ККД колекторного кола генератора при базовій модуляції зсувом низький, що обмежує застосування цього виду модуляції.

Базова модуляція знаходить застосування в якості елемента комбінованої колекторної модуляції.

При базовій модуляції збудженням за законом зміни модулюючої напруги змінюється амплітуда напруги в колі бази, а напруга базового зсуву й колекторна напруга не змінюються. При цьому відбувається посилення модульованих коливань. Тому вона можлива в режимах коливань класу В, так і в режимі коливань класу А. Однак режим коливань класу А через низький ККД застосовувати недоцільно.

Перевага базової модуляції збудженням у тому, що модуляційна характеристика при відповідному виборі режиму генератора може бути більш лінійною, чим при базовій модуляції зсувом. Крім того,

при виборі кута відсічення $\theta=90^\circ$ можна одержати поглиблення модуляції, тобто в колекторному колі 100% модуляцію при глибині модуляції в базовому колі менше одиниці.

При класичній амплітудній модуляції амплітуда несучого коливання змінюється за законом інформаційного сигналу $s(t)$:

$$u_{AM}(t) = A_0[1 + Ms(t)] \cos 2\pi f_0 t,$$

де A_0 – амплітуда несучого коливання, M – коефіцієнт амплітудної модуляції, $s(t)$ – нормований інформаційний сигнал. Коефіцієнт амплітудної модуляції M можна визначити по найбільшому A_{\max} і найменшому A_{\min} значенням АМ сигналу (рис. 12.9 а):

$$M = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}}.$$

Коефіцієнт модуляції M змінюється в межах $0 \leq M \leq 100\%$. При 100% модуляції мінімум, що обгинає опускається до нуля (рис. 12.10 б).

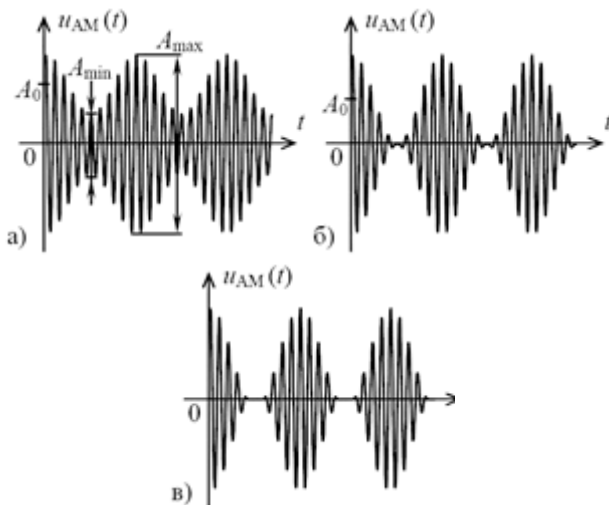


Рис. 12.8. Амплітудно-модульовані сигнали.

- а) АМ сигнал при $M < 100\%$; б) АМ сигнал при $M = 100\%$;
в) АМ сигнал при перемодуляції.

Якщо спробувати ще більше підвищити розмах коливань, то відбувається відсічення коливань знизу, порушується відповідність між інформаційним сигналом $s(t)$, та огинаючою, виникає так званий режим «перемодуляції» (рис. 12.8 в).

Спектр АМ сигналу можна знайти виходячи з (12.1) як згортку спектрів двох складових: несучого коливання $u_n(t) = A_0 \cos 2\pi f_0 t$ і інформаційного сигналу з доданою постійною складовою $u_{\text{НЧ}}(t) = 1 + MS_0 \cos 2\pi ft$. На рис. 12.9 показані спектри низькочастотного сигналу, несучого коливання, і АМ сигналу. По спектру тонально модульованого сигналу коефіцієнт амплітудної модуляції можна визначити в такий спосіб:

$$M = \frac{2A_{\text{бок}1}}{A_0},$$

де $A_{\text{бок}1}$ – амплітуда 1-ї бічної гармоніки, A_0 – амплітуда гармоніки несучого коливання.

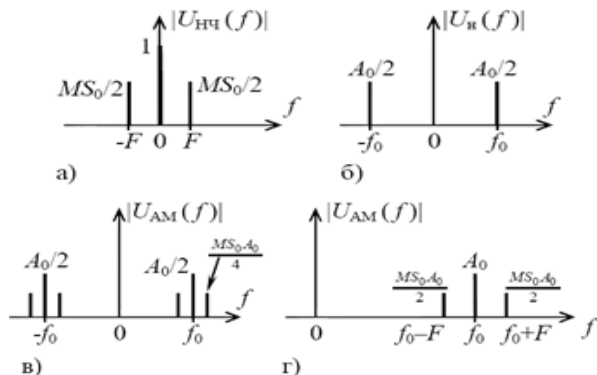


Рис. 12.9. Формування спектра АМ сигналу.

а) спектр низькочастотного сигналу $u_{\text{НЧ}}(t)$; б) спектр несучого коливання $u_n(t)$; в) комплексний спектр АМ сигналу; г) однобічний спектр АМ сигналу.

Коефіцієнт корисної дії (ККД) АМ сигналу можна визначити по формулі:

$$\eta = \frac{P_{\approx}}{P_{\Sigma}} 100\% = \frac{\sum_k A_{\text{бок}k}^2}{\frac{A_0^2}{2} + \sum_k A_{\text{бок}k}^2} 100\%,$$

де P_{\approx} – коливальна (корисна) потужність АМ сигналу, P_{Σ} – повна середня потужність АМ сигналу, k – кількість бічних гармонік АМ сигналу.

Якщо не накладати обмежень на глибину модуляції й знак амплітуди, одержимо модульоване коливання:

$$u(t) = A_0[k_0 + k_1s(t)]\cos(\omega t), \quad (12.1)$$

Вибір постійної k_0 і змінної $k_1s(t)$ складових сигналу довільний. Зокрема, якщо вибрати $k_0 = 0$, то радіосигнал називається балансовим АМ (БАМ). Якщо постійна складова сигналу $s(t)$ дорівнює нулю, то несуча частота буде відсутня у спектрі БАМ радіосигналу (модуляція з подавленою несучою). Приклади сигналів типу (12.8) і їх однобічні амплітудні спектри наведені на рис. 12.10.

