

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
УЖГОРОДСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ФІЗИЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
КАФЕДРА КВАНТОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

ШУАІБОВ О.К.

**“ВСТУП ДО ІМПУЛЬСНОЇ ТЕХНІКИ.
ПАСИВНІ ФОРМУЮЧІ ЛАНКИ”**

**Навчальний посібник з спецкурсу
“Основи імпульсної техніки”**

Ужгород - 2005

УДК 621.374(075) + 631.142.6

Вступ до імпульсної техніки. Пасивні формуючі ланки. Навчальний посібник //
О. К. Шуаїбов. - Ужгород, УжНУ, фізичний факультет, кафедра квантової електроніки 2005. - 29 с.

Навчальний посібник написано у відповідності до програми спецкурсу “основи імпульсної техніки”, що вивчається студентами четвертого курсу фізичного факультету, які спеціалізуються на кафедрі квантової електроніки. Він надає інформацію про роль і місце імпульсної техніки в сучасних технологіях, основні параметри і характеристики імпульсів та механізми і способи формування електричних імпульсів різної форми з допомогою пасивних формуючих ланок.

Матеріал цього навчального посібника може бути використаний студентами для поглибленого засвоєння лекційного курсу та при підготовці до лабораторної роботи “Пасивні формуючі ланки імпульсів”.

Іл. 41; Бібл.: 5 назв.

Схвалено методичною комісією фізичного факультету УжНУ,
Протокол № 4 від 15 лютого 2005 р.

Рецензент: доктор фіз.-мат. наук, професор Суран В.В.

Передмова

Методична розробка має за мету допомогти студентам в освоєнні спецкурсу “основи імпульсної техніки”. Основну увагу в цій розробці звернуто на роль імпульсної техніки в сучасній науці і імпульсних технологіях. Подано основні відомості про електричні імпульси, розглянуто проходження імпульсів через диференціювальні та розділові RC-ланки як з використанням фіксатора рівня сигналу, так і без нього. Висвітлено метод інтегрування електричних імпульсів з використанням RC - ланки та наведено основні умови використання інтегровальних RC - ланок. Розглянуто принцип дії і основні параметри імпульсних трансформаторів та ліній затримки електричних імпульсних сигналів.

Навчальний посібник містить детальний перелік рекомендованої літератури з вказівками про розділи та відповідні сторінки першоджерел. Він також містить перелік контрольних питань для самостійної роботи студентів при підготовці до виконання лабораторної роботи з дослідження проходження електричних імпульсів через пасивні ланки.

Вказаний навчальний посібник може бути використаний студентами-фізиками інших спеціальностей, а також студентами природничих факультетів, де застосовуються імпульсні пристрої або проводяться вимірювання характеристик імпульсних процесів.

Зміст

Передмова	3
Вступ до імпульсної техніки.....	5
1. Імпульси: класифікація, параметри і характеристики	5
2. Проходження імпульсів через RC - ланки. Напруга та струм у RC - ланках під впливом одиночного стрибка.	8
3. Диференційні і розділові RC - ланки.	9
4. Реальні RC - ланки за імпульсного впливу.	11
5. Фіксатори рівня в диференціювальних RC - ланках	11
6. Інтегрувальні RC - ланки	15
7. Короткі відомості про імпульсні трансформатори. Еквівалентна схема імпульсного трансформатора.	17
7.1 Передача імпульсів напруги. Магнітний гістерезис.	18
7.2. Характеристики і параметри імпульсних трансформаторів.	20
8. Лінії затримки імпульсних сигналів	22
8.1. Лінія затримки як елемент електричного кола.....	23
8.2. Лінії затримки з зосередженими параметрами	26
9. Контрольні запитання	27
10. Література.....	29

Вступ до імпульсної техніки

Сучасна електроніка інтенсивно розвивається в двох наступних напрямках:

- **інформаційному**, який включає електронні системи вимірювання, контролю і керування різними технологічними процесами на виробництві і в наукових дослідженнях. Підсилювачі сигналів, генератори імпульсів струму і напруги різної форми та частоти, логічні схеми, лічильники й індикатори - все це пристрої інформаційної електроніки, яка ґрунтується переважно на використанні інтегральних схем та транзисторів.

- **силовому (або енергетичному)** напрямку, який пов'язаний з перетворенням змінного та постійного струмів для потреб електроенергетики, металургії, хімії тощо. Основними видами цих електронних систем є випрямлячі, інвертори, перетворювачі частоти та інші силові пристрої.

Електронні системи за способом формування і передавання сигналів керування поділяються на два великі класи - **аналогові (тобто безперервні)** та **дискретні (переривчасті)**. Останні в свою чергу поділяються на імпульсні, релейні, та цифрові.

В електронній системі аналогового типу кожному конкретному значенню реальної фізичної величини на вході давача відповідає цілком визначене значення обраного електричного параметра постійного або змінного струму.

Переваги аналогових систем – теоретично максимально досяжні точність та швидкодія і простота ситем. **Їх недоліки** – низька завадостійкість та нестабільність параметрів, які зумовлені значною залежністю властивостей пристрою від зовнішніх дестабілізуючих чинників, наприклад, температури, часу роботи (старіння елементів), дії зовнішніх полів тощо.

Дискретні електронні пристрої призначені для приймання, перетворення електричних сигналів, одержаних унаслідок квантування (тобто заміни безперервного сигналу його значеннями в деяких точках) за часом або (та) за рівнем заданої аналогової функції. Тому сигнали, які в них діють, пропорційні обмеженому числу обраних за певним законом значень реальної фізичної величини, відображеної у вигляді різних параметрів імпульсів (амплітуди, тривалості, періоду тощо). У дискретних електронних системах використовується лиш частина інформації про реальну фізичну величину.

Основними перевагами тут є те, що імпульсна та середня потужності визначаються через шпаруватість, тому за великої шпаруватості можна отримати істотне перевищення потужності в імпульсі, що сприяє поліпшенню показників маси та габаритних розмірів; при роботі у режимі ключа розсіювання потужності мінімальне, а це підвищує коефіцієнт використання пристрою; властивості дискретних приладів менше залежать від нестабільності параметрів своїх складових; завадостійкість дискретних приладів вища, оскільки зменшується проміжок часу, коли завада може впливати на сигнал; в них застосовується однотипна елементна база, що сприяє підвищенню надійності і зниженню вартості при серійному виробництві.

Імпульсна техніка – це галузь науки, яка займається вивченням сукупності методів та засобів перетворення, генерування і вимірювання електричних імпульсів.

Імпульсні електронні системи реалізують квантування початкового сигналу. Розглянемо більш детально основні параметри імпульсних сигналів

1. Імпульси: класифікація, параметри і характеристики

Імпульс - це короткочасна зміна напруги або струму в електричному колі. Імпульси за формою бувають: прямокутні, трикутні, трапецеїдальні, експоненціальні тощо; вони можуть бути однієї та різної полярності (див.рис.1-3). Для одержання імпульсних послідовностей (рис.4.) різної форми, амплітуди і частоти застосовують спеціальні генератори.

Періодично повторювані імпульси утворюють імпульсну послідовність, яка характеризується наступними параметрами (рис.4):

- - частота $f = 1/T$, де $T = t_{im} + t_n$;
 - коефіцієнт заповнення $\hat{j} = t_{im}/T$ (діапазон зміни від 0 до 1), шпаруватість $Q = T/t_{im}$ (діапазон зміни від нескінченості до 1);
 - середнє значення імпульсу (рис.5)
- $$U_{cp} T = \int U(t) dt; \quad U_{cp} = 1/T \int U(t) dt = S_{im}/T = (U_m t_{im})/T = U_m \gamma = U_m/Q.$$

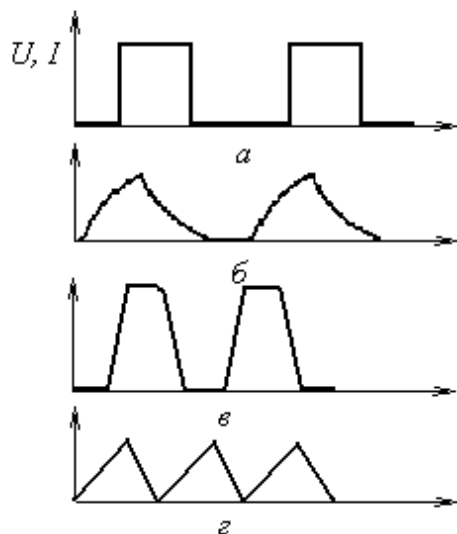


Рис. 1. Різні форми імпульсів.

