

### 3 ПРОХОДЖЕННЯ ІМПУЛЬСНИХ СИГНАЛІВ ЧЕРЕЗ RC-КОЛА

#### 3.1 Диференціюючі, розділові та інтегруючі RC-кола

Напруги та струм у RC-колах ( рис.3.6) під впливом одиничного стрибка (рис.3.7) залежать від її постійної часу  $\tau$ .

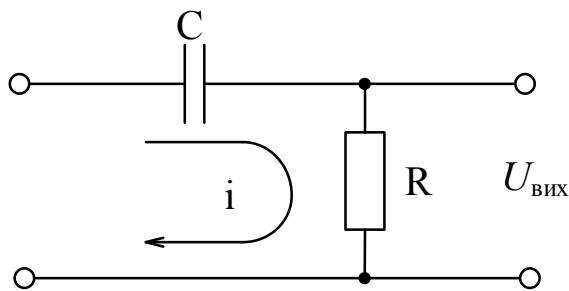


Рис. 3.6. Принципова схема RC-кола

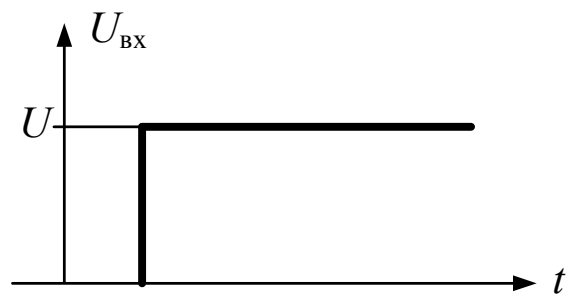


Рис. 3.7. Одиничний стрибок

Напруга на конденсаторі  $C$  визначається у вигляді:

$$U_c = U \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}). \quad (3.1)$$

Залежності  $U_c(t)$  при різних постійних часу RC-кола наведені на рис.3.8.

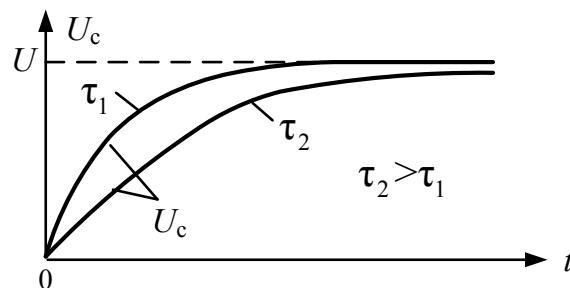


Рис. 3.8. Напруга на ємності при різних постійних часу

Напруга на виході RC-кола (на резисторі) має вигляд:

$$U_R = U - U_c = U - U + U \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} = U \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (3.2)$$

Залежності  $U_R(t)$  при різних значеннях  $\tau$  наведені на рис.3.9. Оскільки  $U_R = i \cdot R$ , то

$$i = \frac{U_R}{R} = \frac{U}{R} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.3)$$

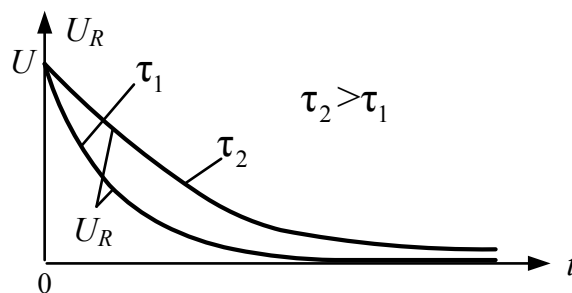


Рис. 3.9. Напруга на резисторі при різних значеннях  $\tau$

Залежність  $I(t)$  наведена на рис.3.10.

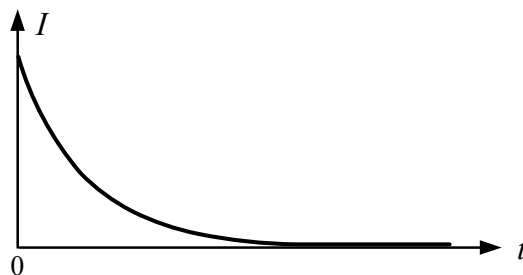


Рис. 3.10. Залежність струму протікаючого через резистор від часу

### Диференціюючі та розділові RC-кола

Диференціюючим колом називають таке коло, сигнал на виході якого має значення, пропорційні в кожен момент часу похідній від вхідного сигналу.

Отже,  $u_{вих}(t) = K \cdot \frac{du_{вх}(t)}{dt}$ . Коефіцієнт  $K$  має розмірність секунди, у про-

тивному випадку розмірність лівої і правої частин рівності не буде однакою.