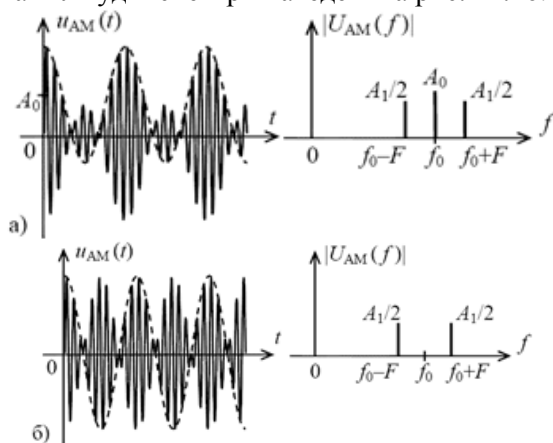


Рис. 12.10. Приклади АМ сигналів зі знаковмінним, модулюючим впливом і їх спектрів. а) $k_0 \neq 0$; б) балансова амплітудна модуляція, $k_0 = 0$.

Завдання для підготовки до лабораторної роботи

Зобразити амплітудно-модульовані сигнали, отримані по формулі (12.1).

Таблиця 1. Модулюючий сигнал $s(t) = \cos(2\pi Ft)$

Варіант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$A_0, \text{В}$	2	7	6	10	8	5	3	4	1	9
k_0	1	3	3,5	4	5	2	6	1,5	2	1
k_1	0,8	2	3	1	4,5	0,5	4,5	1	1,8	0,4
$F, \text{кГц}$	4	5	2	1	8	4	5	2	1	8

Таблиця 2. Модулюючий сигнал $s(t) = \frac{A}{q} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2A}{\pi k} \sin\left(\frac{\pi k}{q}\right) \cos\left(\frac{2\pi k}{T}t\right)$ -

періодична послідовність прямокутних імпульсів з періодом повторення T і шпаруватістю q .

Варіант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$A_0, \text{В}$	9	1	4	3	2	8	10	6	7	6
k_0	0	0,5	-0,25	0,33	-2	-0,2	-0,1	-0,4	0,1	0
k_1	0,5	5	1	2	4	1	0,5	1	1,5	1
$T, \text{мс}$	2	3	1	4	8	5	3	4	2	1
q	3	5	4	6	2	5	4	6	2	3



Опис схеми.

Схема являє собою транзисторний модулятор з колекторною модуляцією рис. 12.11. Коливальний контур $C1, L1$ слугує для налаштування на частоту коливань, що генеруються ГВЧ, за допомогою конденсатора $C1$. Опір $R3$ необхідний для зняття напруги колектора за допомогою осцилографа. Живлення транзистора здійснюється за допомогою джерела постійного струму $V1$. Напругу живлення кола колектор-емітер транзистора визначає опір $R2$. Живлення бази (напруга зсуву U_0) – $R1$. $C2$ – блокуючий конденсатор, для усунення завад на ГВЧ від $V1$. Опір $R2$ забезпечує послідовний зворотній зв'язок по струму. $XSC1$ – Осцилограф. $XSA1$ – спектроаналізатор.

Компоненти схеми (рис.12.11)

- Джерело живлення постійної напруги (**DC_POWER**): 20 В
- Резистори (**RESISTORS**): 50 Ом, 500 Ом, 200 Ом
- Конденсатор (**CAPACITOR**): 1 нФ (2)
- Конденсатор змінної ємності (**VARIABLE_CAPACITOR**): 1 нФ (1)
- Котушка індуктивності (**INDUCTOR**): 10 мкГн
- Транзистор (**Transistors**): 2N3904
- Джерело змінної напруги (**AC_Voltage**): (2)
- Заземлення (**GROUND**): (3)

Устаткування

-  Осцилограф двоканальний (**Oscilloscope**)
-  Аналізатор спектра (**Spectrum Analyzer**)

- Вольтметр (VOLTMETER_H)
- Амперметр (AMMETER_H)

Порядок виконання лабораторної роботи

1. Дослідження АМ сигналів при модуляції гармонійним сигналом.

1.1. Зібрати схему для спостереження амплітудно-модульованих сигналів і їх спектрів відповідно до рис. 12.11. У якості джерела модулюючого сигналу використовується генератор низької частоти (ГНЧ).

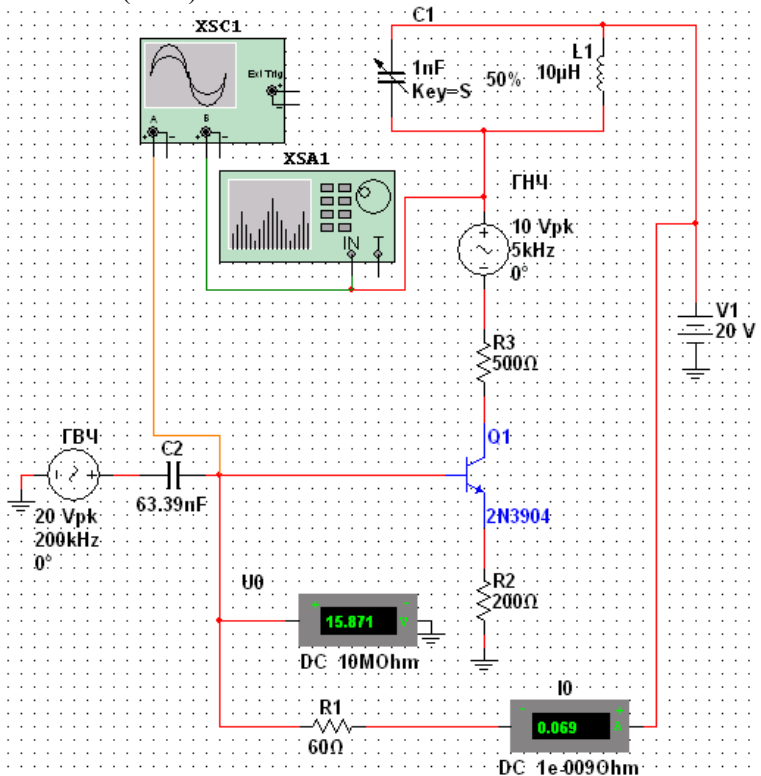


Рис. 12.11. Схема для спостереження АМ сигналів.