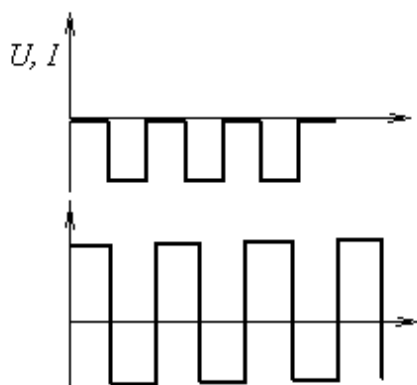


Рис. 2. Імпульси різних полярностей.

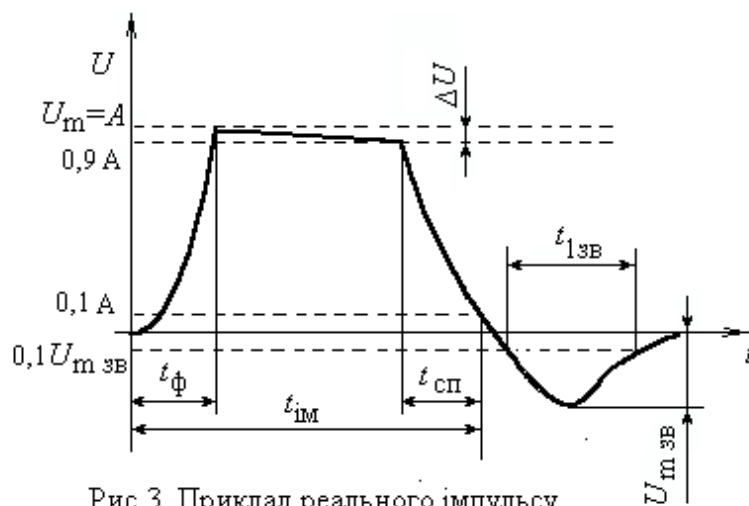


Рис.3. Приклад реального імпульсу

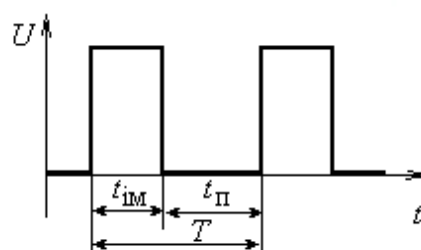


Рис.4. Імпульсна послідовність.

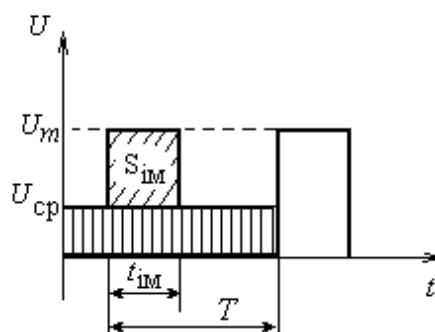


Рис.5. Визначення середнього значення.

Основними параметрами і характеристиками імпульсів є (рис.3):

1. амплітуда $U_m = A$;
2. активна тривалість (вимірюється на рівні 0,1 A) $t_{ім}$;
3. крутість фронту $S_{ф} = dU/dt = U_m/t_{ф}$;
4. крутість спаду $S_{сп} = dU/dt = U_m/t_{сп}$;
5. спад вершини імпульсу ΔU , який оцінюється відношенням $(\Delta U/U_m)$ 100 %;
6. амплітуда зворотнього викиду $U_{мзв}$;
7. тривалість зворотнього викиду $t_{1зв}$ (вимірюється на рівні 0,1 $U_{мзв}$);
8. потужність імпульсу $P = W/t_{ім}$, де W , $t_{ім}$ - енергія і тривалість імпульсу.

Перепадом напруги називають швидкі практично стрибкоподібні зміни напруги між двома рівнями. Якщо напруга в результаті перепаду змінюється з більш низького рівня до більш високого, то такий перепад називається **позитивним**. Якщо ж напруга змінюється від більш високого рівня до нижчого, то перепад - **негативний**. Різницю напруги (струму) до і після перепаду називають величиною або амплітудою перепаду. Час зміни напруги (струму) від одного рівня до другого називають тривалістю фронту ($t_{ф}^+$, $t_{ф}^-$) (див. рис.6)

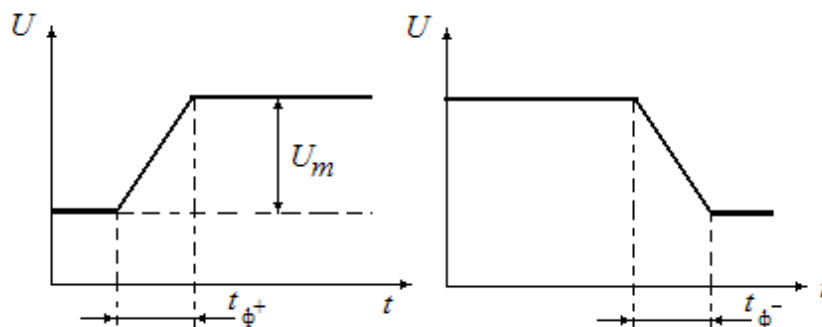


Рис.6. Перепади напруг.

Позитивні і негативні перепади напруги чи струму, які періодично повторюються утворюють напругу чи струм прямокутної форми. Коли перепади напруги слідують через рівні проміжки часу (рис.7.), то напруга прямокутної форми називається *меандром*.

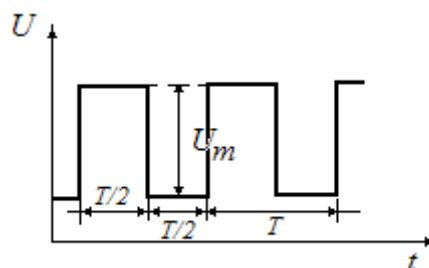


Рис.7. Меандр напруги.

При формуванні електричних імпульсів і перепадів струму діоди, транзистори, електронні лампи та відповідні інтегральні схеми працюють в ключовому режимі. **Ключовий режим** характеризується двома станами “**ввімкнено**”, “**вимкнено**”. Найпростіші електронні пристрої, в яких реалізується ключовий режим роботи, навають *ключовими схемами*.

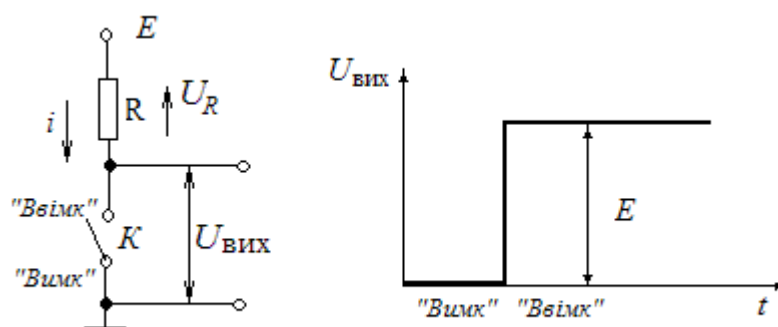


Рис.8. Схема ідеального ключа та його еюра напруги.

Потужність, яка розсіюється в комутаторі К ідеального ключа рівна нулю, оскільки при проходженні струму в положенні “ввімкнено” рівна нулю вихідна напруга, а в положенні “вимкнено” при $U_{\text{вих}} = E$ струм дорівнює нулю.

В реальних ключах (виготовлених на основі напівпровідникових пристроїв, електронних лампах, чи газорозрядних пристроях) перехід із стану “ввімкнено” в стан “вимкнено” (чи навпаки) відбувається не миттєво, а на протязі деякого проміжку часу, який визначається інерційністю комутатора і паразитними ємностями схеми. Тому в реальних ключах розсіюється потужність відмінна від нульової. Чим вища залишкова напруга на комутаторі в положенні “вимкнено” і чим більший час переходу ключа з одного положення в інше,

тим вища на ключі розсіяна потужність. Для кожного ключового елемента важливим є зменшення цієї потужності, оскільки при цьому зменшується виділення тепла, зростає надійність перемикання та появляються можливості з зменшення габаритно-вагових характеристик всього імпульсного приладу.

2. Проходження імпульсів через RC - ланки. Напряга та струм у RC - ланках під впливом одиночного стрибка.

Принципова схема RC - ланки та зображення одиночного стрибка напруги наведено на рис. 9.

