

Лекція 10

Електронні схеми на перемикаючих конденсаторах

Мета лекції: вивчення побудови електронних схем на перемикаючих конденсаторах (ПК).

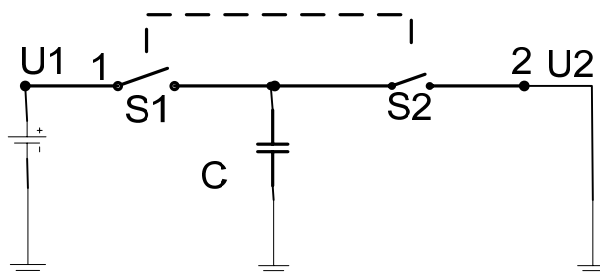
План лекції:

- 10.1 Вступ
- 10.2. Переваги схем на ПК.
- 10.3 Фільтри нижніх частот на ПК.
- 10.4 Псевдодиференційний вхід схем на ПК.
- 10.5 Контрольно- навчальний тест до лекції 10.

10.1. Вступ.

Схемотехніка на перемикаючих конденсаторах (ПК) почала розвиватися у 70х роках ХХ століття і пізніше знайшла широке застосування в надвеликих інтегральних схемах (НВІС), виконаних за МОН-технологією. Вона дозволяє реалізувати у мікросхемах аналогові функції за допомогою таких стандартних елементів як МОН-транзистори та конденсатори невеликої ємності (пікофаради), відмовитись від застосування високоточних резисторів, індуктивностей, конденсаторів великої ємності.

Найпростіший елемент на ПК представлено на мал. 10.1. Коли ключ S_1 замкнутий (S_2 розімкнутий) конденсатор C заряджається зарядом $Q = C \cdot U_1$ до напруги U_1 . Коли конденсатор C підключається до точки 2 (S_1 розімкнутий, S_2 замкнутий) з сторони 1 на сторону 2 передається заряд Q , причому $Q = C \cdot \Delta U = C(U_1 - U_2) = CU_1$.



Мал. 10.1. Найпростіший елемент на перемикаючих конденсаторах.

Середній струм, який протече за рахунок розряду конденсатора C :

$$I = \frac{Q}{\Delta t} = \frac{Q}{T} = \frac{CU_1}{T},$$

T – час, протягом якого відбувається замикання-розмикання ключів $S1$ і $S2$. Як видно з останньої формули, величина $\frac{C}{T}$ створює опір для вхідної напруги U_1 в результаті чого протікає середній струм I . Порівнюючи середній струм I з законом Ома для резистивного кола $I = \frac{U}{R}$, можна сказати, що величина $\frac{C}{T}$ виконує роль еквівалентного опору $R_{екв} = \frac{T}{C}$, або $R_{екв} = \frac{1}{f_k C}$, де $f_k = \frac{1}{T}$ частота комутації конденсатора C . Виходячи з сказаного, для середнього струму I можна розглядати схему ПК на мал. 10.1. як резистор з еквівалентним опором $R_{екв} = \frac{1}{f_k C}$.

На основі цього висновку створюються всі схеми з ПК. Використовуючи ПК отримуємо резистор з цифровим керуванням яким можна замінити традиційні резистори в різних електронних схемах. Вище викладене стосувалося постійної вхідної напруги U_1 , але зроблені висновки будуть справедливими і при змінному вхідному сигналі при умові, що частота перемикавання f_k повинна бути значно більшою від вищої граничної частоти спектра вхідного сигналу.

10.2. Переваги схем на ПК.

Ряд аналогових та аналого-цифрових мікросхем можна виконати лише на МОН-транзисторах і конденсаторах, тобто досягти їх більшої одноманітності і, відповідно, підвищити надійність та мати більш дешеву технологію їх виготовлення.