1.2. Розрахуйте значення ємності C_1 , для виділення сигналу несучої частоти (генерується ГВЧ). Для розрахунків використати умову резонансу струмів. Прийняти $C_1=C_2$.

1.3. Установіть значення C_1 і C_2 на розраховану ємність, та налаштуйте контур C_1, L_1 на несучу частоту. При цьому на осцилографі повинно спостерігатиметься максимальна амплітуда коливань.

1.1. Встановити на ГНЧ значення частоти гармонійного сигналу F у діапазоні від 2 кГц до 5 кГц і амплітуду сигналу A порядку декількох вольт. Спостерігайте на виході модулятора неспотворену осцилограму АМ сигналу.

При викривленні сигналу змініть рівень несучої частоти на ГВЧ і/або рівень модулюючого сигналу на ГНЧ для їхнього усунення. Занесіть у звіт осцилограму й спектрограму вихідного сигналу та розрахуйте коефіцієнт модуляції.

1.2. Регулюючи рівень несучого коливання й амплітуду модулюючого сигналу на виході ГНЧ, отримайте АМ сигнал з наступними значеннями коефіцієнта амплітудної модуляції $M = 40-60\%$.

Для всіх значень M занесіть у звіт осцилограми й спектрограми АМ сигналів, розрахуйте по осцилограмам і спектрограмам коефіцієнт амплітудної модуляції. Визначите ККД АМ сигналів.

1.3. Регулюючи рівень несучого коливання й амплітуду модулюючого сигналу на виході ГНЧ, отримайте АМ сигнал з перемодуляцією. Занесіть у звіт осцилограму й спектрограму отриманого АМ сигналу.

2. Зробити висновки по проробленій роботі.

У висновках відбити:

2.1. Вплив рівня несучого коливання й амплітуди модулюючого сигналу на форму АМ сигналу і його спектр.

2.2. Зв'язок між коефіцієнтом амплітудної модуляції й ККД АМ сигналу.

2.3. Особливості спектра послідовності прямокутних радіоімпульсів.

Питання для самоперевірки

З питаннями самоперевірки можна ознайомитися в розділі 2 лабораторної роботи №12.

Література: [3]; [4]; [5].

Лабораторна робота 13

Дослідження амплітудного модулятора з Модуляцією на базу транзистора (змінною наруги зсуву)

Мета роботи: спостереження форми сигналів (струмів і напруг) у характерних точках перетворення (вхідний сигнал – нелінійний елемент – вибірне навантаження), аналіз і пояснення спостережуваних осцилограм, а також зняття статичної модуляційної характеристики.

Короткі теоретичні відомості

Функціональна схема амплітудного модулятора показана на рис. 13.1.

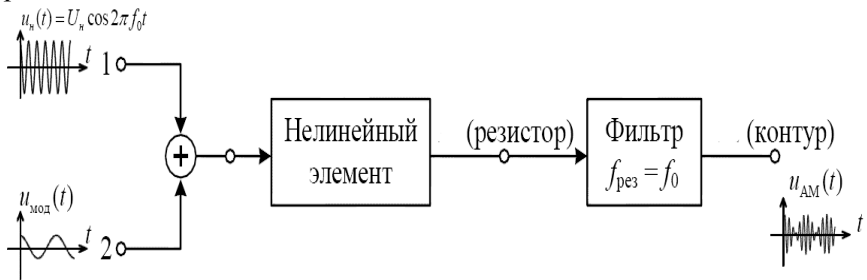


Рис. 13.1. Функціональна схема амплітудного модулятора.

Схема являє собою транзисторний генератор рис. 13.2. Коливальний контур $C1, L1$ слугує для налаштування на частоту коливаний, що генеруються ГВЧ, за допомогою конденсатора $C1$. Опір $R2$ необхідне для зняття напруги колектора за допомогою вольтметра $U_{\text{вих}}$. Живлення транзистора здійснюється за допомогою джерела постійного струму $V1$. Напругу живлення кола колектор-емітер транзистора визначає опір $R2, R3$. Живлення бази (напруга зсуву U_0) – $R1, C2$ – блокуючий конденсатор, для усунення завад на ГВЧ

від V1. Опір R3 забезпечує послідовний зворотній зв'язок по струму. XSC1 – Осцилограф. XSA1 – спектораналізатор.

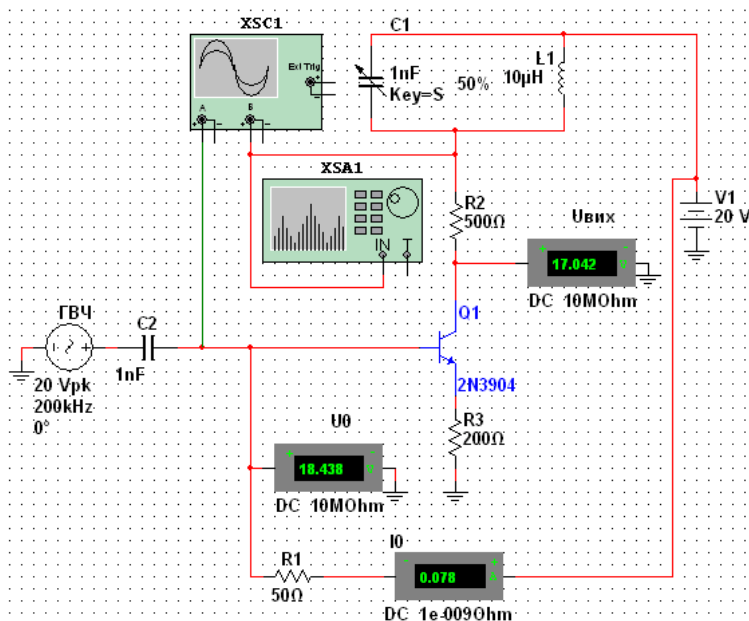




Рис. 13.2. Схема лабораторного макета транзисторного генератора.

