

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Запорізький національний технічний університет

СИГНАЛИ ТА ПРОЦЕСИ В РАДІОТЕХНІЦІ

Методичні вказівки
до виконання курсової роботи
для студентів спеціальності 7.090.701
“Радіотехніка” всіх форм навчання

2010

Сигнали та процеси в радіотехніці. Методичні вказівки до виконання курсової роботи для студентів спеціальності 7.090.701 “Радіотехніка” всіх форм навчання /Укл. Бугрова Т.І. - Запоріжжя: ЗНТУ, 2010. – 26с.

Укладач: к.т.н., ст.викл. Т.І. Бугрова,

Рецензент: д.т.н., проф. Д.М. Піза

Відповідальний за випуск к.т.н., ст.викл. Т.І. Бугрова

Затверджено
на засіданні кафедри
радіотехніки і
телекомунікацій
Протокол №6 від
12.02.2010р

ЗМІСТ

ВСТУП	4
1 СПЕКТРАЛЬНИЙ МЕТОД	5
2 МЕТОД ІНТЕГРАЛА НАКЛАДЕННЯ	8
3 ЧАСТОТНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗОНАНСНОГО ПІДСИЛЮВАЧА	12
4 ЧАСОВІ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗОНАНСНОГО ПІДСИЛЮВАЧА	17
5 ЗАВДАННЯ ДО КУРСОВОЇ РОБОТИ	18
6 ПОРЯДОК РОЗРАХУНКІВ І ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ	20
ЛІТЕРАТУРА	21
ДОДАТОК А – ВИХІДНІ ДАНІ	22

ВСТУП

Курс «Сигнали та процеси в радіотехніці» є однією з фундаментальних радіотехнічних дисциплін, що закладає основу для подальшого оволодіння професійними знаннями і навичками. Завданням курсу є засвоєння основних методів описання і аналізу сигналів і їх перетворень в радіотехнічних колах, а також здобуття навичок щодо застосування цих методів на практиці.

Однією з найважливіших задач сучасної радіотехніки є здійснення зв'язку на значні відстані. Велике поширення отримали радіомовлення та радіозв'язок (зокрема стільниковий та мобільний), радіолокація, радіонавігація, радіотелеметрія та ін. Під час передавання сигналу антена приймача уловлює малу долю енергії, що випромінюється антеною передавача. Тому на вході приймача повинен стояти підсилювач потужності. Проблема підсилення у приймачі невід'ємно пов'язана з проблемою відокремлення корисного сигналу від завад. Одним із головних параметрів приймача є частотна вибірковість, яка здійснюється за допомогою резонансних коливальних кіл.

Вводячи в аналіз, крім власне сигналу, спряжений та аналітичний сигнали, не можна одержати будь-якої нової інформації про сигнал, крім тієї, що вже знаходиться у вихідному сигналі. Ці альтернативні моделі відкривають шляхи до систематизації і спрощення методів дослідження сигналів та процесів, що відбуваються у випадку, коли сигнал і система є вузькосмуговими. Це типова ситуація для реальних сигналів та реальних вибірових кіл. Сигнал у останньому випадку представляється як аналітичний за допомогою так званої комплексної обвідної, яка утримує всю модуляційну інформацію. Після проходження крізь вибірові кола аналітичний сигнал змінюється, а його дійсна частина являє собою суто вихідний сигнал. При аналізі проходження вузькосмугового сигналу через радіотехнічне коло досить

розглянути зміну його комплексної обвідної. Аналіз проходження радіоімпульсу спектральним методом полягає в тому, що за допомогою прямого та зворотного перетворень Фур'є аналізуючи спектри вхідного та вихідного сигналів отримуємо сигнал на виході кола. Для аналізу вихідного сигналу у часовій області використовується інтеграл згортки комплексної обвідної з імпульсною характеристикою вибіркового кола, так званий інтеграл Дюамеля. В наступних розділах розглядаються основні положення теорії передачі детермінованих сигналів через лінійні кола з постійними параметрами.

1 СПЕКТРАЛЬНИЙ МЕТОД

В основі цього методу лежить використання введеної в попередньому розділі передаточної функції кола $K(i\omega)$. Якщо на вході лінійного чотириполюсника діє сигнал довільної форми у вигляді ЕРС $e(t)$, то, використовуючи спектральний метод, треба визначити спектральну щільність вхідного сигналу $E(\omega)$. Ця операція легко виконується за допомогою наступного виразу (1)

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot e^{-i\omega t} dt. \quad (1)$$

Множенням $E(\omega)$ на $K(i\omega)$ визначається спектральна щільність сигналу на виході чотириполюсника. Нарешті, застосування до множення $E(\omega) K(i\omega)$ оберненого перетворення Фур'є визначає вихідний сигнал у вигляді функції часу.

Таким чином, якщо вхідний сигнал записаний у вигляді інтегралу:

$$e(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} E(\omega) \cdot e^{i\omega t} d\omega, \quad (2)$$

то вихідний сигнал можна подати в аналогічній формі

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} E(\omega) \cdot K(i\omega) \cdot e^{i\omega t} d\omega. \quad (3)$$

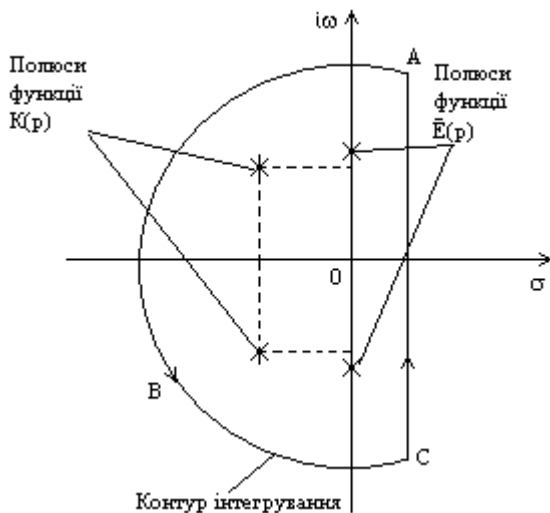


Рисунок -1 Контур інтегрування при $t > 0$

Порівняння виразу (3) з (2) показує, що сигнал на виході лінійного кола можна отримати додаванням складових спектру $\bar{E}(\omega)$ вхідного сигналу, взятих з урахуванням $K(i\omega)$. Іншими словами, передаточна функція кола $K(i\omega)$ є вагомою функцією, що визначає відносний вклад різних складових спектру $E(\omega)$ в сигнал $u(t)$.