Ідеальним пристроєм диференціювання можна вважати конденсатор  $C$  або котушку  $L$ . Наприклад, при використанні конденсатора  $C$  можна вважати вхідним сигналом напругу на ньому  $u_{ex}(t)$ , а вихідним – струм  $i$  у ланці. Ці змінні зв'язані відомим співвідношенням  $i(t) = C \cdot \frac{du_{ex}(t)}{dt}$ , тобто струм у ланці пропорційний похідній від вхідної напруги. Однак використовувати цю схему для практичних цілей не можна, тому що вона не містить елемента, який забезпечував би яку-небудь реєстрацію значень струму, вимір його значень.

Для того щоб одержати вихідний сигнал у формі, зручній для спостереження або реєстрації, у коло послідовно включають чутливий до струму прилад із внутрішнім опором  $R$ . У найпростішому випадку це може бути резистор  $R$ , напруга на якому пропорційна струму  $U_R = i \cdot R$ . Розглянута  $RC$ -ланка може виконувати функції диференціювання (скорочування) при  $\tau \ll t_I$ , або бути розділовою, якщо  $\tau \gg t_I$  ( $t_I$  – тривалість імпульсу).

На рис.3.11 показані графіки напруг  $U_C$  і  $U_R$  такої кола у режимі диференціювання, – ( $\tau \ll t_I$ ), та у якості розділової кола – ( $\tau \gg t_I$ ).

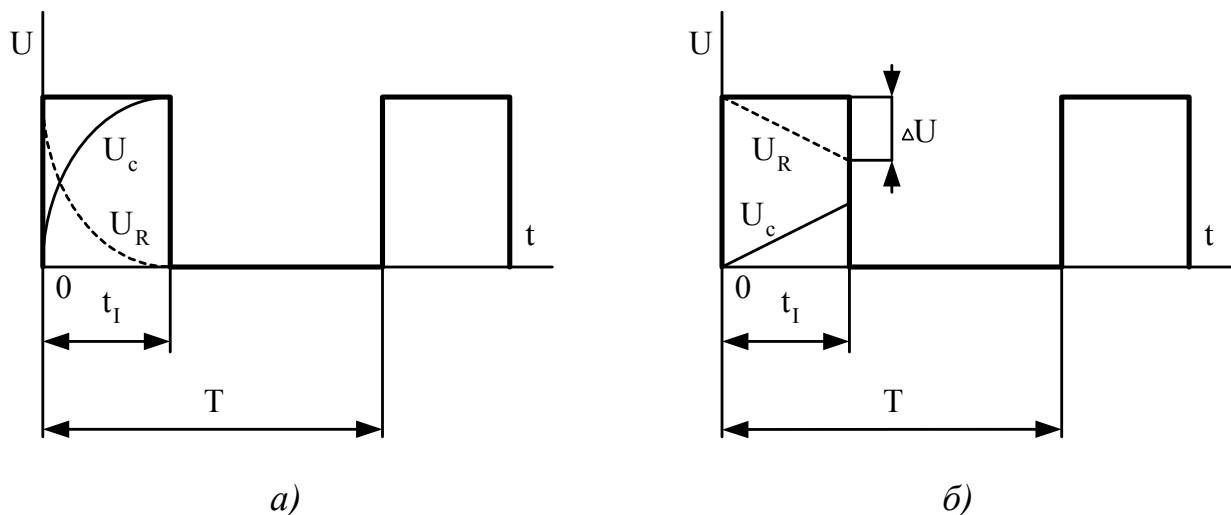


Рис. 3.11. Графіки напруги при 1 –  $\tau \ll t_I$  (а) та 2 –  $\tau \gg t_I$  (б)

Розглянемо ланку диференціювання під впливом імпульсної послідовності (рис.3.12).

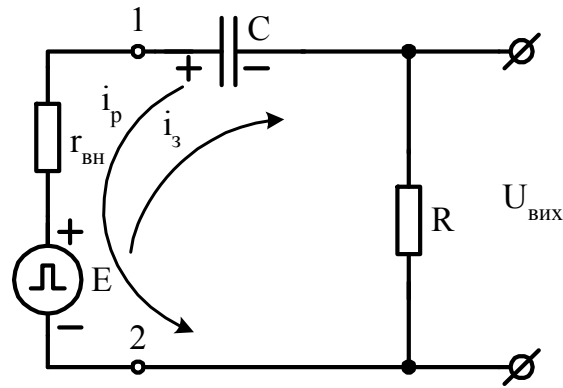


Рис. 3.12. Принципова схема диференціуючого  $RC$ -кола

При подачі на вхід кола імпульсу конденсатор  $C$  заряджається зарядним струмом  $i_з$ , при паузі – розряджається, зумовлюючи розрядний струм  $i_p$  (при цьому  $E = 0$ ).

Припустимо  $r_{вн} \ll R$ , тоді їм можна зневажити ( $r_{вн} = 0$ ). Розглянемо режим I, варіант:  $\tau \ll t_I, \tau \ll t_n$ . Після закінчення імпульсу (момент часу  $t_1$ )  $E = 0 \Rightarrow U_R = -U_c$  (рис. 3.3.).