Компоненти схеми (рис.13.2, рис.13.4)

- Джерело живлення постійної напруги (**DC_POWER**): 20 В
- Резистори (**RESISTORS**): 50 Ом, 500 Ом, 200 Ом
- Конденсатор (**CAPACITOR**): 1 нФ (2)
- Конденсатор змінної ємності (**VARIABLE_CAPACITOR**): 1 нФ (3)
- Котушка індуктивності (**INDUCTOR**): 10 мкГн
- Транзистор (**Transistors**): 2N3904
- Джерело змінної напруги (**AC_Voltage**): (2)
- Заземлення (**GROUND**): (3)

Устаткування

-  Осцилограф двоканальний (**Oscilloscope**)
-  Аналізатор спектра (**Spectrum Analyzer**)

- Вольтметр (VOLTMETER_H)
- Амперметр (AMMETER_H)

Порядок виконання лабораторної роботи

1. Експериментальне визначення статичної модуляційної характеристики.

1.1. Зберіть схему підключення приладів і вимірювального стенда для виміру статичної модуляційної характеристики відповідно до рис. 13.2. У якості джерела сигналу використовується генератор високої частоти (ГВЧ).

1.2. Використовуючи вираз умови резонансу струмів, розрахуйте значення змінної ємності $C1$, яке необхідне для налаштування коливального контура $L1, C1$ на гармоніку ГВЧ 200 КГц. Прийняти $C2=C1$. Для $C2$ і $C1$ виставити значення ємності з точністю до другого знаку після коми, а для $C1$ ще регулятор на 100%. На екрані осцилографа при цьому повинно спостерігатися гармонійне коливання з максимальною амплітудою.

1.3. Змінюючи положення робочої точки (шляхом зміни значення опору $R1$ згідно з табл.13.1), вимірюйте постійну складову сигналу на базі U_0 по осцилографу або по вольтметру U_0 і діюче значення коливання на контурі $U_{\text{вих}}$ вольтметром. Вимір U_0 проводиться з урахуванням знака напруги. Результати вимірів занесіть у табл.13.1.

1.4. Побудуйте графік залежності $U_{\text{вих}} = f(U_0)$ – статичну модуляційну характеристику. Вона показує залежність амплітуди (миттєвого значення обгинаючої) вихідного сигналу амплітудного модулятора від миттєвого значення вхідного низькочастотного (модулюючого) сигналу.

(Примітка: по осі ординат відкладається діюче значення коливання на виході, однак воно пропорційно амплітуді).

1.5. Виділіть на статичній модуляційній характеристиці лінійну ділянку згідно рис. 13.3.

Визначите середину лінійної ділянки U_0^* і половину його ширини U_m .

Якщо низькочастотний модулюючий сигнал буде приймати значення в межах лінійної ділянки, то обгинаюча вихідного модульованого сигналу $U_{\text{вих}}(t)$ буде мати таку ж форму сигналу, що і модулюючий, тобто процес модуляції, буде здійснюватися без ви-

кривлень. На практиці часто застосовують також поняття «коефіцієнт АМ нагору» і «коефіцієнт АМ униз» які означають максимальні відхилення миттєвої амплітуди сигналу відповідно в більшу й меншу сторони від середнього значення.

Таблиця 13.1. Результати вимірювань

R1, Ом	$U_0, В$	$U_{вих}, В$
20		
40		
80		
120		
160		
200		
240		
280		
320		
360		
400		

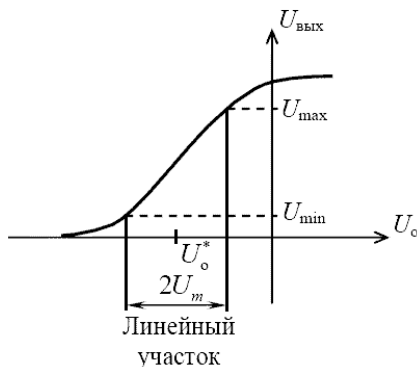


Рис. 13.3. Статична модуляційна характеристика.

Розрахуйте коефіцієнт модуляції по формулі

$$M = \frac{U_{\text{max}} - U_{\text{min}}}{U_{\text{max}} + U_{\text{min}}} 100\%.$$

де U_{max} і U_{min} позначені на рис. 13.3.

2. Дослідження модулятора при відсутності викривлень.

2.1. Зберіть схему підключення приладів і вимірювального стенда для дослідження процесу амплітудної модуляції відповідно до рис. 13.4.

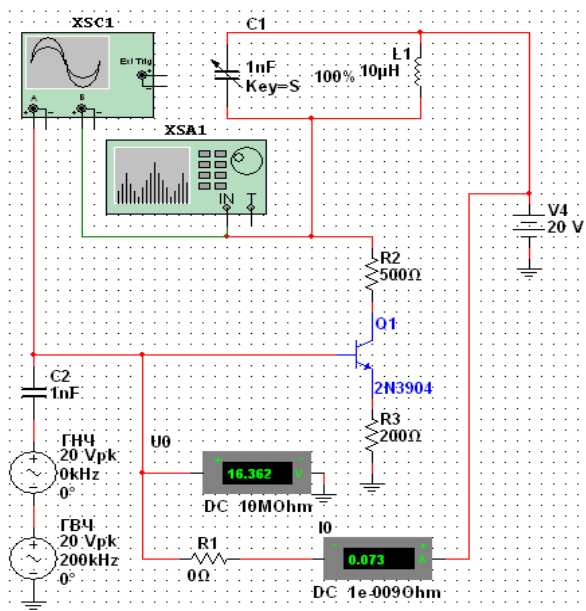


Рис. 13.4. Схема підключення приладів для дослідження процесу амплітудної модуляції.