Резистори, виготовлені на ПК, мають більше переваг порівняно з резисторами, виготовленими за звичайною технологією, а саме: у 2-4 рази підвищується точність виготовлення, температурний коефіцієнт опору в 16-80 разів менше, вплив напруги на опір зменшується у 20-80 разів.

Легкість зміни параметрів схем на ПК. Наприклад, для зміни частоти зрізу фільтру достатньо змінити частоту комутації f_k .

Параметри ряду схем можна виконати залежними від відношення ємностей, тоді застосування ПК ще більше підвищить точність та стабільність таких схем.

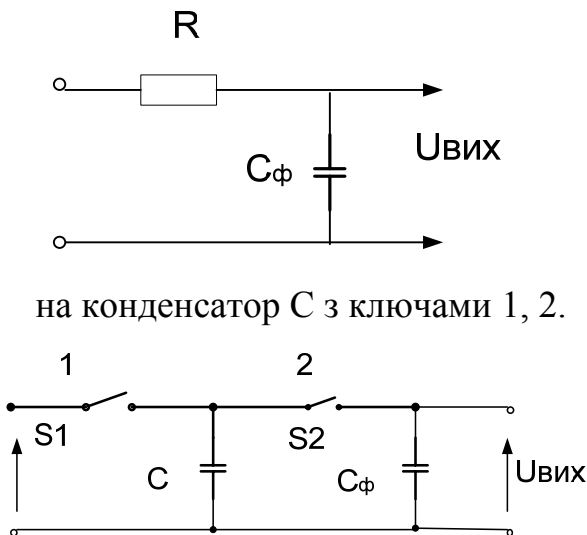
Легко отримати на малій площі мікросхеми великі еквівалентні значення опорів. Наприклад, при $C = 5$ пФ і $f_k = 1$ кГц $R_{екв} = 200$ МОм.

До недоліків таких схем можна віднести наявність перемикаючих завад з частотою f_k , паразитні струми витоку між входом і виходом МОН-ключів та необхідність забезпечення високої частоти перемикавання, значно більшої від вищої граничної частоти спектра вхідного сигналу.

10.3. Фільтри нижніх частот на перемикаючих конденсаторах.

Великі можливості при побудові пасивних фільтрів дає схемотехніка конденсаторів, що перемикаються. На мал. 10.2 представлено фільтр нижніх

частот (ФНЧ) на перемикаючих конденсаторах. Цей фільтр побудовано простою заміною резистора R в звичайній схемі ФНЧ



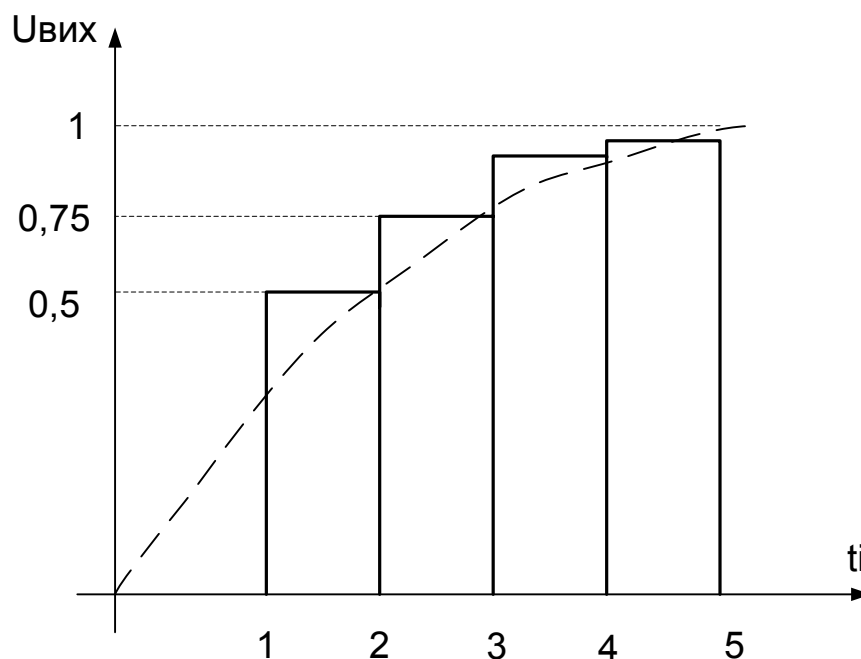
Мал. 10.2. Простий фільтр першого порядку на перемикаючих конденсаторах та його RC - аналог.