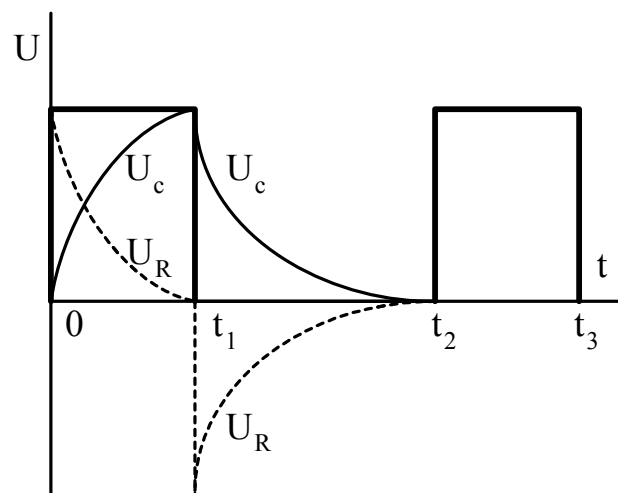


Рис. 3.13. Залежності  $U_c(t)$  і  $U_R(t)$ ; режим I

варіант:  $\tau \ll t_I, \tau \ll t_n$

У період паузи ( $t_1 - t_2$ ) розряд конденсатора  $C$  виходить повний (рис.3.13), тому що  $\tau \ll t_n$ ;

$$U_{вих} = i_p \cdot R = R \cdot C \cdot \frac{dU_c}{dt};$$

$$U_c = U_{12} - U_{вих}.$$

Тоді

$$U_{вих} = R \cdot C \cdot \frac{d(U_{12} - U_{вих})}{dt}.$$

При  $U_{вих} \ll U_{12} = U_{вх}$  одержимо:

$$U_{вих} = R \cdot C \cdot \frac{dU_{вх}}{dt}.$$

Виходить, отримана ідеальна ланка диференціювання. Отже, для того щоб ланка була диференціюючою, необхідно виконання трьох умов:

- 1)  $\tau \ll t_I$ ;
- 2)  $\tau \ll t_n$ ;
- 3)  $U_{вих} \ll U_{12} = U_{вх}$ .

При цьому графік напруги  $U_{вих}$  при наявності імпульсної послідовності на вході буде мати наступний вигляд (рис. 3.14):

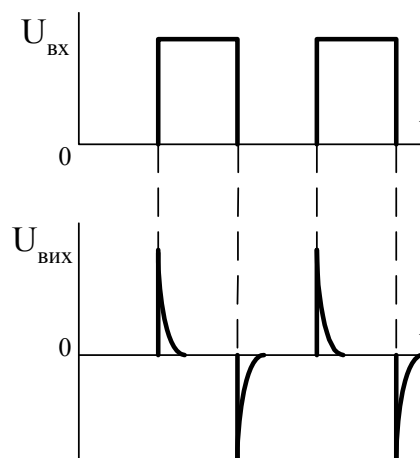


Рис. 3.14. Графік напруги на виході диференціюючого кола при наявності імпульсної послідовності на вході

Режим I, варіант:  $\tau \ll t_I$ ,  $\tau \gg t_n$ : не згоден для диференціювання, так як конденсатор  $C$  не встигає розрядитися до нуля за час  $t_n$ , тому нульові початкові умови не виконуються.

Аналогічно, режим II при  $\tau \gg t_I$ ,  $\tau \ll t_n$  забезпечує варіант розділової кола. У момент часу  $t_1$ , після дії імпульсу, (рис.3.15)  $U_R(t_1) = -U_C(t_1)$ , а в момент часу  $t_2$  мають місце нульові початкові умови. Сигнал на виході практично повторює сигнал на вході. Отже, така ланка є розділовою.

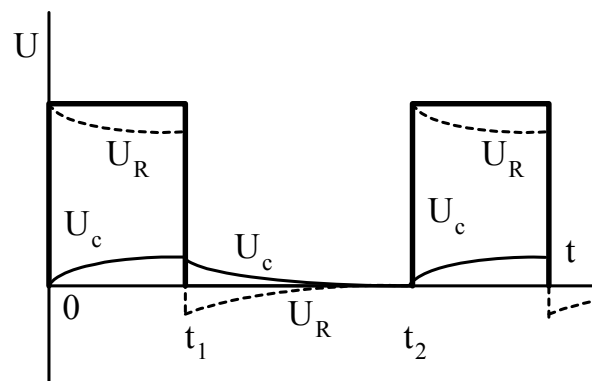


Рис. 3.15. Залежності  $U_C(t)$  і  $U_R(t)$ ; режим II при  $\tau \gg t_I$ ,  $\tau \ll t_n$

### Інтегруючі RC-кола

Інтегруючою ланкою називають чотириполіусник, сигнал на виході якого пропорційний інтегралу від вхідного сигналу. У випадку, коли вхідний і вихідний сигнали виражаються в однакових одиницях (наприклад, в одиницях напруги), операцію, виконувану інтегруючою ланкою, можна записати у вигляді співвідношення:

$$U_{вих}(t) = K \int_0^t U_{вх}(t) dt,$$

де  $K$  – коефіцієнт пропорційності, що має розрядність  $c^{-1}$ .