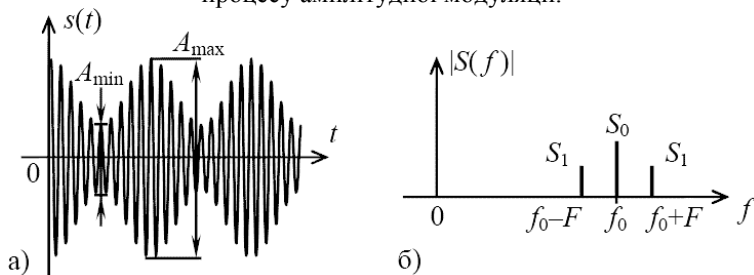


Рис. 13.5. Осцилограма а) і однобічний амплітудний спектр б) амплітудно-модульованого сигналу.

2.2. Розрахуйте та налаштуйте схему згідно з п. 1.2, а опір R_1 – згідно зі статичною модуляційною характеристикою (п 1.5).

2.3. Налаштуйте ГНЧ частоту F згідно з номером варіанта, таблиця 13.2. Установіть на ГНЧ амплітуду U_m , яка визначається по статичній модуляційній характеристиці (див. п. 1.5).

Таблиця 13.2 Результати вимірювань

Варіант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Частота F , кГц	5	4	3	2	6	5	4	3	2	2

2.4 Замалюйте осцилограми вхідного сигналу (канал А осцилографа), вихідних сигналів (канал В осцилографа) при підключеному резисторі й при підключеному контурі, а також спектрограму коливання на контурі. Згідно рис. 13.5 розрахуйте коефіцієнт амплітудної модуляції по осцилограмі й по спектрограмі по формулам:

$$M = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}}, \quad M = \frac{2S_1}{S_0}.$$

Порівняйте отримані значення з коефіцієнтом модуляції, розрахованим по статичній модуляційній характеристиці (див. п. 1.5).

3. Дослідження викривлень у модуляторі.

3.1. Збільшити амплітуду коливання, яке подається із ГНЧ, так, щоб стали помітні викривлення обгинаючої вихідного сигналу, а на спектрограмі з'явилися додаткові складові. Замалюйте осцилограму й спектрограму вихідного сигналу модулятора. Поясніть характер викривлень, опираючись на графік статичної модуляційної характеристики (див. п. 1). Розрахуйте коефіцієнт гармонік (коефіцієнт нелінійних викривлень) на основі спектрограми по формулі:

$$K_r = \frac{\sqrt{S_2 + S_3 + \dots}}{S_1} 100\%,$$

де S_2, S_3, \dots – амплітуди бічних гармонік на виході амплітудного модулятора, показані на мал. 13.6.

3.2 Зменшити амплітуду коливання на ГНЧ до колишнього значення. Змістіть робочу точку так, щоб стали помітні викривлення обгинаючої. Замалюйте осцилограму й спектрограму вихідного сигналу. Замалюйте осцилограму й спектрограму вихідного сигналу. Визначите коефіцієнт гармонік.

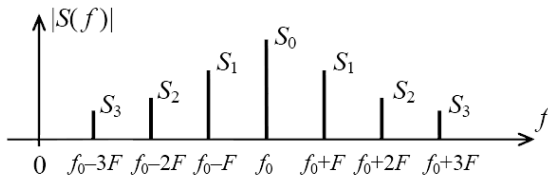


Рис. 13.6. Однобічний амплітудний спектр на виході амплітудного модулятора.

4. Зробити висновки по проробленій роботі.

У висновках відбити:

4.1 Як залежить амплітуда вихідної напруги амплітудного модулятора від напруги зсуву. Опишіть характерні ділянки статичної модуляційної характеристики.

4.2 Порівняйте коефіцієнт АМ, отриманий по статичній модуляційній характеристиці й по АМ сигналу на виході модулятора.

4.3 За рахунок чого виникають нелінійні викривлення в модуляторі і яка величина коефіцієнта гармонік.

4.4 Як залежить коефіцієнт амплітудної модуляції від амплітуди НЧ сигналу.

Контрольні питання

1. Поясніть необхідність керування коливаннями радіочастоти передавача

2. Що таке модуляція? Назвіть її види.

3. Що таке амплітудна модуляція?

4. Назвіть способи здійснення амплітудної модуляції.

5. Напишіть рівняння амплітудно-модульованих коливань.

6. Назвіть спектри частот модулюючих коливань.

7. Від чого залежить ширина спектра частот при амплітудній модуляції?

8. Що таке бічні частоти й бічні смуги?

9. Намалуйте принципову схему модуляції зміною напруги зсуву й поясніть її роботу.

10. Як вибрати положення робочої точки на характеристиці електронного приладу?

11. Навіщо необхідний нелінійний елемент у схемі амплітудної модуляції?
 12. У чому полягають особливості модуляції зміною напруги зсуву?
 13. Намалуйте схему базової модуляції й поясніть принцип роботи.
 14. Поясніть особливості базової модуляції.
- Література: [3]; [4]; [5].

Лабораторна робота 14

Дослідження амплітудного модулятора з колекторною модуляцією (модулятор із зміною напруги живлення)

Мета роботи: спостереження форми сигналів (струмів і напруг) у характерних точках перетворення (вхідний сигнал – нелінійний елемент – вибірне навантаження), аналіз і пояснення спостережуваних осцилограм.

Короткі теоретичні відомості



Схема являє собою транзисторний модулятор рис. 14.1. Коливальний контур $C1, L1$ слугує для налаштування на частоту коливань, що генеруються ГВЧ, за допомогою конденсатора $C1$. Резистор $R2$ необхідний для зняття напруги колектора за допомогою вольтметра $U_{\text{вих}}$. Живлення транзистора здійснюється за допомогою джерела постійного струму $V1$. Напругу живлення кола колектор - емітер транзистора визначає резистори $R2, R3$. Живлення бази (напруга зсуву U_0) – $R1, C2$ – блокуючий конденсатор, для усунення завад на ГВЧ від $V1$. Резистор $R3$ забезпечує послідовний зворотній зв'язок по струму. $XSC1$ – Осцилограф. $XSA1$ – спектораналізатор.