Сталі часу таких ФНЧ відповідно $\tau = RC_{\phi}$ і $\tau_{ПК} = \frac{C_{\phi}}{f_k C}$

тобто визначається співвідношенням конденсаторів C і Cφ і частотою комутації f_k.

Звичайно частота комутації f_k >> f_з частоти завад. Таке співвідношення між f_k і f_з важливе для подальшого ефективного приглушення завади, кратної f_k.

При почерговому перемиканні ключів 1 і 2 від зовнішнього генератора відбувається перекидання зарядів від клем U_{вх} до клем U_{вих}.



Мал. 10.3. Реакція ФНЧ на перемикаючих конденсаторах на стрибок вхідної напруги.

Розглянемо реакцію такого фільтру на стрибок вхідної напруги (мал.10.3.).Нехай при цьому вибрано так, що $C_1 = C_2$ і $U_{\text{вх}} = 1B$

Тоді при під'єднанні C_1 до $U_{\text{вх}}$ напруга $U_{C1} = 1B$, при під'єднанні C_1 до C_2 , заряд від конденсатора C_1 розподілиться між $C1$ і $C2$ і при умові рівності їх ємностей $U_{\text{вих1}} = 0,5B$.

У наступному циклі знову $U_{C1} = 1B$, а при під'єднанні C_1 до C_2 частина заряду на $C1$, що перевищує заряд на $C2$, розподілиться порівну між $C1$ і $C2$ і $U_{\text{вих2}} = 0,75B$ і т.д.

Таким чином реакція такого ФНЧ є подібним до експоненційно-степеневого і при $i \rightarrow \infty$ $U_{\text{вих}} \rightarrow 1B$.

Тобто звичайний фільтр на RC-елементах і ФНЧ на ПК мають схожі характеристики.

У загальному вигляді в i -тому циклі вихідна напруга $U_{\text{вих}i}$ визначається рекурентним співвідношенням

$U_{\text{вих}i} = \alpha U_{\text{вх}} + \beta U_{\text{вих}i-1}$, де $i = 1, 2, 3, \dots$ - відліки часу в момент під'єднання C_1 до C_2

$\alpha = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$, а $\beta = \frac{C_2}{C_1 + C_2}$, тому що частина вихідної напруги від дії $U_{\text{вх}}$

$$U'_{\text{вих}i} = U_{\text{вх}} \frac{\frac{1}{pC_2}}{\frac{1}{pC_1} + \frac{1}{pC_2}} = U_{\text{вх}} \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

А частина вихідної напруги від дії $U_{\text{вих}i-1}$ попереднього циклу відповідно

$$U''_{\text{вих}i} = U_{\text{вих}i-1} \frac{\frac{1}{pC_1}}{\frac{1}{pC_1} + \frac{1}{pC_2}} = U_{\text{вих}i-1} \frac{C_2}{C_1 + C_2}$$

Представимо напругу $U_{\text{вих}}$ в операторній формі. Врахуємо, що

вхідний стрибок напруги через функцію одиничного стрибка $1(t) \in U_{\text{вх}} 1(t)$.

Його зображення по Лапласу є $\frac{U_{\text{вх}}}{p}$. Зображення по Лапласу наступного стрибка

через період T відповідно до теореми зміщення $\frac{U_{\text{вх}}}{p} e^{-pT}$ і т.д.

Тому в першому циклі $U_{\text{вих1}} = \alpha \frac{U_{\text{вх}}}{p}$.