На рис.3.16 наведена принципова схема інтегруючої кола. Нехай  $R_n$ , що практично має місце при  $R_n \gg R_{вих}$  кола.

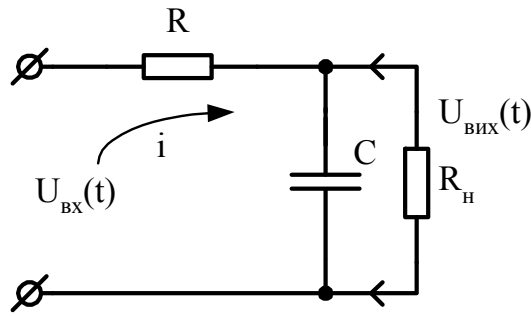


Рис. 3.16. Принципова схема інтегруючої RC-кола

Інтегруючі кола часто застосовують для подовження імпульсів або для одержання напруги, яка змінюється за законом, близьким до лінійного.

Для інтегруючої кола:

$$U_c = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i(t) dt,$$

значення струму в колі  $i(t) = \frac{U_{вх}(t) - U_{вих}(t)}{R}$ .

Підставивши значення струму у формулу  $U_c$ , одержимо:

$$U_c = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t \frac{U_{вх}(t) - U_{вих}(t)}{R} dt = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t [U_{вх}(t) - U_{вих}(t)] dt.$$

Для одержання ідеальної інтегруючої кола необхідно, щоб виконувалася умова  $U_{вих} \ll U_{вх}$ , тоді запишемо:

$$U_c = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t U_{вх}(t) dt.$$

Для того, щоб забезпечити низький коефіцієнт передачі кола, тобто  $U_{вих} \ll U_{вх}$  ( $U_{вих} = U_c$ ), необхідно забезпечити умову  $\tau \gg t_I$  (рис. 3.17). Кут на-

хилу прямої на виході інтегруючої кола пропорційний амплітуді напруги імпульсу, що інтегрується, та зворотно пропорційний постійній часу  $\tau$  кола.

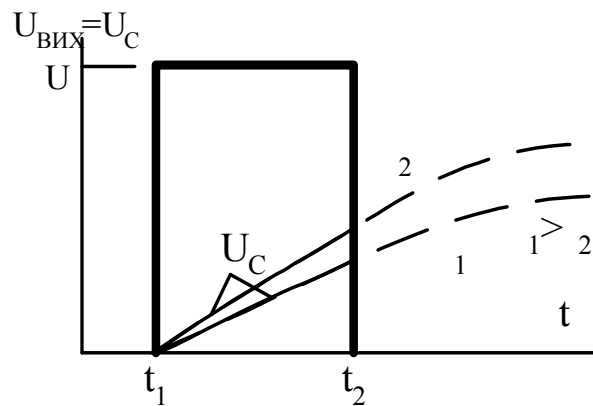


Рис. 3.17. Напруга на виході кола (на конденсаторі) при різних  $\tau$

Отже, для того щоб ланка точно інтегрувала необхідне виконання наступних умов:

- 1)  $U_{вих} \ll U_{вх}$  ;
- 2)  $\tau \gg t_I$ .

У період дії імпульсу ( $t_1 \div t_2$ )  $U_{вх} = U = const$ , значить

$$U_{вих} = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t U \cdot dt = \frac{U}{R \cdot C} \cdot t.$$

У момент часу  $t_2$  напруга на виході кола буде:

$$U_{вих}(t_2) = \frac{U}{R \cdot C} \cdot t_I.$$

На рис. 3.18 показана вихідна напруга інтегруючої  $RC$ -кола, де

1 – Реальна напруга інтегруючої кола  $U_{вих} = U_C$  ;

2 – Напруга на виході ідеального інтегратора.



При  $\tau \gg t_I$  ланка працює практично без похибки.

Визначимо максимальні похибки, що мають місце наприкінці імпульсу:

$$\Delta_{max} = \left. \frac{dU_c}{dt} \right|_{t=0} - \left. \frac{dU_c}{dt} \right|_{t=t_I}, \quad \delta_{max} = \frac{\Delta_{max}}{\left. \frac{dU_c}{dt} \right|_{t=0}},$$

де  $\Delta_{max}$  – максимальне значення абсолютної і  $\delta_{max}$  – відносної похибки.