Відмічалось, що аналіз перехідних процесів значно спрощується при представленні як зовнішньої дії, так і передаточної функції у вигляді перетворень Лапласа. При цьому позначення передаточної функції можна зберегти

попереднім, а змінити лише аргумент, так що $K(i\omega)$ перейде в $K(p)$. Функція $E(\omega)$ переходить в $L_e(p)$. Перетворення Лапласа від функції часу $e(t)$ в подальшому позначається символом $\bar{E}(p)$. При цьому вираз (3) приводиться до вигляду

$$u(t) = \frac{1}{2\pi i} \cdot \int_{c-i\infty}^{c+i\infty} \bar{E}(p) \cdot K(p) \cdot e^{pt} dp. \quad (4)$$

При $t > 0$ замкнений контур інтегрування, створений додаванням дуги безкінечно великого радіусу в лівій півплощині (рис. 1), охоплює всі полюси підінтегральних функцій як $\bar{E}(p)$, так і $K(p)$, завдяки чому має місце співвідношення

$$u(t) = \frac{1}{2\pi i} \oint \bar{E}(p) \cdot K(p) \cdot e^{pt} dp = \sum res, t > 0, \quad (5)$$

(тут $\sum res$ - сума лишків/відрахувань(вычетов) в указаних полюсах).

При $t < 0$ контур інтегрування лежить в правій півплощині, не має полюсів та інтеграл дорівнює нулю.

Показане на рисунку 1 розміщення полюсів функції $\bar{E}(p)$ (на уявній осі) відповідає ЕРС виду $e(t) = E_0 \cdot \cos \omega_0 t$, що існує при $t \geq 0$.

Тому обчислення інтеграла (5) зводиться до визначення лишків/відрахувань у полюсах підінтегральної функції. Подамо підінтегральну функцію виразу (5) у вигляді

$$\bar{E}(p) \cdot K(p) \cdot e^{pt} = \bar{U}(p) \cdot e^{pt} = \frac{C(p)}{D(p)}. \quad (6)$$

В даному випадку знаменник $D(p)$ знаходиться множенням множників виду $(p - p_{ni})$, де p_{ni} - полюси не тільки функції $K(p)$, але і функції $\bar{E}(p)$.

Тоді лишок/відрахування функції $\frac{C(p)}{D(p)}$, що має в точці p_i простий полюс (першої кратності), визначається за формулою

$$res_i = \frac{C(p_i)}{\left[\frac{dD(p)}{dp} \right]_{p=p_i}}. \quad (7)$$

Якщо функція $\frac{C(p)}{D(p)}$ має в точці p_i полюс кратності k (k - ціле додатнє число), то

$$res_i = \frac{1}{(k-1)!} \cdot \frac{d^{k-1}}{dp^{k-1}} \cdot \left[\frac{C(p)}{D(p)} \cdot (p - p_i)^k \right]_{p=p_i}. \quad (8)$$

Методика використання контурних інтегралів для визначення деяких функцій, що грають велику роль в теорії перехідних процесів, в подальшому буде пояснена на прикладах.

2 МЕТОД ІНТЕГРАЛА НАКЛАДЕННЯ

Замість розкладення складного сигналу на гармонійні складові (спектральний метод) можна застосувати розбиття сигналу на достатньо короткі імпульси (рис. 2).

Якщо в основі спектрального методу лежить передаточна функція кола $K(i\omega)$, то метод інтеграла накладення оснований на імпульсній характеристиці кола $g(t)$.

Нехай треба знайти сигнал $s_{вих}(t)$ на виході кола, якщо задано сигнал $s(t)$ на вході кола та відома її імпульсна характеристика $g(t)$. Для розуміння суті метода інтеграла накладення зробимо наступне. Розіб'ємо довільний сигнал $s(x)$ на елементарні імпульси, як це показано на рисунку 2,а, та знайдемо відгук кола в момент t на елементарний імпульс (на рис.2,а заштриховано), що діє на вході в момент x . Якби площа цього імпульса дорівнювала одиниці, то імпульс можна було б розглядати як дельта-функцію, що виникла в момент x . При імпульсній характеристиці кола $g(x)$ відгук в момент t був би рівним $g(t-x)$. Оскільки заштрихована на рис. 2,а площа імпульса дорівнює $s(x)\Delta x$ (а не одиниці), відгук в момент t буде $s(x) \cdot \Delta x \cdot g(t-x)$.

Для визначення повного значення вихідного сигналу в момент t треба просумувати дію всіх імпульсів на проміжку від $x=0$ до $x=t$. При $\Delta x \rightarrow 0$ сумування зводиться до інтегрування.