Компоненти схеми

- Джерело живлення постійної напруги (**DC_POWER**): 20 В
- Резистори (**RESISTORS**): 50 Ом, 500 Ом, 200 Ом
- Конденсатор (**CAPACITOR**): 1 нФ (2)
- Конденсатор змінної ємності (**VARIABLE_CAPACITOR**): 1 нФ (3)
- Котушка індуктивності (**INDUCTOR**): 10 мкГн

- Транзистор (**Transistors**): 2N3904
- Джерело змінної напруги (**AC_Voltage**): (2)
- Заземлення (**GROUND**): (3)

Устаткування

-  Осцилограф двоканальний (**Oscilloscope**)
-  Аналізатор спектра (**Spectrum Analyzer**)
- Вольтметр (**VOLTMETER_H**)
- Амперметр (**AMMETER_H**)

Порядок виконання лабораторної роботи

1. Експериментальне визначення статичної модуляційної характеристики.

1.1. Визначається згідно з п.1 лабораторної роботи «Дослідження амплітудного модулятора з модуляцією на базу транзистора».

2. Дослідження модулятора при відсутності викривлень.

2.1. Зберіть схему підключення приладів і вимірювального стенда для дослідження процесу амплітудної модуляції відповідно до рис. 14.1.

2.2. Розрахуйте та налаштуйте схему згідно з п. 1.2 лабораторної роботи «Дослідження амплітудного модулятора з модуляцією на базу транзистора», а опір R_1 – згідно зі статичною модуляційною характеристикою (п 1.5 лабораторної роботи «Дослідження амплітудного модулятора з модуляцією на базу транзистора»).

2.3. Налаштуйте ГНЧ частоту F згідно з номером варіанта, таблиця 1. Установіть на ГНЧ амплітуду U_m , яка визначається по статичній модуляційній характеристиці (див. п. 1.5 лабораторної роботи «Дослідження амплітудного модулятора з модуляцією на базу транзистора»).

Таблиця 1 Результати вимірювань

Варіант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Частота F , кГц	5	4	3	2	6	5	4	3	2	2

2.5 Замалюйте осцилограми вхідного сигналу (канал А осцилографа), вихідних сигналів (канал В осцилографа) при підключеному резисторі й при підключеному контурі, а також спектро-

граму коливання на контурі. Згідно рис. 14.2 розрахуйте коефіцієнт амплітудної модуляції по осцилограмі й по спектрограмі по формулам:

$$M = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}}, \quad M = \frac{2S_1}{S_0}$$

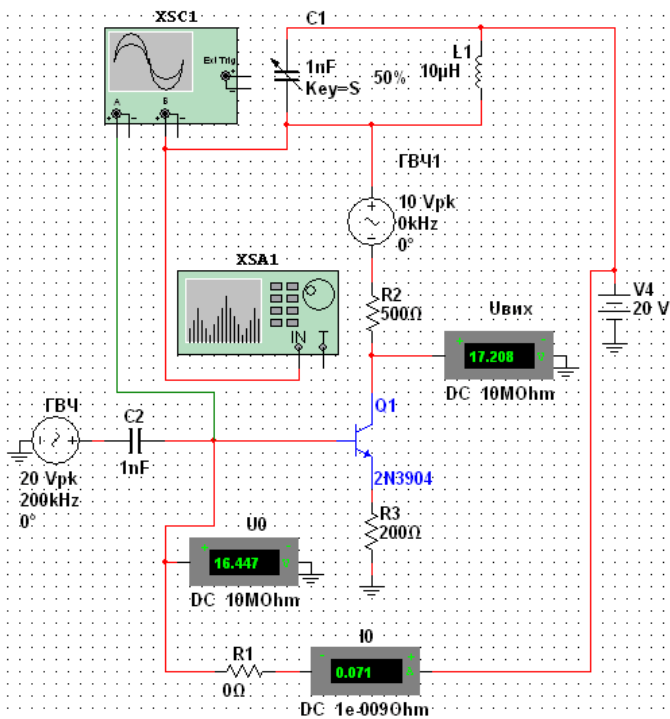


Рис. 14.1. Схема підключення приладів для дослідження процесу амплітудної модуляції.

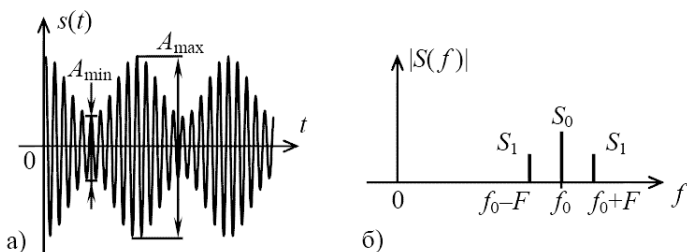


Рис. 14.2. Осцилограма а) і однобічний амплітудний спектр б) амплітудно-модульованого сигналу.

Порівняйте отримані значення з коефіцієнтом модуляції, розрахованим по статичній модуляційній характеристиці (див. п. 1.5).

3. Дослідження викривлень у модуляторі.

3.1. Збільшить амплітуду коливання, яке подається із ГНЧ, так, щоб стали помітні викривлення обгинаючої вихідного сигналу, а на спектрограмі з'явилися додаткові складові. Замалюйте осцилограму й спектрограму вихідного сигналу модулятора. Поясніть характер викривлень, опираючись на графік статичної модуляційної характеристики (див. п. 1 лабораторної роботи «Дослідження амплітудного модулятора з модуляцією на базу транзистора»). Розрахуйте коефіцієнт гармонік (коефіцієнт нелінійних викривлень) на основі спектрограми по формулі:

$$K_r = \frac{\sqrt{S_2 + S_3 + \dots}}{S_1} 100\%,$$

де S_2, S_3, \dots – амплітуди бічних гармонік на виході амплітудного модулятора, показані на рис. 12.3.