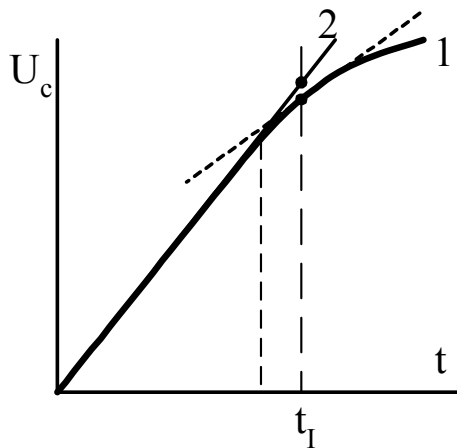


Рис. 3.18. Оцінка похибки

Значення похибки при  $t = t_I$  складе:

$$\delta_{t=t_I} = \frac{\left. \frac{dU_c}{dt} \right|_{t=0} - \left. \frac{dU_c}{dt} \right|_{t=t_I}}{\left. \frac{dU_c}{dt} \right|_{t=0}}.$$

### 3.2 Обмежувачі послідовного і паралельного типу на діодах

Обмежувачі напруги призначені для захисту вхідних кіл електронних пристроїв від небезпечного для них рівня вхідних сигналів. Крім того в деяких випадках вони можуть використовуватись для формування імпульсів.

На рис. 3.19 наведена структурна схема захисту електронних пристроїв за допомогою обмежувача. Вхідна напруга перевищує допустиме значення на вході обмежувача, а на його виході рівень напруги знаходиться у допустимих

межах.

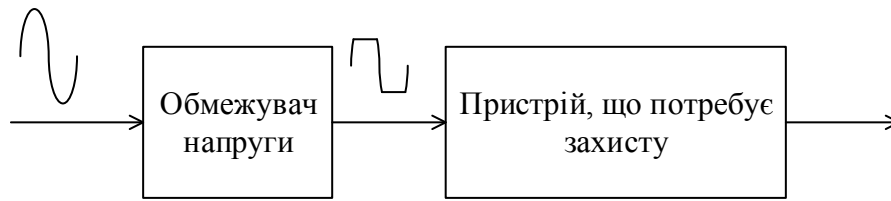


Рис. 3.19. Структурна схема захисту електронних пристроїв за допомогою обмежувача

Розрізняють обмежувачі *зверху*, *знизу* і *двосторонні* обмежувачі. Амплітудні характеристики обмежувачів і осцилограми, що ілюструють їхню роботу, наведені на рис. 3.20, 3.21 і 3.22.

### Послідовні обмежувачі на діодах.

Принципова схема послідовного обмежувача знизу на приблизно нульовому рівні наведена на рис. 3.23 разом з осцилограмою, що ілюструє її роботу.

Опір навантаження повинен бути набагато більше опору обмежувача  $R$  ( $R_H \gg R$ ), а внутрішній опір джерела синусоїдального сигналу  $R_{вн} \ll R$ . Для забезпечення протікання струму в інтервалі від  $0$  до  $\pi$   $U_{вх.м} \gg U_{д.пр}$ , де  $U_{д.пр}$  – напруга на діоді, включеному в провідному напрямку, яка має порядок  $0,3 \dots 0,7$  В.