Отже,

$$s_{вих}(t) = \int_0^t s(x) \cdot g(t-x) dx. \quad (9)$$

В загальному випадку, якщо початок сигналу $s(x)$ не співпадає з початком відліку часу x , останній вираз можна записати у формі

$$s_{вих}(t) = \int_{-\infty}^t s(x) \cdot g(t-x) dx. \quad (10)$$

Для реальних кіл завжди виконується умова

$$g(t-x) = 0 \text{ при } t < x, \quad (11)$$

тобто, при від'ємному аргументі функція $g(t-x)$ повинна перетворюватися на нуль, так як відгук не може випереджати вплив. Тому вираз (9) можна замінити виразом

$$s_{вих}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(x) \cdot g(t-x) dx \quad (12)$$

(при цьому мається на увазі, що для $x > t$ підінтегральний вираз перетворюється на нуль).

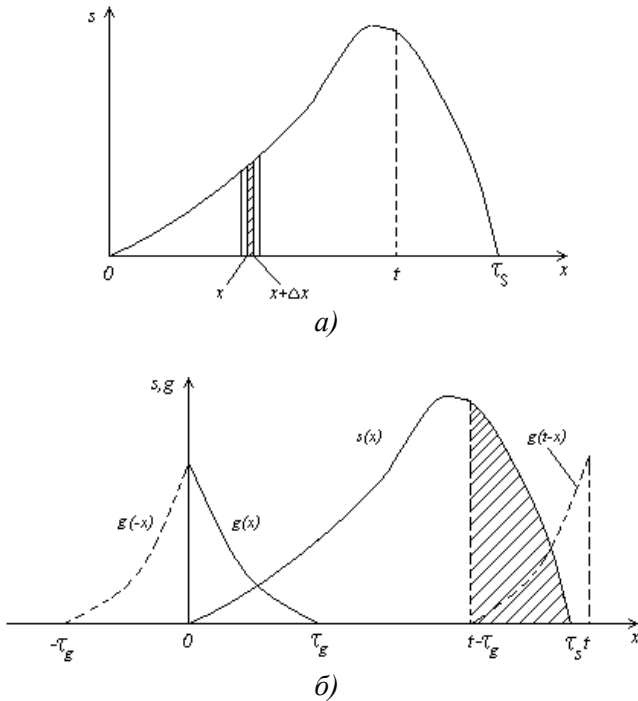


Рисунок 2. Розбиття сигналу на короткі імпульси (а) і згортка сигналу з імпульсною характеристикою (б)

Приведемо, нарешті, ще одну форму запису, яку отримуємо з виразу (9) при заміні x на $t - u$:

$$s_{\text{вих}}(t) = \int_0^t s(t-x) \cdot g(x) dx = \int_0^t s(u) \cdot g(t-u) du. \quad (13)$$

Інтеграл, який знаходиться в правій частині виразу (9), в математиці називається згорткою функцій $s(t)$ і $g(t)$. Таким чином, приходимо до наступного важливого положення: *сигнал $s_{\text{вих}}(t)$ на виході лінійного кола є згорткою вхідного сигналу $s(t)$ з імпульсною характеристикою кола $g(t)$.*

З виразу (9) видно, що сигнал на виході кола $s_{\text{вих}}(t)$ в момент t отримуємо сумуванням миттєвих значень вхідного сигналу $s(t)$, які беруться з вагою $g(t-x)$ за весь попередній час.

При сумуванні спектра вхідного сигналу ваговою функцією була передаточна функція кола $K(i\omega)$. В даному випадку при сумуванні миттєвих значень вхідного сигналу $s(t)$ ваговою функцією є імпульсна характеристика кола, взята з аргументом $(t-x)$, тобто функція $g(t-x)$.

З рисунка 2,б, побудованого для моменту часу $t > \tau_s$, видно, що відгук кола на вплив $s(x)$ не може закінчитися раніше, ніж функція $g(t-x)$ зміститься вправо від $s(x)$ на час, рівний довжині імпульсної характеристики τ_g . Іншими словами, сигнал на виході кола не може бути коротшим $\tau_s + \tau_g$.

Для того, щоб при проходженні через коло сигнал не подовжувався, треба виконувати умову $\tau_g \rightarrow 0$, тобто імпульсна характеристика кола повинна наближатися до дельта-функції, а це рівнозначно умовам рівномірності передаточної функції $K(i\omega)$ при $0 < |\omega| < \infty$.

3 ЧАСТОТНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗОНАНСНОГО ПІДСИЛЮВАЧА

Схема простого резонансного підсилювача на транзисторі зі СЕ (рисунок 1,а) відрізняється від аперіодичного підсилювача тільки колом навантаження. В даному випадку навантаженням є резистор $R_{ш}$, шунтуючий паралельний коливальний контур LC. Як правило, втратами потужності в котушці індуктивності L і конденсаторі C можна знехтувати порівняно з потужністю, що виділяється на резисторі $R_{ш}$. При цій умові повна провідність навантаження (між зажимами 1-2)

$$G_n = G_{ш} + i\omega C + \frac{1}{i\omega L}. \quad (1)$$

Приведемо основні параметри контура LC з шунтом $R_{ш}$:

$$\text{резонансна частота } \omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}};$$

$$\text{характеристичний опір } \rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_p \cdot L = \frac{1}{\omega_p \cdot C};$$

$$\text{затухання } \alpha_\kappa = \frac{1}{2R_{ш} \cdot C};$$

$$\text{постійна часу } \tau_\kappa = 2R_{ш} \cdot C = \frac{1}{\alpha_\kappa};$$

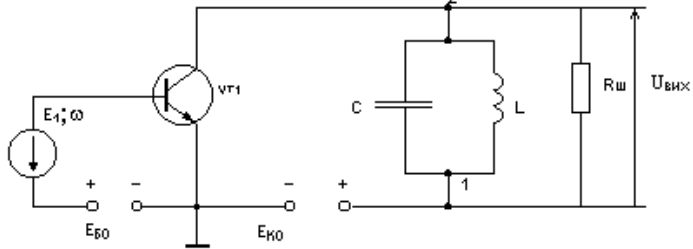
$$\text{добротність } Q = \frac{R_{ш}}{\rho} = \frac{R_{ш}}{1/\omega_p \cdot C} = \frac{\omega_p \cdot \tau_\kappa}{2} = \frac{\omega_p}{2 \cdot \alpha_\kappa}.$$