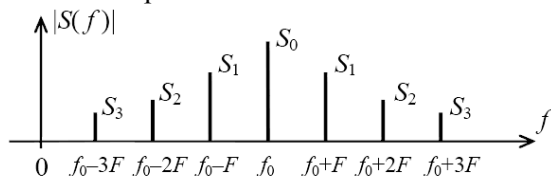


Рис. 14.3. Однобічний амплітудний спектр на виході амплітудного модулятора.

3.3 Зменшить амплітуду коливання на ГНЧ до колишнього значення. Змістіть робочу точку так, щоб стали помітні викривлення обгинаючої. Замалюйте осцилограму й спектрограму вихідного

сигналу. Замалюйте осцилограму й спектрограму вихідного сигналу. Визначите коефіцієнт гармонік.

4. Зробити висновки по проробленій роботі.

У висновках відбити:

4.5 Як залежить амплітуда вихідної напруги амплітудного модулятора від напруги зсуву. Опишіть характерні ділянки статичної модуляційної характеристики.

4.6 Порівняйте коефіцієнт АМ, отриманий по статичній модуляційній характеристиці й по АМ сигналу на виході модулятора.

4.7 За рахунок чого виникають нелінійні викривлення в модуляторі і яка величина коефіцієнта гармонік.

4.8 Як залежить коефіцієнт амплітудної модуляції від амплітуди НЧ сигналу.

Контрольні питання

1. Поясніть необхідність керування коливаннями радіочастоти передавача

2. Що таке модуляція? Назвіть види її.

3. Що таке амплітудна модуляція?

4. Назвіть способи здійснення амплітудної модуляції.

5. Напишіть рівняння АМ коливань.

6. Назвіть спектри частот модулюючих коливань.

7. Від чого залежить ширина спектра частот при АМ?

8. Що таке бічні частоти й бічні смуги?

9. Намалюйте принципову схему модуляції зміною напруги зсуву й поясніть її роботу.

10. Як вибрати положення робочої точки на характеристиці електронного приладу?

11. Навіщо необхідний нелінійний елемент у схемі амплітудної модуляції?

12. У чому полягають особливості модуляції зміною напруги зсуву?

13. Намалюйте схему базової модуляції й поясніть принцип роботи.

14. Поясніть особливості базової модуляції.

Література: [3]; [4]; [5].

Лабораторна робота 15

Аналіз робочої точки підсилювача високої частоти по постійному й змінному струму

Мета роботи: ціль моделювання полягає в демонстрації характеристик і принципу дії робочої точки підсилювача високої частоти по постійному й змінному струму.

Короткі теоретичні відомості

За назвою підсилювача частоти можна судити про функції, які він виконує. Вони підсилюють вибрану вузьку смугу радіочастот. Завдяки великій кількості властивостей вони одержали широке поширення в радіотехніці. Підсилювачі потужності, напруги, частоти, буферний підсилювач одержали широке застосування в електронній промисловості. На рис. 15.1 зображена схема радіочастотного підсилювача, який використовується для підсилення сигналів у діапазоні 1,5 МГц. Для опису характеристик постійної напруги схеми, будемо користуватися аналізатором робочої точки по постійному струму (**Multisim's DC Operating Point Analysis**). При цьому всі джерела напруги змінного струму встановлюються на нуль, усі конденсатори відкриті. Далі, ми будемо використовувати аналізатор по змінному струму (**Multisim's AC Analysis**) для одержання приблизного виду графіка вихідної напруги в заданому діапазоні частот. Такі операції дозволяють інженерові одержати загальне уявлення про параметри схеми, уникаючи при цьому зайвих обчислень.

Прилади, що використовуються (рис. 15.1)

- Резистори (**RESISTORS**): 10 кОм, 10 Ом, 50 кОм, 500 Ом
- Котушка індуктивності (**INDUCTOR**): 125 мкГн
- Конденсатори (**CAPACITOR**): 80 пФ, 1 мкФ
- Біполярний площинний транзистор n-p-n структури (**BJT NPN Transistor IDEAL**)
- Джерело напруги змінного струму (**AC_VOLTAGE**)
- Заземлення (**GROUND**): (2)

Устаткування

- Осцилограф (**Oscilloscope**)

Робочі формули

По постійному струму

$$V_{bb} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} E_{cc} \quad 15.1$$

$$I_c = \beta I_b \quad 15.3$$

По змінному струму

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad 15.4$$

$$|Z| = \frac{L}{RC} \quad 15.5$$

$$Q = \frac{|Z|}{X_L} \quad 5.6$$

$$BW = \frac{f_c}{Q} \quad 15.7$$

Виконання роботи

1. Зберіть схему, зображену на рис. 15.1.
2. Кликніть на піктограмі осцилографа. Установіть масштаб по осі часу 1мс/поділ., каналу А і амплітуду коливань (**Channel A**) 5мВ/ поділ. Виберіть автоматичний пуск і зв'язок по постійному струму. Виберіть установки моделювання (**Simulate/Interactive Simulation Settings**) і в початкових умовах (**Initial Conditions**) установіть - автоматично визначати вихідні стани (**Automatically determine initial conditions**).
3. Запустіть процес моделювання й виміряйте частоту осциляції на виході підсилювача частоти. Для цього використовуйте наведені робочі формули. Для дослідження з постійного струму використовуйте відповідні формули.
4. Виберіть Моделювання/Аналіз/Робоча точка по постійному струму. (**Simulate/Analyses/DC Operating Point**). З'єднаєте вихід-

ний вузол з колектором транзистора, а вузол подачі напруги до бази.

5. Запустіть процес моделювання й зрівняйте дослідження з постійного струму з вашими обчисленнями.

6. Виберіть Моделювання/Аналіз/Аналіз по змінному струму (**Simulate/Analyses/AC Analysis**). Виберіть висновок у таблицю (**Output Variable tab**) і установіть номер вихідного порту. Запустіть процес моделювання й отримайте ескіз амплітудного спектра в заданому діапазоні частот. Обчисліть ширину смуги частот, зрівняйте результати з отриманими раніше.