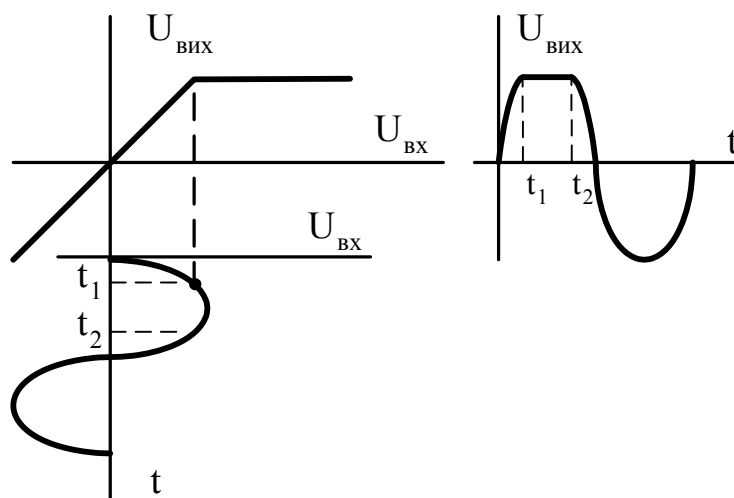


Рис. 3.20 – Діаграми, що пояснюють роботу одностороннього обмежувача зверху

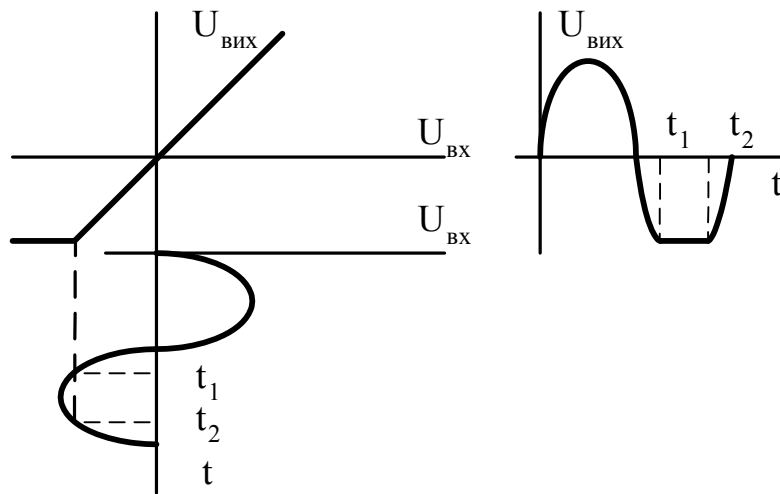


Рис. 3.21. Діаграми, що пояснюють роботу одностороннього обмежувача знизу

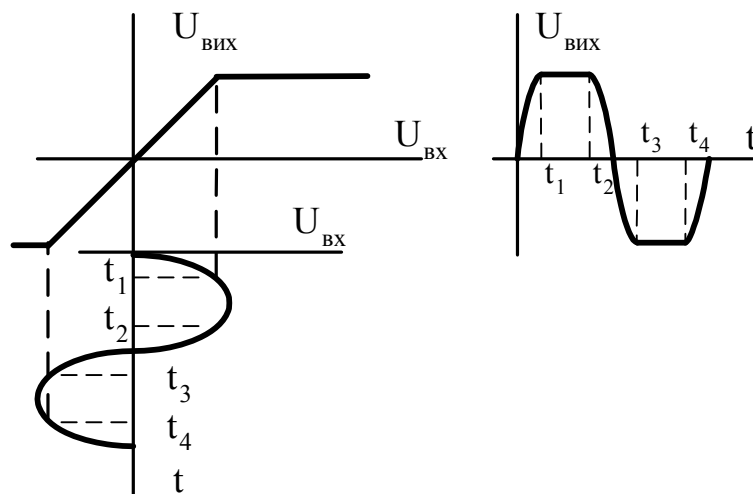


Рис. 3.22. Діаграми, що пояснюють роботу двостороннього обмежувача

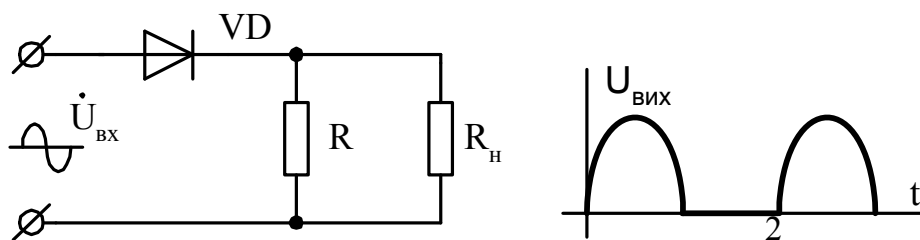


Рис. 3.23. Послідовний обмежувач на діоді

Схема обмежувача зверху на приблизно нульовому рівні та осцилограми його роботи аналогічні і мають вигляд, приведений на рис.3.24.

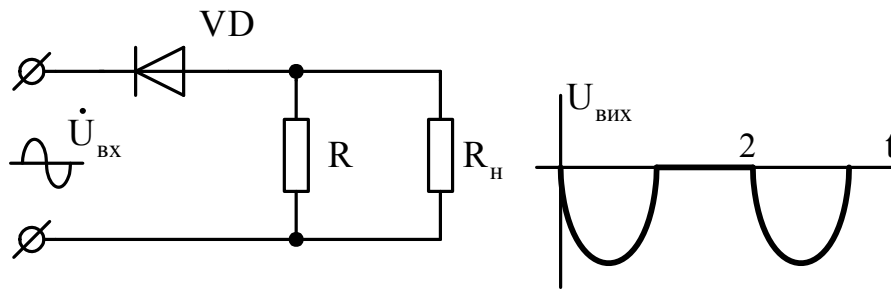


Рис. 3.24. Обмежувач зверху на нульовому рівні

Для того, щоб схеми обмежувачів були універсальними, вони повинні забезпечувати обмеження на довільному рівні. Схема обмежувача зверху на довільному рівні наведена на рис.3.25. Полярність джерела ЕРС  $U_{оп1}$  вибирають так, щоб діод VD був відкритий при  $E_{вх} = 0$ .  $U_{оп1}$  може змінюватися в межах  $U_{оп1} = 0 - E_{вх\ max}$ . Оскільки  $R_{вн}$  і  $R_{VD\ пр}$  набагато менші від величини резистора  $R$ , можна зробити припущення, що  $R_{вн} \approx 0$ ;  $R_{VD\ пр} \approx 0$ .