Виходячи зі схеми заміщення підсилювача (рисунок 1, б) і

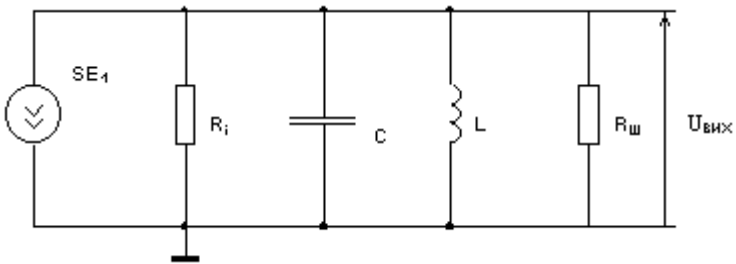
спираючись на формулу $K_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{h_{21e} \cdot G_n}{h_{22} + G_n}$ (з заміною h_{22}

на G_i), визначаємо передаточну функцію підсилювача.

$$K_E(i\omega) = -\frac{S}{G_i + G_u} = -\frac{S}{G_i + G_u + i\omega C + \frac{1}{i\omega L}} = -\frac{S}{C} \cdot \frac{i\omega}{\frac{(G_i + G_u)}{C} \cdot i\omega + (i\omega)^2 + \frac{1}{LC}}. \quad (2)$$



а)



б)

Рисунок 1 – Резонансний підсилювач (а) і схема заміщення колекторного кола (б)

Складова $\frac{(G_i + G_u)}{C} = \frac{1}{R_{ек} C} = 2 \cdot \alpha_{ек}$ в знаменнику

виразу (2) враховує шунтуючий вплив активного елемента на затухання контура. З урахуванням приведених вище позначень параметрів контура передаточна функція (2) приводиться до виду

$$K_E(i\omega) = -\frac{S}{C} \cdot \frac{i\omega}{(i\omega)^2 + 2\alpha_{ек} i\omega + \omega_p^2}, \quad (3)$$

або

$$K_E(p) = -\frac{S}{C} \cdot \frac{p}{p^2 + 2\alpha_{ек}p + \omega_p^2}. \quad (4)$$

Для високо добротних контурів основним параметром є значення передаточної функції підсилювача на частотах, близьких до резонансної частоти ω_p . В цьому випадку вираз (3) можна привести до вигляду

$$K(i\omega) \approx -\frac{S}{C} \cdot \frac{1}{2\alpha_{ек}} \cdot \frac{1}{1 + i \cdot \frac{2(\omega - \omega_p)}{\omega_p} \cdot Q_{ек}} = -K_{\max} \cdot \frac{1}{1 + i \cdot (\omega - \omega_p) \cdot \tau_{ек}}, \quad (5)$$

де $K_{\max} = \frac{S}{G_i + G_{ш}}$ - максимальне підсилення (на частоті $\omega = \omega_p$); $\tau_{ек}$ - постійна часу контура з урахуванням впливу внутрішньої провідності активного елемента G_i .

Величину

$$\alpha_{ек} = \frac{2(\omega - \omega_p)}{\omega_p} \cdot Q_{ек} = (\omega - \omega_p) \cdot \tau_{ек} \quad (6)$$

часто називають загальною розстройкою контура.

Так, вираз (5) можна записати в формі

$$K(i\omega) = -\frac{K_{\max}}{\sqrt{1 + \alpha_{ек}^2}} \cdot e^{i \cdot \arctg \alpha_{ек}} = -K(\alpha_{ек}) \cdot e^{-i \cdot \varphi(\alpha_{ек})}. \quad (7)$$

Характеристики $K(\alpha_{ек})$ і $\varphi(\alpha_{ек})$ резонансного підсилювача представлені на рис. 2.

Відносна смуга пропускання резонансного підсилювача, що визначається по ослабленню амплітуди на

границях смуги до $\frac{1}{\sqrt{2}}$ від максимального рівня (при $\alpha_{ек} = 0$) і виразу через загальну розстройку $\alpha_{ек}$, дорівнює 2 (див. рис. 2).

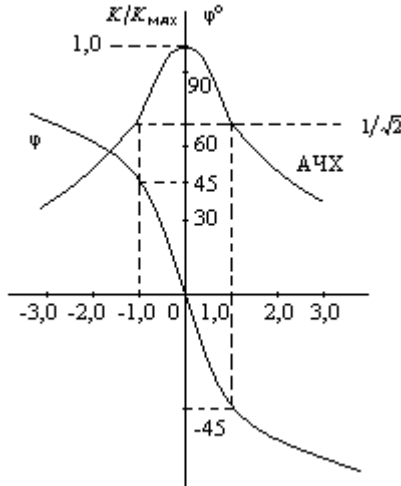


Рисунок 2 – Амплітудно-частотна і фазо-частотна характеристики одноконтурного резонансного підсилювача

Для переходу від безрозмірної відносної смуги пропускання 2 до розмірної смуги $2 \cdot \Delta\omega_0$, підставимо в (6)

$$|\alpha_{ек}| = 1, \text{ а } |\Delta\omega| = \Delta\omega_0.$$

Тоді

$$2 \cdot \Delta\omega_0 = \frac{\omega_0}{Q_{ек}},$$

де $Q_{ек}$, як це слідує з (6), добротність напруженого контура.