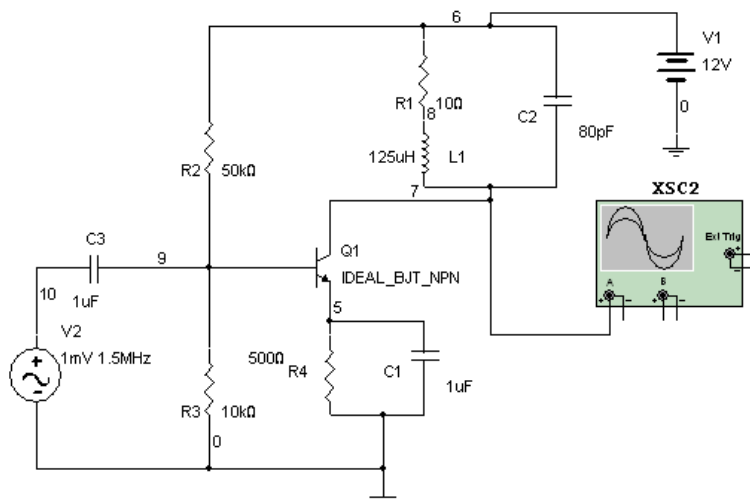


Рис.15.1. Підсилювач частоти

Передбачуваний результат

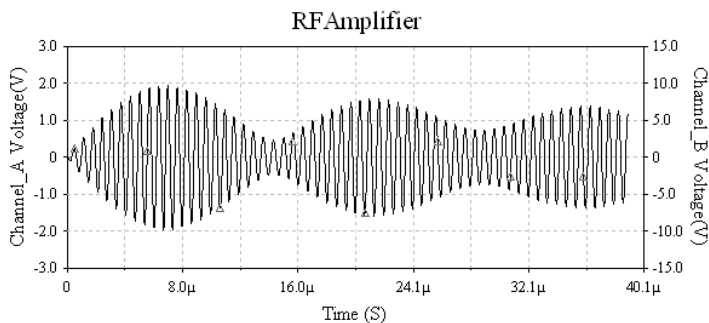


Рис. 15.2. Залежність вихідної напруги підсилювача від часу.

Таблиця 15.1. Дані для лабораторної роботи

	Значення, що вимірюються	Аналітичні значення
f_c		
V_c		-----
V_b		
BW	-----	

Додаткове завдання

Переробіть схему підсилювача частоти, для посилення частоти 1.3 МГц. Запустіть процес моделювання включаючи аналіз робочої точки по змінному струму для перевірки розрахованих параметрів.

Питання для самоперевірки

З питаннями самоперевірки можна ознайомитися в розділі 2 лабораторної роботи №14.

Література: [3]; [4]; [5].

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. *Радиопередающие* устройства / под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Связь, 2003. – 560 с.
2. *Радиопередающие* устройства / под ред. И.В. Благовещенского, Г.М. Уткина. – М.: Радио и связь, 1982. – 407 с.
3. Білець А.І., Любімов О.Д. Пристрої генерації та формування сигналів: навч. посіб. – К.: КМУЦА, 2000. – 164 с.
4. *Проектирование* радиопередающих устройств / под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Связь, 1984. – 452 с.
5. Каганов В.И. Транзисторные передатчики. – М.: Энергия, 1976. – 448 с.
6. Альтишуллер Г.Б. Кварцевые генераторы: справочное пособие. – М.: Радио и связь, 1984. – 207 с.
7. *Справочник* по транзисторам / под ред. А.И. Горюнова. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 899 с.
8. Панфилов Д.И., Иванов В.С., Чепурин И.Н. Электротехника и электроника в экспериментах и упражнениях в 2-х томах: практикум на Electronics Workbench. – М.: «Додэка», 1999. – 592 с.

ЗМІСТ

Загальні методичні рекомендації	3
Лабораторна робота 1. Спектральний аналіз періодичних сигналів у колах першого порядку	4
Лабораторна робота 2. Пасивна режекторна схема фільтра з навантаженням	23
Лабораторна робота 3. Пасивний смуговий фільтр	28
Лабораторна робота 4. Проектування фільтрів нижніх і високих частот	32
Лабораторна робота 5. Дослідження біполярного транзистора	35
Лабораторна робота 6. Фазозсуваючий генератор	49
Лабораторна робота 7. Індуктивний триточковий генератор	56
Лабораторна робота 8. Триточковий генератор з ємнісним зв'язком	60
Лабораторна робота 9. Генератор Клаппа	65
Лабораторна робота 10. Налагодження транзисторного генератора із зовнішнім збудженням	69
Лабораторна робота 11. Дослідження помножувача частоти	75
Лабораторна робота 12. Дослідження амплітудно-модульованих радіосигналів	84
Лабораторна робота 13. Дослідження амплітудного модулятора з модуляцією на базу транзистора (змінною напруги зсуву)	103
Лабораторна робота 14. Дослідження амплітудного модулятора з колекторною модуляцією (модулятор із змінною напруги живлення)	111
Лабораторна робота 15. Аналіз робочої точки підсилювача високої частоти по постійному й змінному струму	116
Список літератури	120

Навчальне видання

ЗАСОБИ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ
В СИСТЕМАХ ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ
Лабораторний практикум

для студентів спеціальності
6.170102 «Системи технічного захисту»

Укладачі: ЄГОРОВ Сергій Вікторович
НІМЧЕНКО Тетяна Васильовна
Швець Валеріян Анатолійович

Редактор

Технічний редактор

Підписано до друку	. Формат 60x84/16. Папір		
друкарський.			
Офсетний друк. Ум. фарбовідб.	Ум. друк. арк.	Обл.-	
вид. арк.			
Тираж	прим. Замовлення ¹ №	Ціна	Вид. №
146/III			

Видавництво НАУ.
03680, м. Київ, проспект Космонавта Комарова, 1.