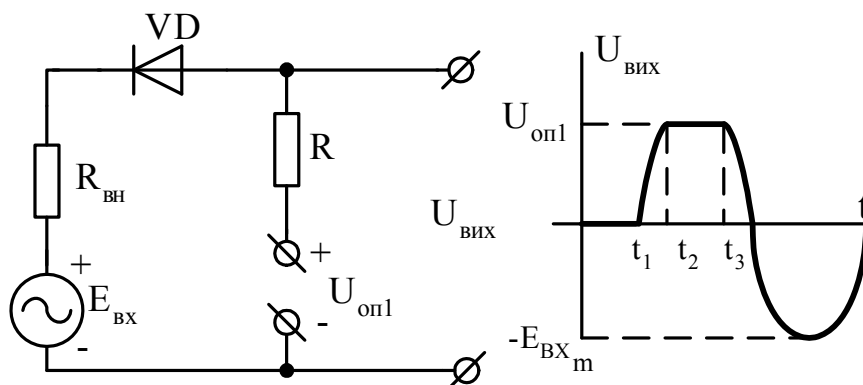


Рис. 3.25. Обмежувач довільного рівня зверху

При виконанні умови  $E_{вх} \leq U_{оп1}$  діод VD відкритий і при виконанні зроблених допущень  $U_{вих} = E_{вх}$ . Якщо  $E_{вх} > U_{оп1}$ , то VD-закритий: струм у контурі (і через резистор  $R$ ) дорівнює нулю, отже  $U_{вих} = U_{оп1}$  (інтервал аргументу

$\omega t_2 \div \omega t_3$ ). На інтервалі від 0 до  $\omega t_1$ , коли  $E_{вх} = 0$ , то і  $U_{вих} = 0$ . Схема обмежувача *знизу* на довільному рівні наведена на рис.3.26. Робота схеми, осцилограма та припущення аналогічні розглянутим вище.

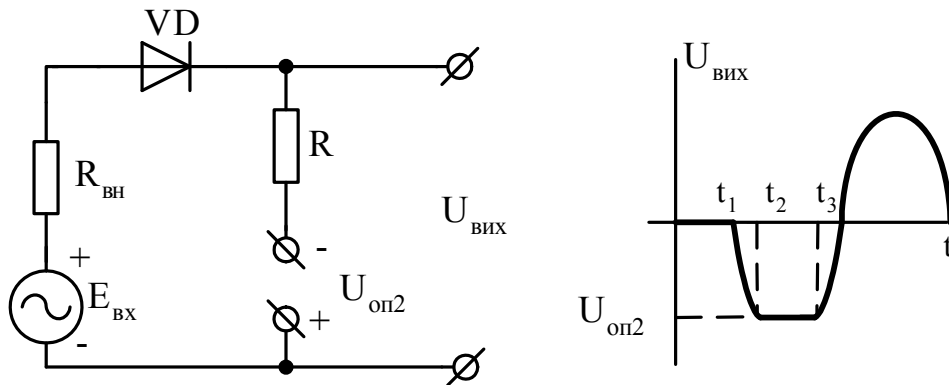


Рис. 3.26. Обмежувач знизу на довільному рівні

Схема обмежувача рівня *зверху* і *знизу* на довільних рівнях являє собою комбінацію двох розглянутих схем включених послідовно (рис. 3.27).

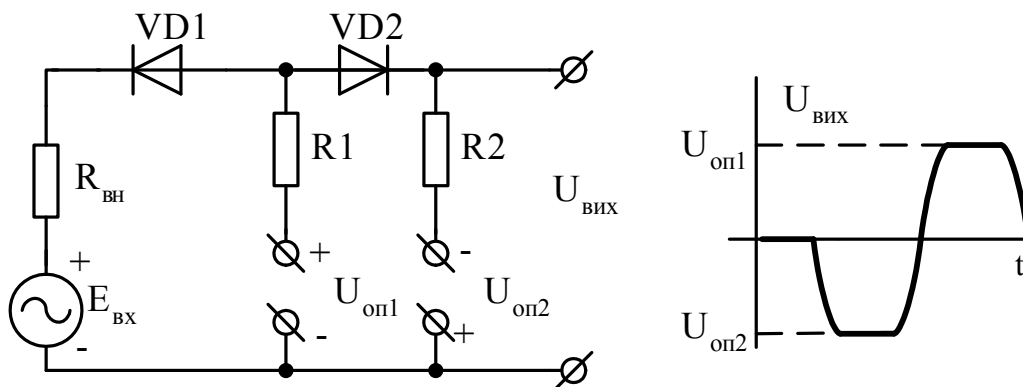


Рис. 3.27 – Обмежувач зверху і знизу на заданих рівнях

До недоліків послідовних обмежувачів на діодах відносять:

1. Обмежувачі вимагають джерел ЕРС вхідного сигналу ( $R_{вн} \approx 0$ ).
2. Схеми пасивні і мають коефіцієнт передачі  $K < 1$ .
3. Величина ЕРС  $E_{вх}$  повинна бути великою (десятки вольтів), для виконання умови  $E_{вх} \gg U_{д.пр}$ .