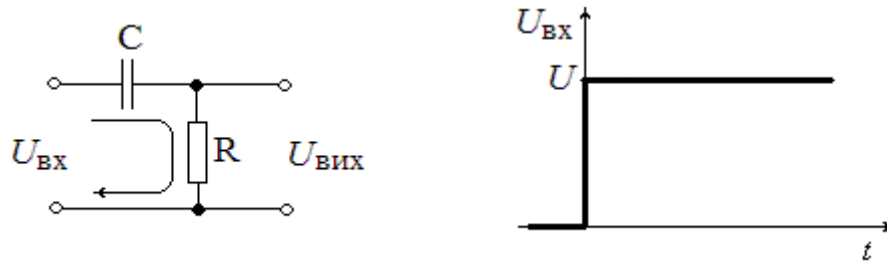


Рис.9. Принципова схема RC - ланки та одиничний стрибок напруги.

Рівняння стрибка, тобто напруга на вході RC - ланки описується формулою

$$U_{\text{вх}} = 0 \text{ при } t < 0; \text{ або } U \text{ при } t \geq 0. \quad (1)$$

$$\text{Початкові умови: } U_C(0) = 0, i(0) = 0, U_R(0) = 0 \quad (2)$$

Виходячи з другого правила Кірхгофа, для RC – ланки можна записати

$$U = U_C + U_R = U_C + i R \quad (3)$$

При врахуванні того, що $q = U_C C$; $i = dq/dt = C dU_C/dt$, дістанемо

$$U = U_C + RC dU_C/dt, \quad (4)$$

Розв'язок такого диференціального рівняння знаходиться в вигляді суми вільної та вимушеної складових і має наступний вид:

$$U_C = U(1 - \exp(-t/\tau)); \quad U_R = U \exp(-t/\tau) \quad (5)$$

Де: $\tau = RC$ – стала часу RC – ланки.

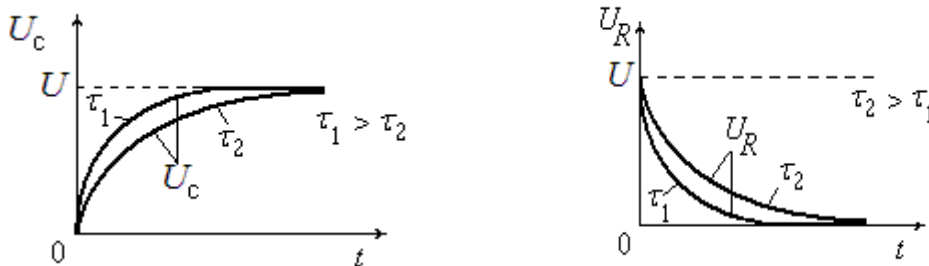


Рис.10. Залежність величин U_C (а) і U_R (б) від часу при різних сталих часу RC – ланки. Оскільки $U_R = i R$, то

$$i = U_R/R = U/R \exp(-t/\tau). \quad (6)$$

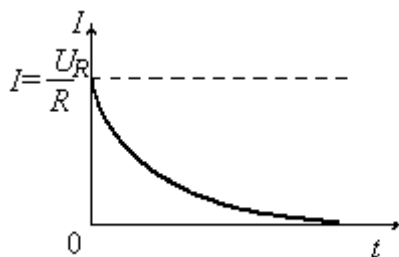


Рис.11. Залежність струму від часу в RC – ланці.

3. Диференціувальна і розділова RC – ланки.

Диференціувальною називають таку ланку, сигнал на виході якої має значення, пропорційні в кожний момент часу похідній від вхідного сигналу. Отже:

$$U_{\text{вих.}}(t) = K \, dU_{\text{вх.}}/dt. \tag{7}$$

Ідеальним пристроєм для диференціювання імпульсів можна вважати конденсатор С або котушку індуктивності L. Вище розглянута RC – ланка може виконувати функції диференціювання за $\tau \ll t_{\text{imp}}$ або бути розділовою, якщо $\tau \gg t_{\text{imp}}$.

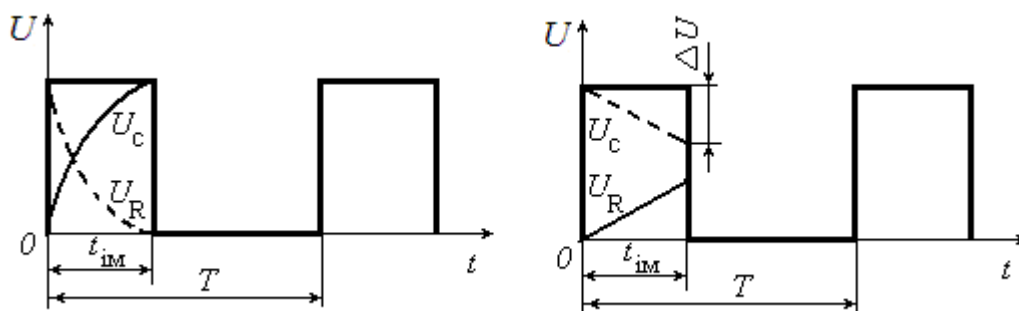


Рис.12. Режим напруг: а – режим I ($\tau \ll t_{\text{imp}}$); б – режим II ($\tau \gg t_{\text{imp}}$).

Графіки напруг U_C і U_R такої ланки наведені на рис.12.

Існують два можливі режими роботи RC – ланки:

I. **Ланка диференціувальна, при $\tau \ll t_{\text{imp}}$** , при цьому можливі два варіанти

а). $\tau \ll t_n$ та б). $\tau \gg t_n$.

II. **Ланка розділова, при $\tau \gg t_{\text{imp}}$** , при цьому також можливі два варіанти

а). $\tau \gg t_n$; б). $\tau \ll t_n$.

Ланка диференціювання під впливом імпульсної послідовності наведена на рис.6.

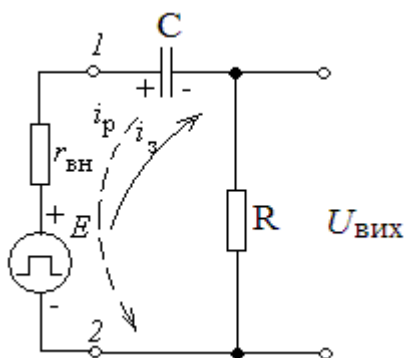


Рис.13. Принципова схема RC – ланки.

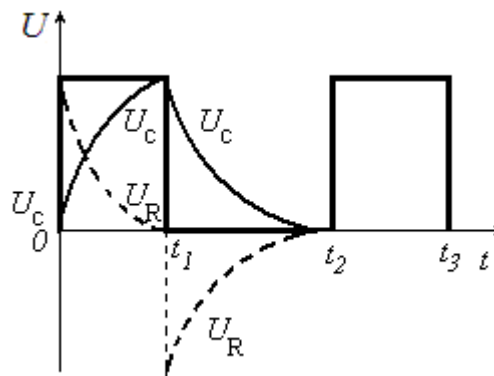


Рис.14. Залежності $U_C(t)$ і $U_R(t)$ (I – вар.а).

При поданні імпульсу на ланку конденсатор C заряджається під впливом струму I_3 , а в разі паузи розряджається, зумовлюючи розрядний струм I_p (при цьому, $E = 0$). Коли $r_{вн.} \ll R$, тоді ним можна знехтувати.

1). Розглянемо режим I, варіант а: $\tau \ll t$, $\tau \ll t_n$,

Після закінчення імпульсу (час : t_1) $E = 0$, або $U_R = -U_C$ (рис.7).

У період паузи ($t_1 - t_2$) конденсатор C розряджається повністю (рис.7) оскільки : $\tau \ll t_n$.

$$U_{внх} = i_p R = RC dU_C/dt, \quad U_C = U_{12} - U_{внх}, \quad \text{тоді} \quad (8)$$

$$U_{внх} = RC d(U_{12} - U_{внх})/dt, \quad \text{і при } U_{внх} \ll U_{12} \text{ дістанемо:} \quad (9)$$

$$U_{внх} = RC dU_{внх}/dt. \quad (10)$$

Отже, щоб ланка була диференційною, необхідно виконання трьох умов: $\tau \ll t_{имп}$, $\tau \ll t_n$, $U_{внх} \ll U_{12} = U_{вх}$. При цьому графік напруги за наявності імпульсної послідовності має вигляд (рис.8).

2). Режим I, варіант б. : $\tau \ll t_{имп}$, $\tau \gg t_n$.

Графіки напруг U_C і U_R наведено на рис.9. У цьому режимі з моменту часу t_2 створюються нові початкові умови для наступного імпульсу $U_R(t_2) = E - U_C(t_2)$. Такий режим називають **режимом негармонійних збурень**.