Як заключення приведемо спрощений вираз для імпульсної характеристики резонансного підсилювача

$$g(t) \approx \left(\frac{-S}{C} \right) \cdot e^{\frac{-t}{\tau_{ек} \cdot \cos \omega_p \cdot t}} \quad (8)$$

$$K_1(i\omega) = -\frac{S}{G_i + G_n + i\omega C_0} = -\frac{\frac{S}{(G_i + G_n)}}{\frac{1 + i\omega C_0}{(G_i + G_n)}} = -\frac{K_{1\max}}{1 + i\omega \tau_1}, \quad (9)$$

Порівняння виразів (7) і (9) вказує на те, що передаточну функцію резонансного підсилювача можна отримати за рахунок зсуву передаточної функції відповідного аперіодичного підсилювача по вісі частот на величину ω_p .

Треба лише постійну часу $\tau_1 = \frac{C_0}{(G_i + G)}$ прирівняти до величини $\tau_{ек}$.

$$K_n(i\omega) \approx K_{1\max}^n e^{\frac{-\omega^2}{2\omega_0^2 \cdot e^{-in\omega\tau_1}}}, \quad (10)$$

Все сказане можна поширити також на каскадне з'єднання ідентичних резонансних підсилювачів. Приведена формула (10) дозволяє відразу написати аналогічний вираз для передаточної функції резонансного n- каскадного підсилювача (фільтра)

$$K_n(i\omega) = K_{1\max}^n e^{\frac{-(\omega - \omega_p)^2}{2\Delta\omega_0^2 \cdot e^{-in(\omega - \omega_p)\tau_{ек}}}}, \quad (11)$$

де $\Delta\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{n} \cdot \tau_{ек}} = \frac{\Delta\omega_0}{\sqrt{n}}$, а $\Delta\omega_0$ - півширина смуги пропускання одного каскаду.

Передаюча функція резонансного підсилювача з навантаженням у вигляді магнітно-зв'язаних контурів визначається наступним чином:

$$K(i\omega) = \frac{K_{1\max} a}{1 + a^2 - (\omega\tau_{ek})^2 + 2i\omega\tau_{ek}}, \quad (12)$$

де a – коефіцієнт магнітного зв'язку.

Відповідно, амплітудно - частотну та фазо - частотну характеристики такого підсилювача зображено на рис.3. Щільна лінія відповідає настроєному режиму підсилювача, пунктир – розстроєному режиму на $\Delta\omega$.

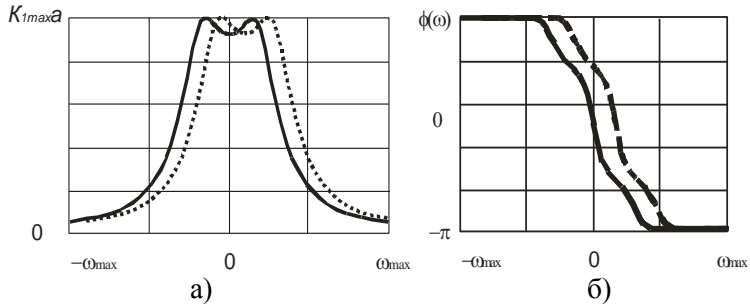


Рисунок 3 - Амплітудно-частотна (а) і фазо-частотна (б) характеристики одноконтурного резонансного підсилювача з навантаженням у вигляді магнітно-зв'язаних контурів

4 ЧАСОВІ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗОНАНСНОГО ПІДСИЛЮВАЧА

Оскільки відомо, що передаюча функція кола і його імпульсна характеристика пов'язані між собою як пара інтегральних перетворень Фур'є, то по відомих передаючих функціях резонансних підсилювачів (9,12), нескладно визначити їх імпульсні характеристики:

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(i\omega) e^{i\omega t} d\omega, \quad (13)$$

які зображено на рис.4.

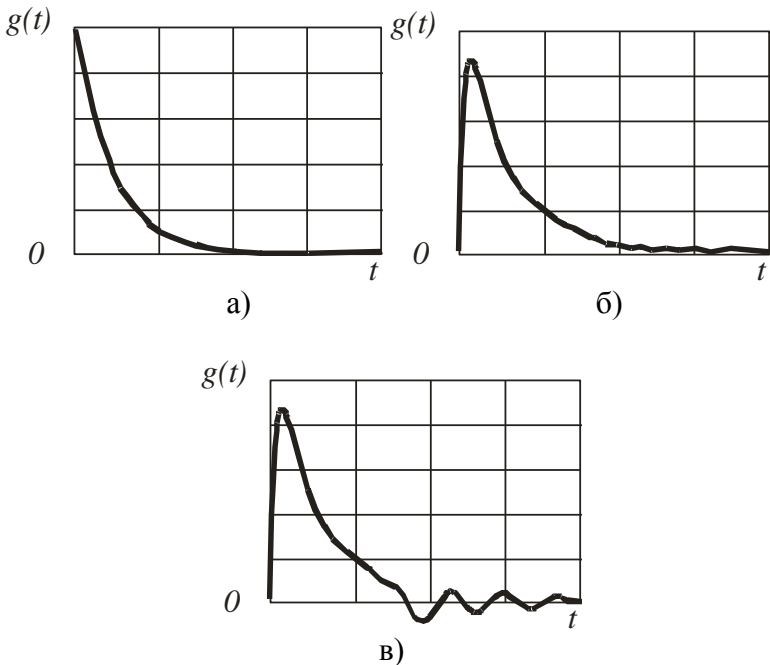


Рисунок 4 – Імпульсні характеристики резонансних підсилювачів: а) однокаскадного, б) двокаскадного; в) з навантаженням у вигляді магнітно-зв'язаних контурів

5 ЗАВДАННЯ ДО КУРСОВОЇ РОБОТИ

На вхід виборчої системи подається радіосигнал виду

$$e(t) = E(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi_0)$$

5.1 Розрахувати і побудувати амплітудний і фазовий спектри огинаючої вхідного сигналу $E(t)$.