В другому $U_{\text{вих2}} = \alpha \frac{U_{\text{вх}}}{p} + \beta \frac{\alpha}{p} U_{\text{вх}} e^{-pT}$.

В третьому $U_{\text{вих3}} = \alpha \frac{U_{\text{вх}}}{p} + \frac{\alpha\beta}{p} U_{\text{вх}} e^{-pT} + \beta^2 \frac{\alpha}{p} U_{\text{вх}} e^{-2pT}$ і т.д

В і-тому циклі $U_{\text{вих}i} = \frac{\alpha U_{\text{ex}}}{p} (1 + \beta \cdot e^{-pT} + \beta^2 \cdot e^{-2pT} + \beta^3 \cdot e^{-3pT} + \dots)$

Вираз в дужках є геометричною прогресією $B_n = B_1 q^{n-1}$, де $B_1 = 1$, $q = \beta e^{-pT}$.

Для перевірки перший член прогресії $B_1 = 1 \cdot (\beta \cdot e^{-pT})^{1-1} = 1$

Другий член $B_2 = 1 \cdot (\beta \cdot e^{-pT})^{2-1} = \beta \cdot e^{-pT}$

Третій член $B_3 = 1 \cdot (\beta \cdot e^{-pT})^{3-1} = \beta^2 \cdot e^{-2pT}$ і т.д.

Відомо, що для $|q| < 1$ сума S_n перших n членів геометричної прогресії при $n \rightarrow \infty$

$S_n = \frac{B_1}{1-q}$. Для нашого випадку

$U_{\text{вих}} = U_{\text{вих}i} = \frac{\alpha U_{\text{ex}}}{p} \cdot \frac{1}{1 - \beta \cdot e^{-pT}}$ для достатньо великого числа n .

Коефіцієнт передачі в операторній формі

$$K(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{U_{\text{ex}}(p)} = \frac{\alpha U_{\text{ex}}}{U_{\text{ex}} p} \cdot \frac{p}{1 - \beta \cdot e^{-pT}} = \frac{\alpha}{1 - \beta e^{-pT}}$$

Підставимо, $P = j\omega$

$$K(j\omega) = \frac{\alpha}{1 - \beta e^{-j\omega T}}$$

Для можливості отримання виразу для модуля коефіцієнта передачі (амплітудно-частотної характеристики) представимо коефіцієнт $K(j\omega)$ через дійсну та уявну складову, а саме

$$K(j\omega) = \frac{\alpha}{1 - \beta e^{-j\omega T}} = \frac{\alpha}{1 - [\beta \cos(-\omega T) + \beta j \sin(-\omega T)]}$$

Тому, що $\dot{Z} = r(\cos \varphi + j \sin \varphi) = r e^{j\varphi}$.

Враховуючи, що $\cos(-\omega T) = \cos \omega T$, а $\sin(-\omega T) = -\sin \omega T$

$$K(j\omega) = \frac{\alpha}{1 - \beta \cos(\omega T) + \beta j \sin(\omega T)}$$

Модуль коефіцієнта передачі (амплітудно-частотна характеристика) ФНЧ на ПК

$$|K(j\omega)| = \frac{\alpha}{\sqrt{1 - 2\beta \cos(\omega T) + \beta^2 \cos^2(\omega T) + \beta^2 \sin^2(\omega T)}} = \frac{\alpha}{\sqrt{1 + \beta^2 - 2\beta \cos(\omega T)}}$$

$|K| = \frac{\alpha}{\sqrt{1 + \beta^2 - 2\beta \cos \omega T}}$, то він є періодичною функцією, яка змінюється в