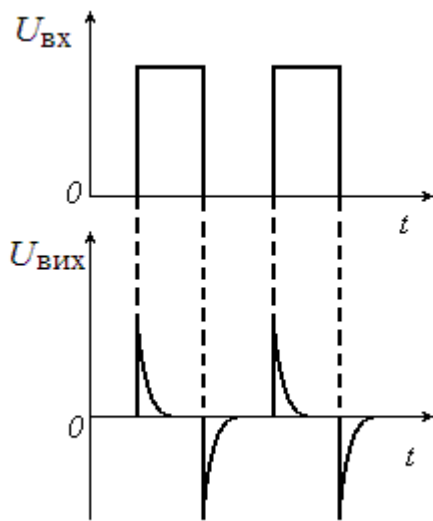


Рис.15. Графік $U_{внх}$ для диференціуючої ланки

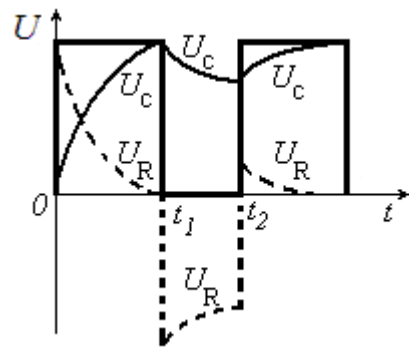


Рис.16. Залежності $U_C(t)$ і $U_R(t)$ (режим I, варіант б.)

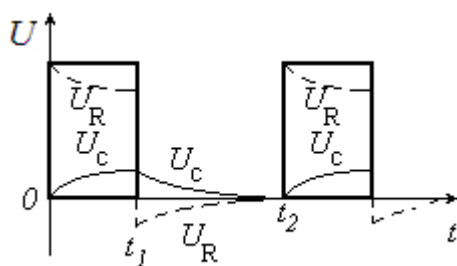


Рис.17. Залежності $U_C(t)$ і $U_R(t)$ в режимі II

За : $\tau \gg t_{имп}$, $\tau \ll t_n$.

У період імпульсу перехідні процеси такі ж як і у варіанті а), але в період паузи конденсатор C не встигає розрядитися до нуля, тому нульові початкові умови не виконуються, і для диференціювання імпульсних сигналів такий режим роботи неприйнятний.

Режим II за : $\tau \gg t_{имп}$, $\tau \ll t_n$, забезпечує варіант розділової ламки U момент часу t_1 після дії (рис. 10) $U_R(t_1) = U_C(t_1)$, а в момент часу t_2 справедливі нульові початкові умови. Сигнал на виході майже повторює сигнал на вході. Отже ламка є розділовою.

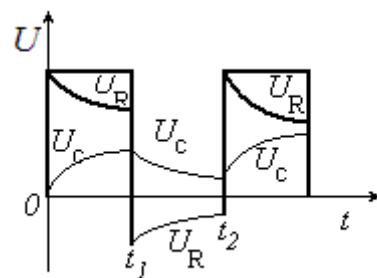


Рис.18. Режим II за : $\tau \gg t_{имп}$, $\tau \ll t_n$.

Режим II за : $\tau \gg t_{\text{мп}}$, : $\tau \ll t_n$, аналогічний режиму I, варіант б, оскільки при $t = t_2$ також спостерігаються нові ненульові початкові умови (рис.11). Тобто реалізується режим негармонійних збурень. Для розділової ланки такий варіант неприйнятний.

4. Реальні RC – ланки за імпульсного впливу.

При попередньому розгляді роботу RC – ланки було наведено для ідеалізованого випадку: тривалість фронту вхідного імпульсу була рівна нулю, вихідний опір генератора $R_{\text{вн}}$ та паразитну ємність навантаження C_n вважалися гранично малими. Оцінімо вплив величини $R_{\text{вн}}$ як найбільш істотного чинника (рис.19).

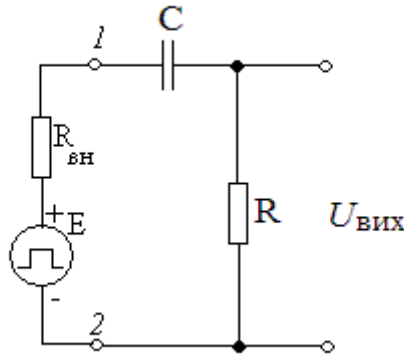


Рис.19. Схема RC – ланки з урахуванням внутрішнього опору генератора імпульсів.

З урахуванням внутрішнього опору генератора напруга на вході RC – ланки буде меншою. За ЕРС генератора, $U_{12} < E$ на величину втрат напруги на внутрішньому опорі генератора. Виходячи з цього (рис.20),

$$U_R(t=0) = E R / (R + R_{\text{вн}}); \quad U_R(t = t_1) = - U_C R / (R + R_{\text{вн}}) \quad (11)$$

Якщо значення опору, наприклад, $R_{\text{вн}} = 0,1 R$, то напруга $U_{12} = 0,9 E$. Отже забезпечуючи $R_{\text{вн}} \leq 0,1 R$, то реальну ланку можна вважати практично ідеальною.

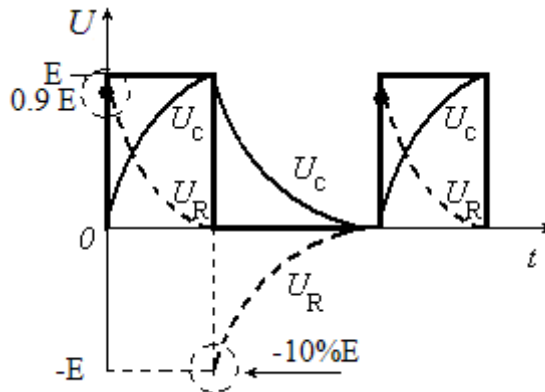


Рис.20. $U_R(t)$ у реальній ланці.

5. Фіксатори рівня в диференціальних RC – ланках

Вхідні імпульси послідовності, як правило, однієї полярності, а імпульсні послідовності на виході розглянутих ланок, як правило, мають дві полярності. Тому часто виникає потреба забезпечення на виході RC – ланки послідовності імпульсів однієї полярності. Таке перетворення імпульсних сигналів здійснюється з допомогою фіксатора рівня. За полярністю імпульсів на виході розрізняють фіксатори рівня позитивних і негативних імпульсів та фіксатори рівня біполярних імпульсів. Залежно від того, на якому рівні потрібно зафіксувати положення імпульсів (за рівнем основи імпульсу або за рівнем його вершини), розрізняють фіксатори початкового рівня то фіксатори вершини імпульсів.

Найпростіший варіант фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів подано на рис. 21.

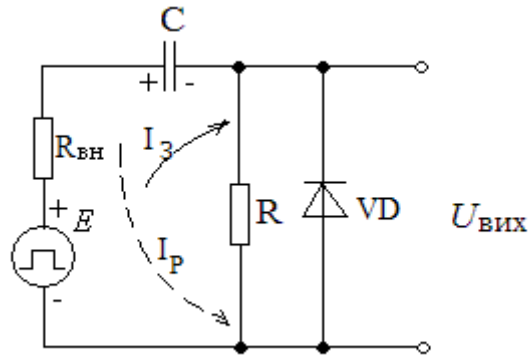


Рис.21. Принципова схема фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів.

На вхід надходять позитивні імпульси. Упродовж імпульсу відбувається зарядження конденсатора C від джерела ЕРС струмом $I_З$. Сталу струму ланки зарядження визначимо за формулою

$$\tau_{\text{зар}} = C (R_{\text{ВН}} + R R_{\text{VDЗВ}} / (R + R_{\text{VDЗВ}})) \quad (12)$$

Оскільки $R_{\text{VDЗВ}} \gg R$ ($R_{\text{VDЗВ}} = 1 \dots 10 \text{ МОм}$, $R = 10 \dots 100 \text{ кОм}$) і $R_{\text{ВН}} \ll R$, то дістанемо орієнтовне значення сталої часу зарядження $\tau_{\text{зар}} = RC$.

За наявності імпульсу відбувається зарядження конденсатора, а розрядження – впродовж паузи. При цьому стала часу розрядження:

$$\tau_{\text{розр}} = C (R_{\text{ВН}} + R_{\text{VDПР}} \parallel R) \quad (13)$$

Оскільки $R \gg R_{\text{VDПР}}$, то $\tau_{\text{розр}} = C (R_{\text{ВН}} + R_{\text{VDПР}})$. Часто виконується умова $R \gg R_{\text{VDПР}}$, тобто $\tau_{\text{розр}} = R_{\text{ВН}} C$. Слід зазначити, що опір $R \gg R_{\text{ВН}}$, тому $\tau_{\text{зар}} \gg \tau_{\text{розр}}$.