5.2 Розрахувати і побудувати вигляд огинаючої вихідного сигналу з розстроюванням та без розстроювання після проходження крізь наступні виборчі системи:

а) ідеальний резонансний каскад з параметрами:

K_p – резонансний коефіцієнт підсилення;

f_p – резонансна частота;

Q – добротність контуру;

δ_f – розстройка частоти несучого коливання відносно резонансної частоти;

$\delta_f = 0,5 \Delta f_n$, де Δf_n – половина смуги пропускання.

б) послідовне з'єднання двох резонансних каскадів з параметрами:

K_{p1} і K_{p2} – резонансні коефіцієнти підсилення каскадів;

$f_{p1} = f_p + \Delta f_1$ – резонансна частота першого резонансного підсилювача;

$f_{p2} = f_p + \Delta f_2$ – резонансна частота другого резонансного підсилювача;

Q_1 і Q_2 – добротності контурів.

Розглядання провести для двох варіантів: перший $\Delta f_1 = \Delta f_2 = 0$, $f_{p1} = f_{p2}$, другий Δf_1 і Δf_2 не рівні нулю і їх задає викладач.

в) резонансний каскад зі зв'язаними контурами з параметрами:

Q_1 і Q_2 – добротності контурів;

f_{p1} і f_{p2} – резонансні частоти контурів;

K_p – резонансний коефіцієнт підсилення;

A – узагальнений коефіцієнт зв'язку;

δ_f – розстройка частоти несучого коливання відносно резонансної частоти;

$\delta_f = \Delta f_n$, де Δf_n – половина смуги пропускання.

Розгляд провести для двох варіантів: перший $f_{p1} = f_{p2}$, $\delta_f = 0$, другий $\delta_f = \Delta f_n$. Закон зміни амплітудно-модульованого сигналу $E(t)$ приведено у Додатку А згідно варіанту. Параметри систем задає викладач.

5.3 На вхід вибіркового систем перелічених в п. 5.2 подається радіосигнал $E(t) = E \cdot \cos[\omega_0 t + \phi(t)]$ з несучою частотою $f_0 = f_p + \delta_f$ і параметрами маніпуляції згідно з Додатком А..

Розрахувати і побудувати вигляд огинаючої вихідного сигналу, закон зміни фази для двох варіантів.

а) $\delta_f = 0$;

б) $\delta_f = 0,5 \Delta f_n$.

6 ПОРЯДОК РОЗРАХУНКІВ І ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ

Курсова робота оформлюється у вигляді розрахунково-пояснювальної записки, повинна відповідати вимогам ДСТУ ТА СТП 15-96. Зміст пояснювальної записки складається з наступних частин і розділів.

6.1. Титульний аркуш

6.2 Завдання

6.3 Реферат

6.4 Зміст

6.5 Розрахунок і графічні залежності амплітудного і фазового спектрів вхідного сигналу

6.6 Розрахунок і графічні залежності АЧХ і ФЧХ вибіркового підсилювачів

6.7 Розрахунок проходження АМ сигналу крізь виборчий підсилювач спектральним методом

6.8 Розрахунок проходження АМ сигналу крізь виборчий підсилювач часовим методом

6.9 Графічні залежності огинаючих АМ сигналу на виході резонансного підсилювача (реальних та проноормованих)

6.10 Розрахунок проходження ФМ сигналу крізь вибіркові підсилювачі

6.11 Графічні залежності огинаючої вихідного ФМ сигналу і законів зміни фази ФМ сигналів

6.12 Висновки

6.13 Список літератури

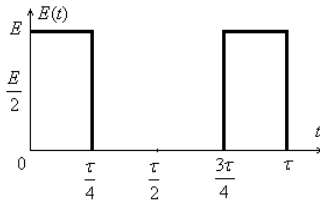
6.14 Додаток

ЛІТЕРАТУРА

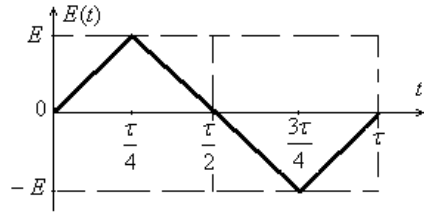
1. Волощук Ю.І. Сигнали та процеси у радіотехніці. [текст];[Підручн. для студентів вищих навчальних закладів]; у 4-х т. – Харків: СМІТ, 2003.
2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы [текст];[учебник для вузов].-М.: ВШ, 1986.
3. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы [текст];[Учебн. пособ. для вузов].-М.: ВШ, 1988.
4. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы [текст];[Руководство к решению задач].-М.:ВШ, 1987.