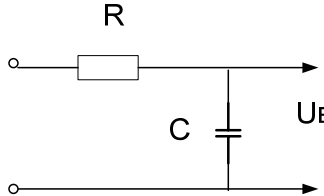
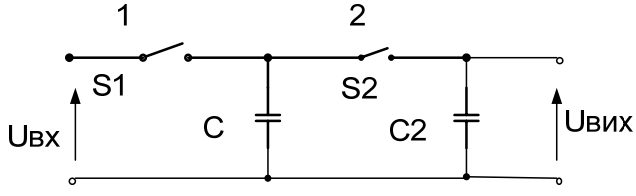
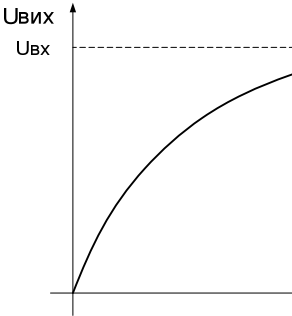
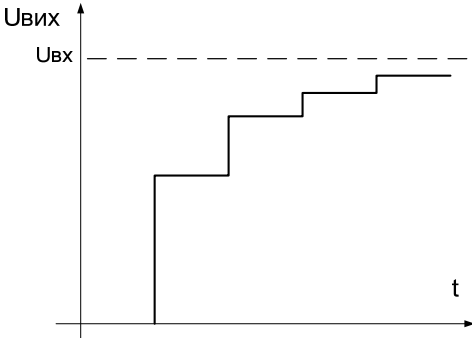
межах від 1 і менше. Так якщо $C_1 = C_2$, то $|K|$ лежить в межах від 1 до 0,35.

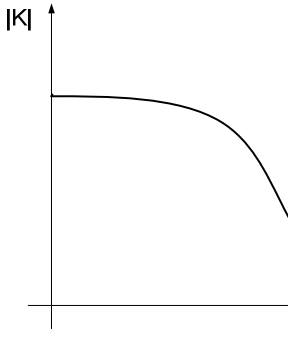
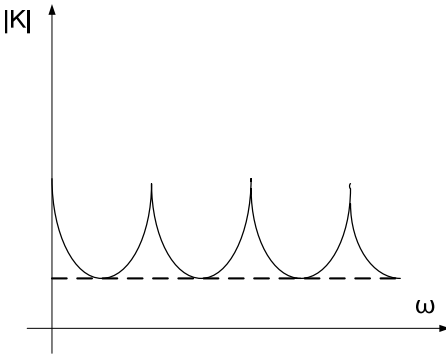
Частота зрізу для звичайного RC- фільтру $t_{zp} = \frac{1}{2\pi RC}$.

За аналогією, зважаючи, що $R_{екв} = \frac{1}{f_k C_1}$, частота зрізу ФНЧ на ПК $f_{зркк} = \frac{f_k C_1}{2\pi C_2}$

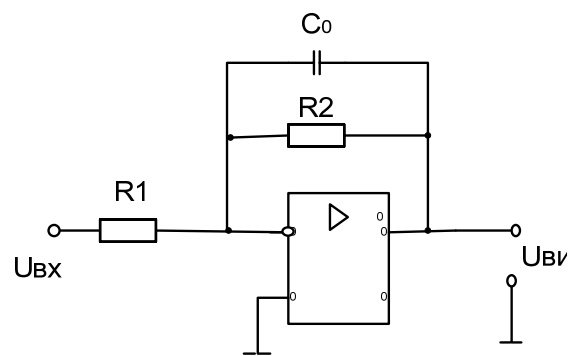
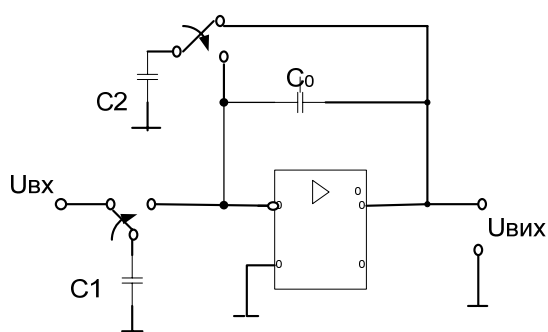
Порівняння характеристик обох фільтрів наведено у таблиці 10.1

Таблиця 10.1. Порівняння характеристик звичайного ФНЧ на RC- елементах з фільтром на ПК.