Отже застосування діода VD прискорює розрядження конденсатора. Напряга на конденсаторі зображена рис. 22.

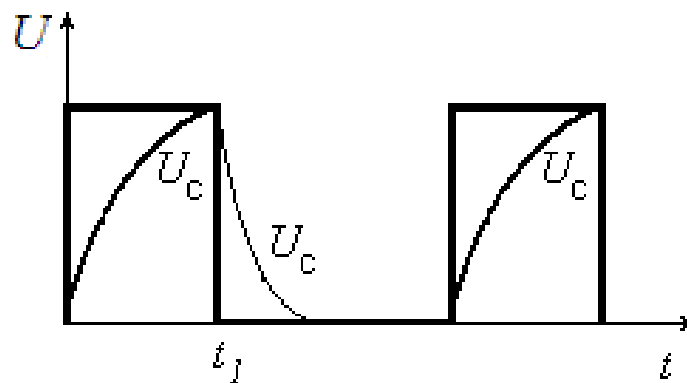


Рис.22. Напряга на конденсаторі фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів

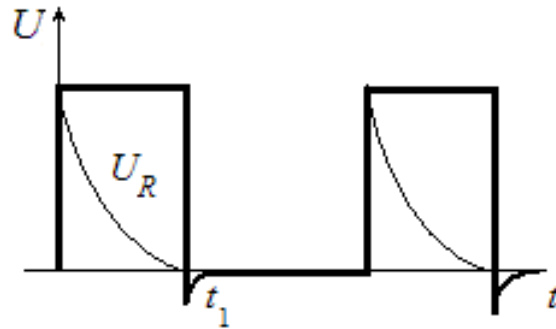


Рис.23. Вихідна напруга фіксатора нульового рівня позитивних імпульсів.

Напруга виході фіксатора $U_R = E - U_C$ (рис.23). У момент часу t_1 її величину визначають з виразу;

$$U_R(t_1) = - U_C R_{VDпр} / (R + R_{VDпр}) \quad (14)$$

Оскільки опір діода $R_{VDпр} \ll R_{вн}$, то напруга $U_R(t_1) = 0$.

Фіксатор нульового рівня негативних імпульсів будується аналогічно лише діод підключається в зворотньому напрямку.

Схема фіксатора довільного рівня для додатних імпульсів наведена на рис.24.

Джерело опорної напруги забезпечує зміну напруги в межах $U_{оп} = 0 \dots E$. Якщо $E > U_{оп}$, що спостерігається в період дії імпульсу, діод VD замкнений і конденсатор С заряджається (струм $I_{зар}$) $U_{вих} = U_{оп} + U_R$; $U_R = E - U_C$, а якщо $E < U_R$ (період паузи) діод відкритий і конденсатор С розряджається (струм I_p).

$$U_{вих} = U_{оп} \quad (15)$$

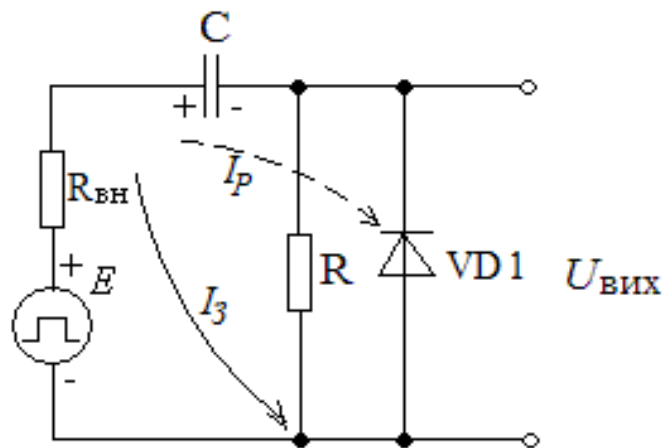


Рис.24. Принципова схема фіксатора нульового рівня додатних імпульсів.

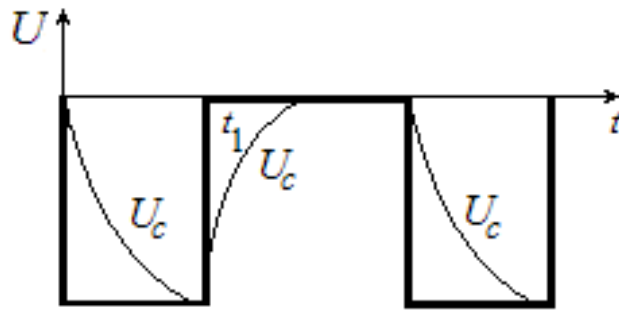


Рис.25. Напряга на конденсаторі фіксатора нульового рівня.

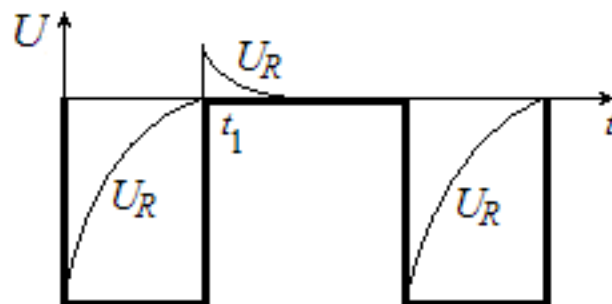


Рис.26. Вихідна напруга фіксатора нульового рівня негативних імпульсів.

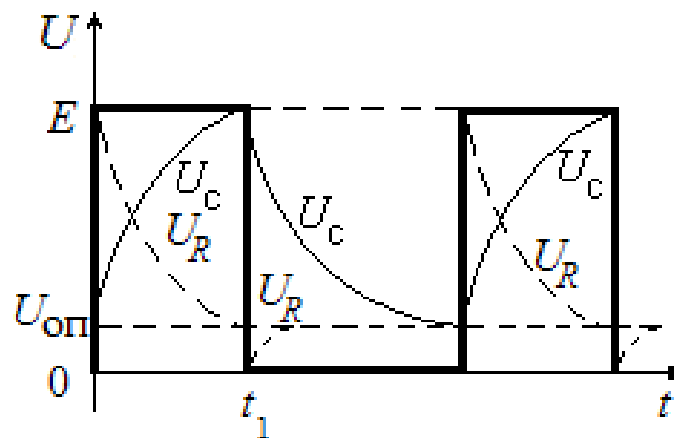


Рис.27. $U_c(t)$, $U_R(t)$ фіксатора позитивних імпульсів довільного рівня.

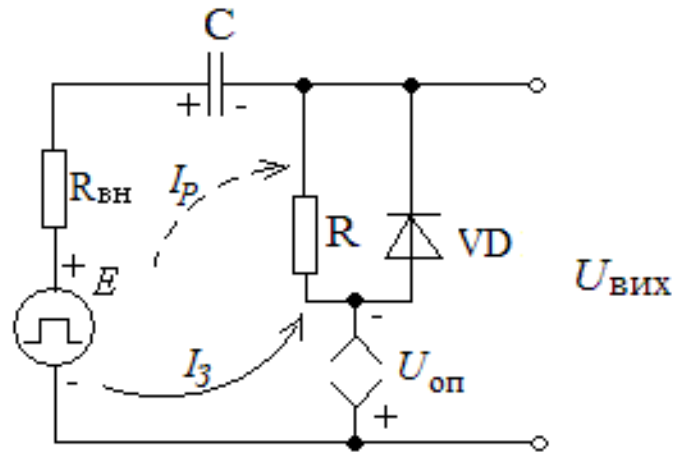


Рис.28. Принципова схема фіксатора негативних імпульсів.

Напруги U_C і U_R на виході фіксатора зображені графічно на рис. 16. Вихідна напруга фіксатора аналогічна напрузі на рис.13. та 14., але вона зафіксована не на нульовому рівні, а на рівні $U_{оп}$.

Схема RC – ланки з фіксатором рівня та відповідні епюри напруг на її елементах для негативних і додатних імпульсів наведені на рис 25-28.

6. Інтегрувальні RC – ланки

Інтегрувальною ланкою називається чотирьохполюсник, сигнал на виході якого пропорційний інтегралу від вхідного сигналу. Операцію, яку виконує інтегрувальна ланка, можна записати в вигляді:

$$U_{вих} = K \int U_{вх}(t) dt. \quad (16)$$

На рис.17. наведено принципову схему інтегрувальної ланки. Нехай R прямує до нескінченості, що практично відбувається за $R_n \gg R_{вих}$ ланки. Інтегрувальні ланки часто застосовують для подовження імпульсів або для одержання напруги, яка змінюється за законом, близьким до лінійного.