ДОДАТОК А – ВИХІДНІ ДАНІ

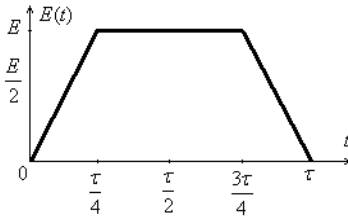
В №1



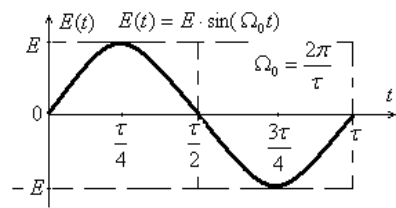
В №2



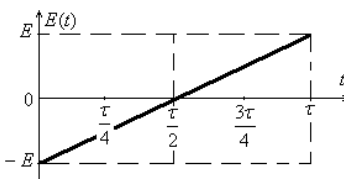
В №3



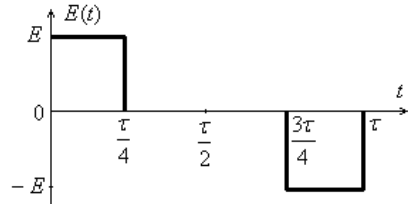
В №4



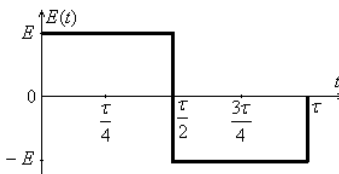
В №5



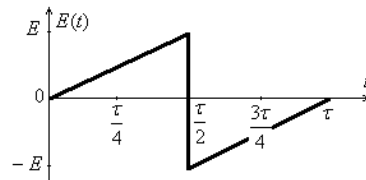
В №6



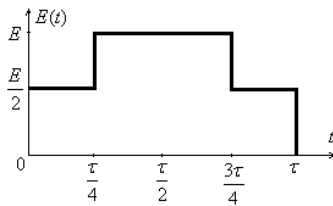
В №7



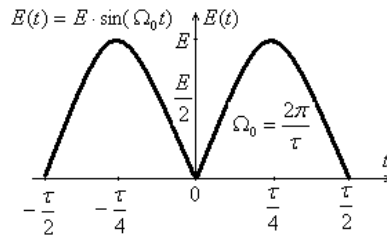
В №8



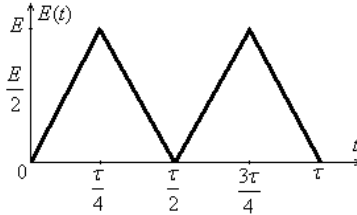
B №9



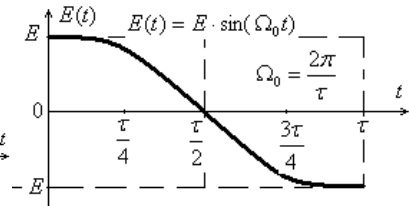
B №10



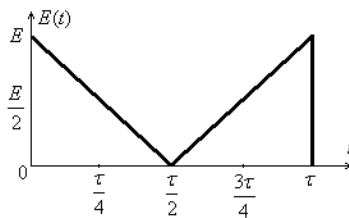
B №11



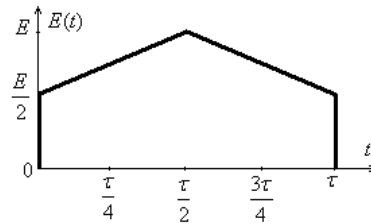
B №12



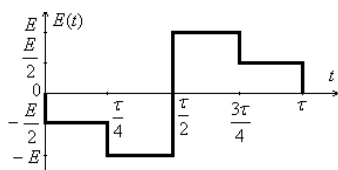
B №13



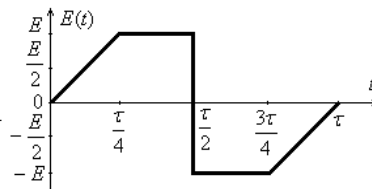
B №14



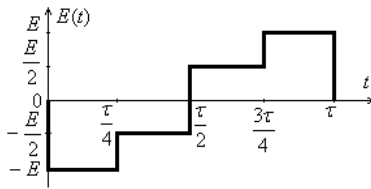
B №15



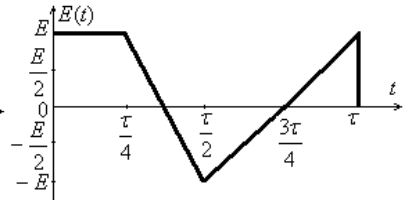
B №16



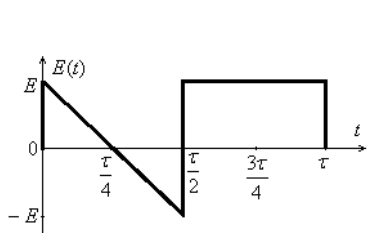
B №17



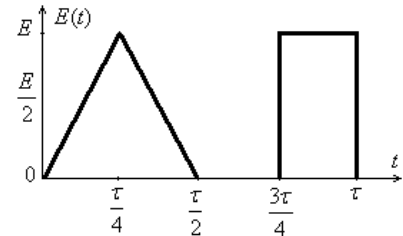
B №18



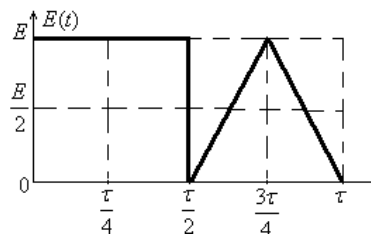
B №19



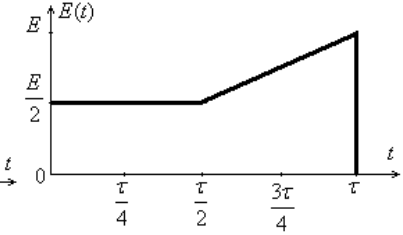
B №20



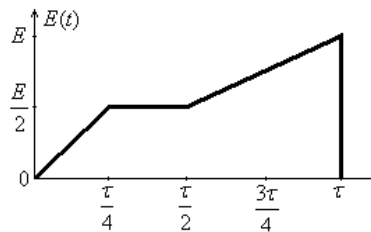
B №21



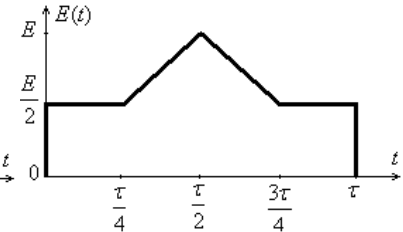