### Паралельні обмежувачі на діодах

Основним недоліком послідовних обмежувачів на діодах є потреба у низькому внутрішньому опорі джерела сигналу. Для ліквідації цього недоліку зроблені паралельні обмежувачі на діодах. Такі схеми обмежувачів не вимагають дуже низького вихідного опору джерела ЕРС. Опір навантаження також, як і у послідовних обмежувачів, повинен бути  $R_H \gg R$ .

Схема обмежувача на діодах *зверху*, приблизно на нульовому рівні й осцилограми, що ілюструють її роботу, наведені на рис. 3.28. Приймаючи припущення  $R_H \gg R$  і  $E_{вх} \gg U_{д.пр}$ , опишемо схему системою рівнянь:

$$\begin{cases} E_{вх} = I \cdot R + U_{VD}; \\ U_{VD} = \varphi(I). \end{cases}$$

Рівняння перше – навантажувальна пряма 1, друге – вольт-амперна характеристика діода 2. Побудувавши навантажувальну пряму по точках Х.Х. і К.З. ( $I = 0, U_{д} = E_{вх}; U_{д} = 0, I_{кз} = \frac{E_{вх}}{R}$ ), побудуємо осцилограму  $U_{д}(\omega t) = U_{вих}$  при синусоїдальній вхідній ЕРС  $E_{вх}$ . Одержимо обмеження зверху на рівні  $U_{д.пр} \approx 0,3 \div 0,6 \text{ В}$ .

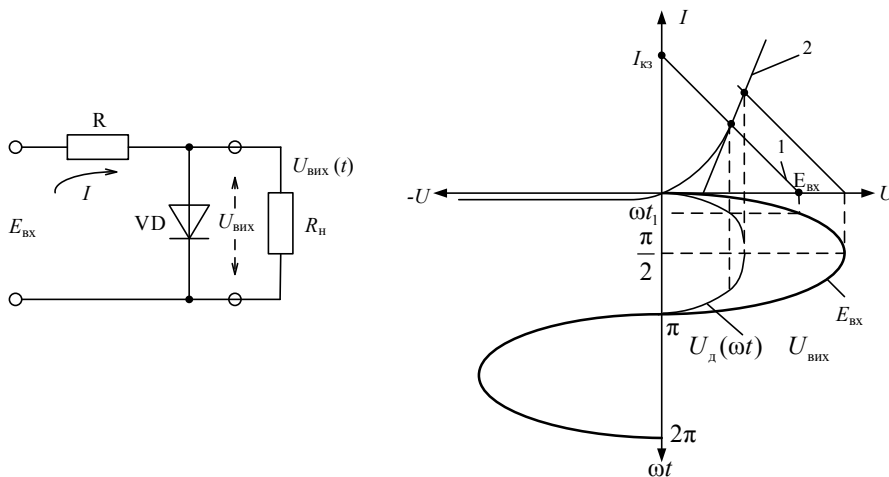


Рис. 3.28. Паралельний обмежувач зверху

Паралельний обмежувач на діодах *знизу* на приблизно нульовому рівні відрізняється напрямом підключення діода, а для обмеження на довільних рівнях схеми доповнюються джерелами напруги  $U_{оп}$ , полярність яких вибирають так, щоб діоди були закриті при  $E_{вх} = 0$ .

## 4 ТРАНЗИСТОРНІ НАСИЧЕНІ КЛЮЧІ

### 4.1 Призначення транзисторних ключів

Електронні ключі (ЕК) використовують в імпульсній техніці і цифровій техніці для комутації сигналів в різних електричних колах. Найчастіше ключові схеми виконують на транзисторах, діодах або тиристорах. Розрізняють два види ключів:

- транзисторні насичені ключі;
- аналогові ключі.

Для передачі або відключення аналогових сигналів в радіоелектронній апаратурі застосовують електронні аналогові ключі, які при подачі сигналу управління (найчастіше, це логічна одиниця) переходять в замкнутий або розімкнений стан. При замиканні ключа його внутрішній опір зменшується до значень  $R_{замкн.} = 300 \dots 0,3$  Ом в ключах на біполярних транзисторах (БТ) і до значень  $0,0003$  Ом в кращих ключах на польових транзисторах (ПТ). При цьому, в закритому стані вони мають опір близько  $R_{розімкн.} = 50 \dots 500$  кОм для діодних ключів і ключів на БТ, і від 1 до 10 МОм для ключів на ПТ. У кращих ключах на ПТ з ізольованим затвором опір розімкненого ключа може досягати  $10^{12}$  Ом при використанні транзисторів з ізольованим затвором.

Транзисторні насичені ключі використовуються для формування імпульсних сигналів різної амплітуди, для перетворення рівнів імпульсних сигналів і управління різними пристроями (наприклад, електромагнітними реле або світлодіодними індикаторами).