Для інтегрувальної ланки

$$U_C = 1/C \int i(t) dt, \quad (17)$$

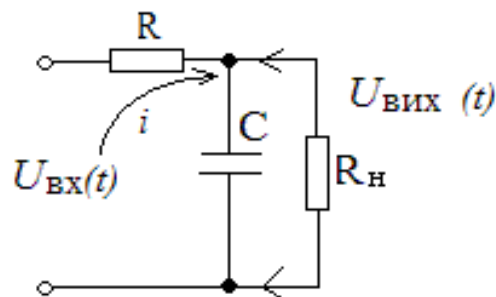
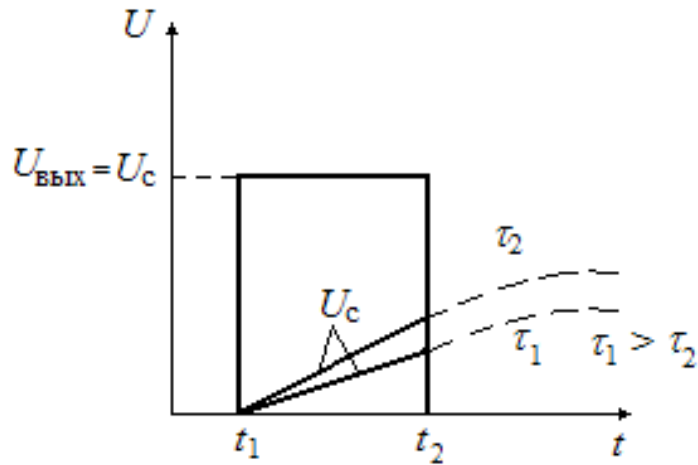


Рис.29. Принципова схема інтегрувальної RC-ланки.

Рис.30. Напряга на виході RC-ланки при різних t

Значення струму в ланці

$$i(t) = (U_{вх} - U_{вих})/R \quad (18)$$

Підставимо значення струму в формулу для U_c , тоді дістанемо

$$U_c = 1/C \int (U_{вх}(t) - U_{вих}(t))dt / R = 1/RC \int (U_{вх}(t) - U_{вих}(t))dt. \quad (19)$$

Для отримання ідеальної інтегрувальної ланки треба, щоб виконувалася умова $U_{вих} \ll U_{вх}$ (де $U_{вих} = U_c$), тоді запишемо

$$U_c = 1/CR \int (U_{вх}(t))dt \quad (20)$$

Для того щоб забезпечити низький коефіцієнт передачі ланки, тобто $U_{вих} \ll U_{вх}$, слід виконати умову $\tau \gg t_{имп}$ (рис.18). Кут нахилу прямої на виході інтегрувальної ланки пропорційний амплітуді імпульсу, що інтегрується, та обернено пропорційний сталій часу τ ланки.

Отже, щоб ланка точно інтегрувала, необхідно виконання наступних умов:

$$U_{вих} \ll U_{вх} \text{ та } \tau \gg t_{имп}. \quad (21)$$

У період дії імпульсу ($t_1 - t_2$): $U_{вх} = U = \text{const}$, тому $U_{вих} = 1/RC \int U dt = U t/RC$. У момент часу $t = t_2$ напруга на виході ланки становитиме $U_{вих}(t_2) = U t_{имп}/RC$.

Орієнтовне значення відносної похибки інтегрувальної ланки складає $\delta = t_{имп}/\tau$. Якщо $\tau = 10 t_{имп}$, то похибка буде складати 10 %.

Недоліки інтегрувальних RC – ланок:

- 1). Якщо $t_{имп}$ велике (сотні мілісекунд – секунди), то виникає потреба одержання великих сталих часу (десятки секунд), що неприйнятне для ланки.
- 2). У разі великих значень C і R ланки утруднюється його узгодження з опором навантаження, що збільшує похибку інтегрування ланки.

Для зв'язку між транзисторними ключами може використовуватися імпульсний трансформатор (ІТ). При цьому вирішуються наступні задачі: зміна амплітуди імпульсів; узгодження напруг, струмів опорів в навантаженні і генераторі; зміна полярності імпульсів; одержання одночасно декількох імпульсів з різними амплітудами і полярностями (з допомогою декількох вихідних обмоток). Крім цього, імпульсний трансформатор забезпечує розв'язку різних ланок за постійною напругою.

7. Короткі відомості про імпульсні трансформатори. Еквівалентна схема імпульсного трансформатора.

Для зв'язку між транзисторними ключами може використовуватися імпульсний трансформатор (ІТ). При цьому вирішуються наступні задачі: зміна амплітуди імпульсів; узгодження напруг, струмів опорів в навантаженні і генераторі; зміна полярності імпульсів; одержання одночасно декількох імпульсів з різними амплітудами і полярностями (з допомогою декількох вихідних обмоток). Крім цього, імпульсний трансформатор забезпечує розв'язку різних ланок за постійною напругою. Принципова електрична схема імпульсного трансформатора наведена на рис.31.: де: L_I - індуктивність первинної обмотки, L_{II} - індуктивність вторинної обмотки, $n = w_2/w_1$ - коефіцієнт трансформації імпульсного трансформатора.

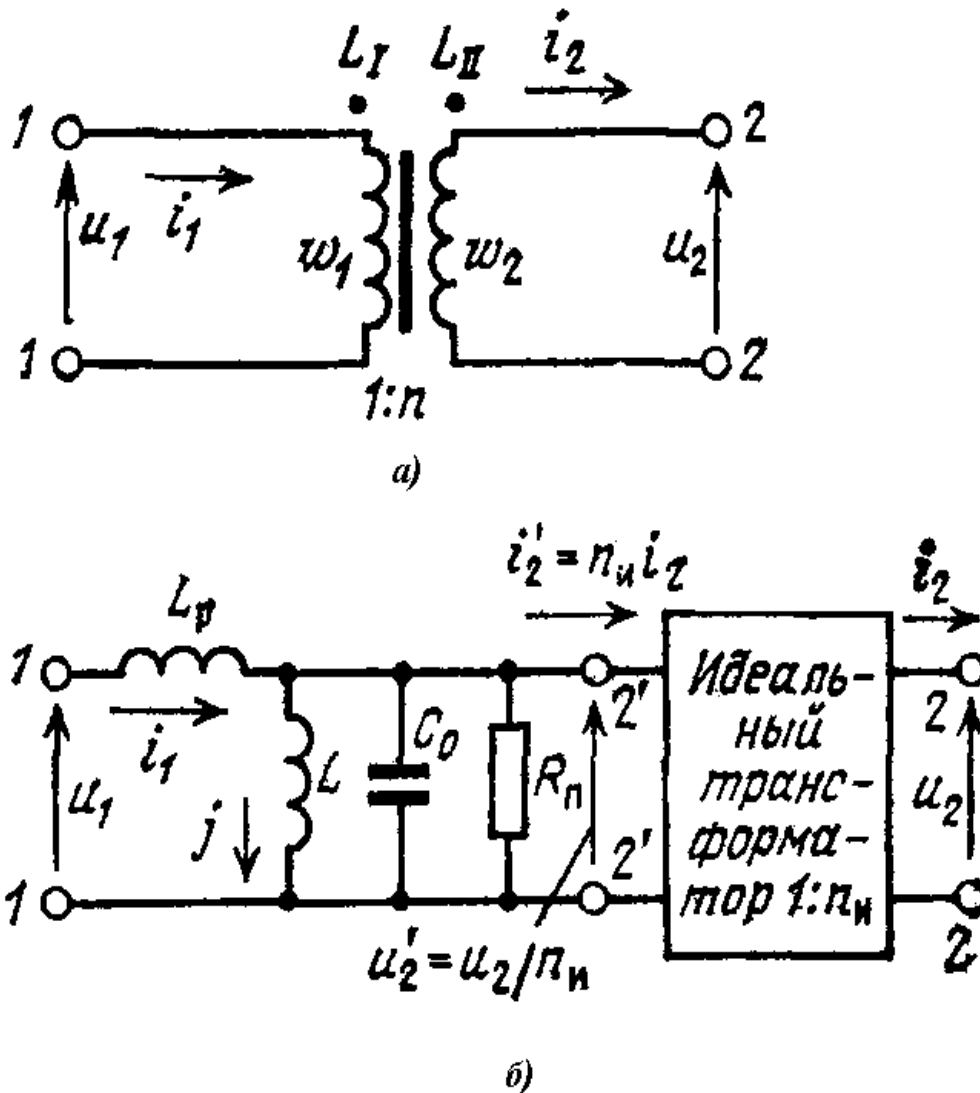


Рис. 31. Принципова (а) та еквівалентна (б) схеми імпульсного трансформатора.