B №22



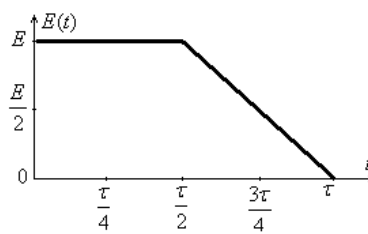
B №23



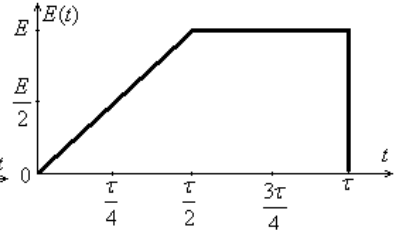
B №24



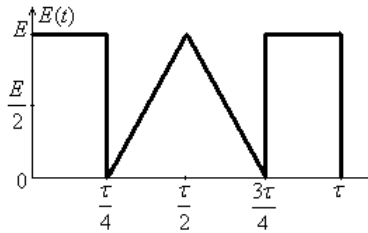
B №25



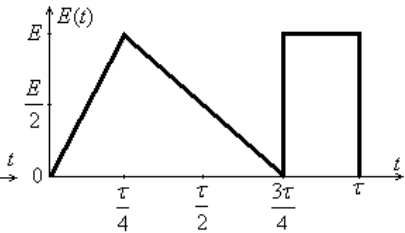
B №26



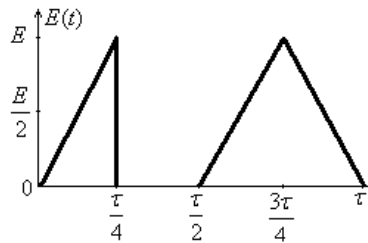
B №27



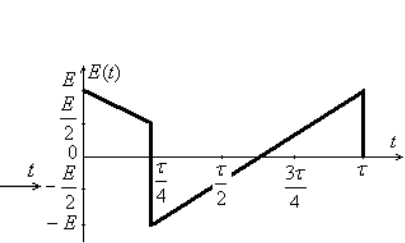
B №28



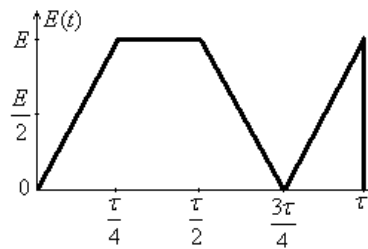
B №29



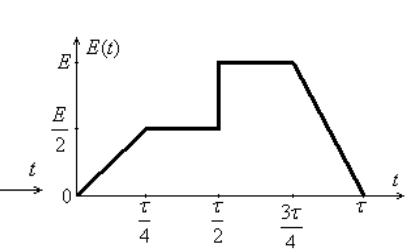
B №30



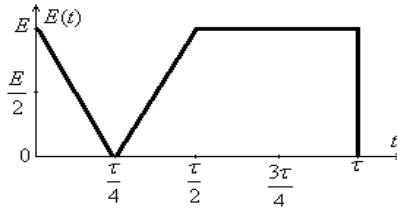
B №31



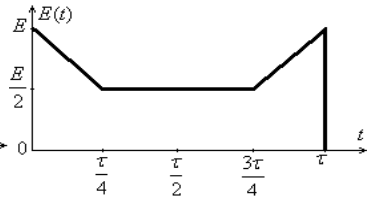
B №32



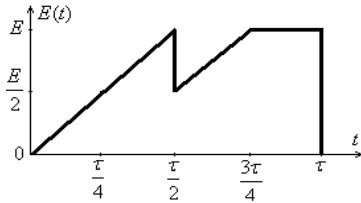
B №33



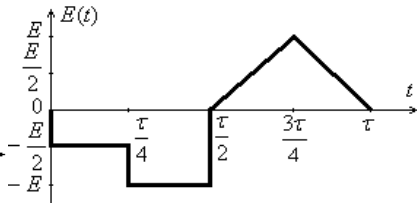
B №34



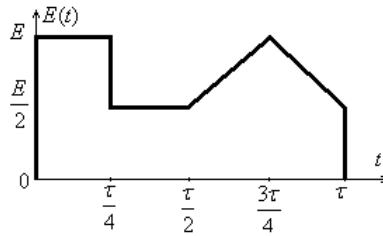
B №35



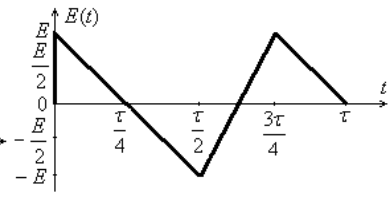
B №36



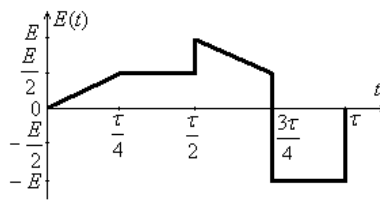
B №37



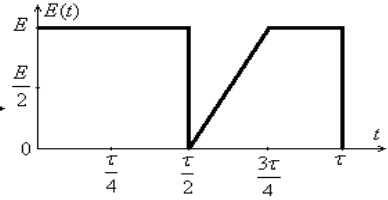
B №38



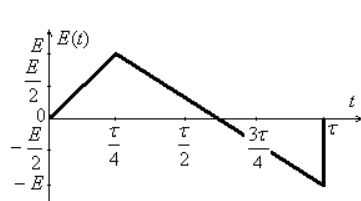
B №39



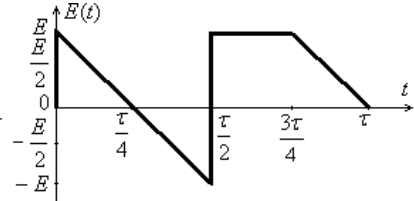
B №40



B №41



B №42



**Підписано до друку 12.03.2010. Формат 60х84 1/16,
1,2 п. л.**

Тираж 50 прим. Зам. №224

69063, м. Запоріжжя, ЗНТУ, Друкарня, вул. Гоголя, 64