Характ-ки	ФНЧ та RC- елементах	ФНЧ на ПК
Схема		
Реакція на стрибок напруги (перехідна характ-ка)	$U_{вихi} = U_{вх} (1 - e^{-\frac{t}{RC}})$ 	$U_{вихi} = \alpha U_{вх} + \beta U_{вихi-1}$ $\alpha = \frac{C_1}{C_1 + C_2}; \quad \beta = \frac{C_2}{C_1 + C_2}$ 
Коефіцієнт передачі в операторній формі	$K(p) = \frac{1}{1 + pRC}$	$K(p) = \frac{\alpha}{1 - \beta e^{-pT}}$

<p>Модуль коефіцієнта передачі (АЧХ)</p>	$ K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}}$ 	$ K(\omega) = \frac{\alpha}{\sqrt{1+\beta^2-2\beta\cos\omega\tau}}$ 
<p>Коефіцієнт передачі для $\omega = 0$</p>	$K(0) = 1$	$K(0) = 1$
<p>Частота зрізу</p>	$f_{зр} = \frac{1}{2\pi RC}$	$f_{зрkk} = \frac{f_k C_1}{2\pi C_2}$

Можна побудувати ФНЧ на операційному підсилювачі з ПК, якщо резистори R_1 , R_2 відповідно замінити на конденсатори C_1, C_2 як це зроблено на мал. 10.4.



а)

б)

Мал. 10.4. Активний ФНЧ першого порядку на перемикаючих конденсаторах та його резистивний аналог.

Для схеми мал. 10.4а коефіцієнт передачі для $\omega = 0$ $K(0) = \frac{C_1}{C_2}$ і стала часу

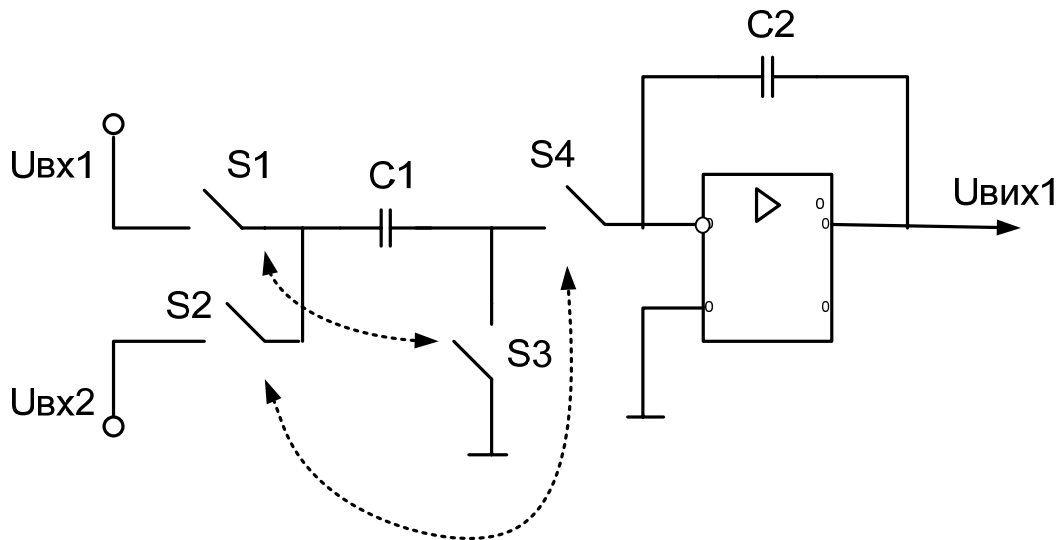
$$\tau_a = \frac{C_0}{C_2 \cdot f_k}.$$

Для схеми мал. 10.4б коефіцієнт передачі $K(0)_b = \frac{-R_2}{R_1}$ і стала часу $\tau_b = R_2 C_0$.