Для дослідження спотворень в формі імпульсів, що передаються через ІТ, більш наглядно використовувати еквівалентну схему імпульсного трансформатора. (рис.5.17.6.). Під *ідеальним* розуміють трансформатор, який не вносить ніяких спотворень в форму імпульсів, що передаються, і який змінює лише величину напруг або струмів. При цьому напруга збільшується в n_i разів, а струм відповідно зменшується в n_i разів при переході від первинної до вторинної обмотки. Величина n_i називається коефіцієнтом трансформації ідеального імпульсного трансформатора.

Індуктивність розсіювання – L_p дорівнює вхідній індуктивності реального ІТ при короткому замиканні його вихідної обмотки. **Індуктивність намагнічування** L наближено рівна вхідній індуктивності реального ІТ, яка виміряна на низьких частотах при розімкнених вихідних затискачах (звичайно $L_p \ll L$).

Враховуючи, що величина L представляє індуктивність котушки з сердечником, можна для її визначення використати формулу:

$$L = \mu_a \cdot w_1^2 \cdot S_{ж} / l_{ж}, \quad (22)$$

де: μ_a - абсолютна магнітна проникність матеріалу сердечника, $S_{ж}$ - площа корисного перерізу сердечника, $l_{ж}$ - середня довжина магнітної силової лінії.

При великій амплітуді імпульсів, які передає ІТ, суттєвою є нелінійність кривої гістерезису сердечника тому величина μ_a не залишається постійною на протязі імпульсу. В цьому випадку користуються **імпульсною магнітною проникністю**: μ_{ai} , яка дорівнює відношенню приросту індукції до приросту напруженості магнітного поля за час дії імпульсу.

Еквівалентна ємність ІТ (C_0) наближено відображає вплив всіх розподілених ємностей обмоток реального трансформатора. Хороше співпадіння з відповідними експериментальними даними одержується, якщо величину C_0 вибрати такою, щоб енергія, яка запасасться в ній, в любий момент часу була рівна сумі енергій, що були запасені в розподілених ємностях ІТ.

Еквівалентний опір втрат в ІТ (R_B) визначається переважно втратами на вихрові струми в сердечнику. Величина R_B розраховується так, щоб потужність, яка розсіюється в цьому резисторі, була рівною втратам потужності в сердечнику ІТ. **Коефіцієнт трансформації ідеального трансформатора** (n_i) наближено рівний значенню n в реальному трансформаторі при низьких частотах. **Струм намагнічування** (j) є деяким еквівалентним струмом. Струм намагнічування, проходячи через котужку індуктивності L з такими же параметрами, що і має первинна обмотка ІТ ($w_1, l_{ж}$), викликає в цій котушці ту же саму напруженість магнітного поля H , що і в сердечнику реального трансформатора при проходженні через його обмотки w_1 і w_2 струмів i_1 та i_2 .

7.1. Передача імпульсів напруги. Магнітний гістерезис.

Нехай на первинну обмотку ІТ знаходиться ступінчата напруга $e(t)$. Основні параметри (крім індуктивності намагнічування L , див ф-лу) імпульсного трансформатора приведені до первинної обмотки мають вигляд:

$$R'_H = R_H/n^2; n = w_2/w_1; i'_2 = n \cdot i_2; U' = U/n. \quad (23)$$

При ступінчатому сигналі на вході ІТ ($e = E$) зростання магнітної індукції B , напруженості магнітного поля і струму намагнічування i_m лінійним.

Таким чином, при передачі імпульсу площею $E \cdot \tau$ індукція сердечника зростає на $\Delta B = E \cdot \tau / w_1 \cdot S_{ж}$. У цьому випадку від навантаження ІТ буде залежати лише струм i_1 , який формується в колі первинної обмотки. Коли значення струму генератора не обмежено, то при відсутності опорів між вхідними і вихідними клемми еквівалентної схеми, індуктивність намагнічування буде впливати не на форму імпульсу, проходить через ІТ, а лише на струм намагнічування i_m . В реальних умовах, коли вказані допущення не виконуються, наявність струму намагнічування приводить до зниження вершини імпульсу. У зв'язку з цим, індуктивність намагнічування ІТ не має бути меншою за деяке критичне значення. Ідеалізовані процеси передачі імпульсів ускладнюються на практиці явищем магнітного гістерезису, впливом вихрових струмів, розсіюванням електромагнітної енергії та впливом струмів заміщення в обмотках ІТ.

Зв'язок між магнітною індукцією і напруженістю магнітного поля є нелінійним і характеризується основною кривою намагнічування з петлею гістерезису граничного симетричного циклу (рис.32.). Якщо за початковий магнітний стан сердечника прийняти точку O , де немає залишкового намагнічування, то при передачі через ІТ першого імпульсу з послідовності зображуюча точка переміститься по основній кривій намагнічування в точку B_1 , де приріст індукції ΔB . Після закінчення першого імпульсу зображуюча точка перейде в положення B_{r1} по нисхідній гілці $B_1 - B_{r1}$. При поступленні другого імпульсу зображуюча точка переміститься в положення B_2 , а після його закінчення вона переміститься по нисхідній гілці в положення B_{r2} . Цей процес наростання залишкової магнітної індукції при поступленні чергового імпульсу буде тривати доти, поки зображуюча точка не досягне положення O' , яке відповідає залишковій індукції B_{r0} граничного циклу.

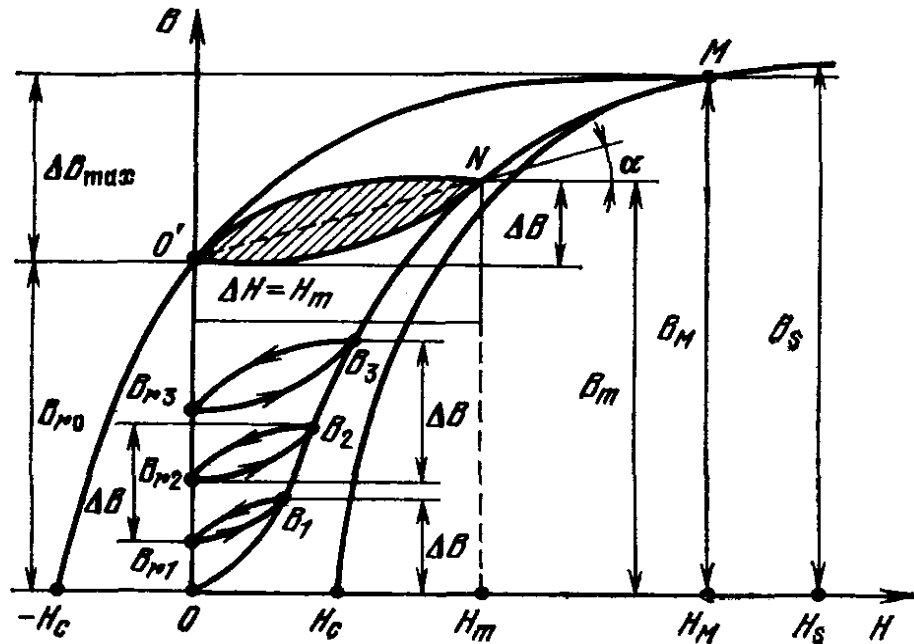


Рис.32. Крива намагнічування феритового сердечника імпульсного трансформатора.

Після цього при передачі кожного імпульсу напругизображуюча точка буде переміщатися між точками O' та N по граничній петлі (несиметричного) циклу (заштрихованого на рис.2.21.), нахил якого визначається величиною ΔB .