Частоти зрізу таких ФНЧ, відповідно $f_a = \frac{f_k C_2}{2\pi C_0}$, а $f_b = \frac{1}{2\pi C_0 R_2}$

10.4. Псевдодиференційний вхід схем на перемикаючих конденсаторах.

Комутація конденсаторів дозволяє в ряді схем створити так званий псевдодиференційний вхід подібно до диференціального входу операційних підсилювачів.



Мал. 10.5. Інтегратор з псевдодиференційним входом на ПК.

На мал.10.5 створено інтегратор, що реагує на різницю двох вхідних напруг $U_{\text{вх1}}$, $U_{\text{вх2}}$. В першому такті ключі S_1 , S_3 -замкнуті, а ключі S_2 , S_4 - розімкнуті і конденсатор C_1 заряджається від $U_{\text{вх1}}$. В другому такті ключі S_1 , S_3 - розімкнуті, а ключі S_2 , S_4 - замкнуті, C_1 з'єднується послідовно з $U_{\text{вх2}}$ і входом інтегратора. Якщо $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$, то в другому такті конденсатор C_1 не отримає порції заряду, в іншому разі при $U_{\text{вх1}} \neq U_{\text{вх2}}$ на C_2 з'явиться заряд $\Delta q = (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}})C_1$. Таку ж схему можна застосувати і для ФНЧ мал.10.4а.

10.5. Контрольно-навчальний тест до лекції 10.

Питання 10.1

Від чого залежить еквівалентний опір у схемі мал.10.1 ?

Питання 10.2

Яка реакція ФНЧ на перемикаючих конденсаторах на стрибок вхідної напруги?

Питання 10.3

Якщо $C_1 = 2C_2$, то чому дорівнює коефіцієнт передачі ФНЧ на ПК при $\omega = 0$?

Питання 10.4

Як збільшити частоту зрізу ФНЧ на ПК?

Питання 10.5

Чим відрізняється АЧХ ФНЧ на ПК від АЧХ звичайного ФНЧ ?

Питання 10.6

Знайдіть коефіцієнт передачі на частоті $\omega = 0$ схеми мал. 10.4а при $C_1 = 10C_2 = C_0$?

Питання 10.7

Для схеми мал.10.4а дано $C_1 = C_2 = C_0$, $f_k = 1256$ Гц. Знайдіть частоту зрізу такого ФНЧ?

Вибір правильної відповіді

1-від вихідної напруги

2-від частоти комутації і ємності конденсатора

Вибір правильної відповіді

1-лінійно-зростаюча напруга

2-ступенево - зростаюча напруга

3-ступенево-експоненціальна зростаюча напруга

Вибір правильної відповіді

1- $\frac{1}{2}$

2-1

3- $\frac{1}{3}$

Вибір правильної відповіді

1-збільшити частоту комутації

2-збільшити C_2

Вибір правильної відповіді

1-амплітудою

2-періодичним характером

Вибір правильної відповіді

1-1

2-10

Вибір правильної відповіді

1-1000Гц

2-500 Гц

3-50 Гц

Питання 10.8

Чому дорівнює еквівалентний вхідний опір схеми мал.10.4 а , якщо $C_1 = 10^{-6} \text{ ф}$, $f_k = 1000 \text{ Гц}$

Питання 10.9

Як зменшити сталу часу ФНЧ за схемою мал.10.4а ?

Питання 10.10

Що таке псевдодиференційний вхід на ПК ?

Вибір правильної відповіді

1-1кОм

2-100 Ом

3-500 Ом

Вибір правильної відповіді

1-збільшити C_0

2-збільшити f_{kT} і C_2

Вибір правильної відповіді

1-це періодичне перемикання одного конденсатора до двох входів

2-це звичайна схема з конденсаторами на обох входах .