Таким чином, середнє в межах імпульсу значення магнітної проникності, яке називається проникністю на граничному частотному циклі μ_{Δ} , дорівнює:

$$\mu_{\Delta} = \Delta B / \Delta H. \quad (24)$$

Значення μ_{Δ} завжди менше нормальної (квазістатичної) магнітної проникності в точці N , причому різниця між ними тим більша, чим вища залишкова індукція B_{r0} . Для зведення до спотворення форми імпульсів в ІТ, приріст індукції ΔB за час імпульсу не повинен переважати різниці $\Delta B_{\max} = B_m - B_{r0}$. Тому матеріал сердечника ІТ повинен мати низьку залишкову індукцію B_{r0} , значну індукцію насичення B_s і високу магнітну проникність μ_{Δ} . На даний час в малопотужних імпульсних трансформаторах використовують переважно сердечника з марганцево-цинкових окислів заліза (феритів). Для феритів $\Delta B < 2$ кГс, $\mu_{\Delta} \approx 1500$ Гс/е; $B_s = 1500-3000$ Гс, $B_{r0} = 80-1000$ Гс і $\Delta B_{\max} = 700-2000$ Гс. Для зменшення залишкової індукції B_{r0} в сердечник ІТ вводять малий повітряний проміжок шириною $(10^{-3} - 10^{-4})l_{ж}$ і формують розмагнічувальне поле $H_0 \approx - (1 - 2)$ Гс. Для врахування явища гістерезису при розрахунках ІТ величину μ_a замінюють на μ_{Δ} і обмежують ΔB збільшуючи w_1 або $S_{ж}$.

При швидкій зміні магнітного потоку в сердечнику ІТ виникають вихрові струми, які послаблюють основне магнітне поле. Для компенсації цього ефекта необхідно прикласти додаткове намагнічуюче поле. Для феритових сердечників питомий опір приблизно на сім порядків вищий ніж для сталі і пермолюю, тому вихрові струми в них малі і зменшення магнітної проникності μ_{Δ} дуже незначне. Імпульсна магнітна проникність феритових сердечників зменшується із-за інерійності перемагнічування сердечника. Так, згідно довідковим даним, імпульсна магнітна проникність зменшується (з врахуванням магнітної в'язкості) не більше ніж на 10 % при зменшенні тривалості імпульсів в межах 3 - 0,1 мкс.

7. 2. Характеристики і параметри імпульсних трансформаторів.

Для оцінки спотворень в ІТ користуються його *перехідною функцією*. Для цього підключають до входу імпульсного трансформатора генератор одиничного перепаду електрорушійної сили $e_r = 1(t)$ з внутрішнім опором R_r , а до виходу - навантаження з конденсатора C_n і резистора R_n (рис.33.а). Після заміни ІТ його еквівалентом (рис.33.б.) і перерахунку параметрів C_n та R_n до первинної обмотки ІТ дістанемо еквівалентну схему, яка зображена на рис.33. в.

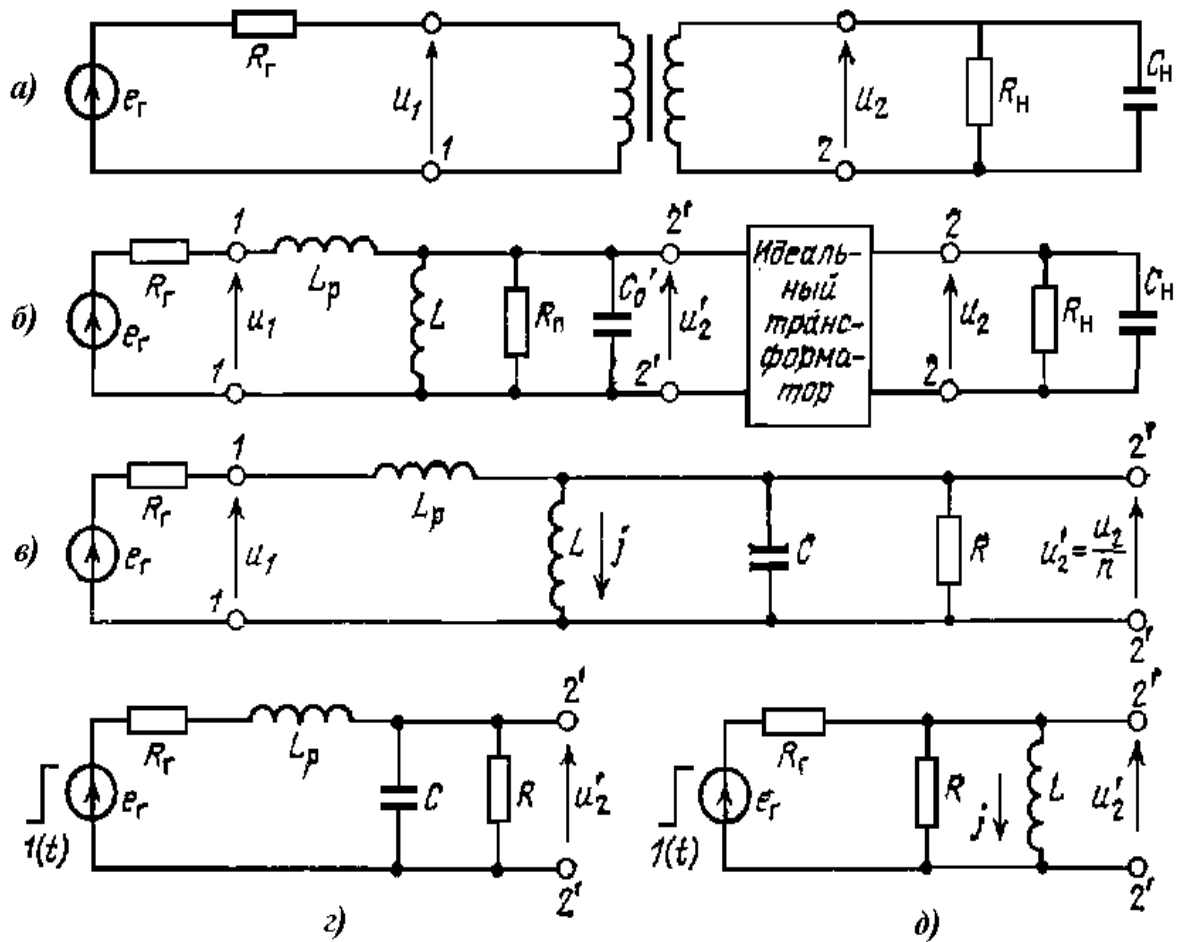


Рис.33. Схеми імпульсного трансформатора.

На цій схемі через C позначена сума C_0 і $n^2 \cdot C_H$, а через R – опір паралельно сполучених резисторів R_H і R_H/n^2 . Перехідна функція $A(t)$ для ІТ та елементів еквівалентної схеми, пропорційна вихідній напрузі $U_2(t)$ (рис. 34.).

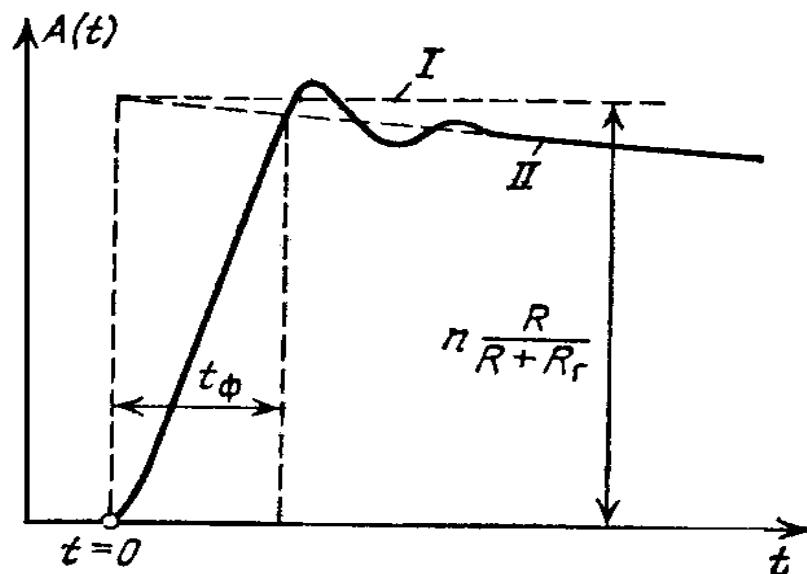


Рис.34. Перехідна функція імпульсного трансформатора.

При відсутності реактивних параметрів ($L_p=0$; $C=0$;) перехідна функція, як впливає з рис.33..в., представляє собою ідеальний перепад величиною $nR/(R + R_r)$ (пунктир 1 на рис.34.). При наявності реактивних параметрів спостерігається спотворення форми перехідної функції (суцільна лінія II на рис.34), які зводяться до затягування фронту, появи пульсації після фронту і завалу плоскої вершини імпульсу. Ці спотворення зумовлені наступними фізичними причинами. В початковій частині перехідної функції, тобто при малих значеннях t , струм j в індуктивності L не встигає суттєво зрости тому цю ланку можна вважати розімкнутою. Частина схеми, що залишається (рис.33.), буде тепер представляти послідовний коливальний контур $L_p - C - R_r$, який шунтує тся опором R і який ударно збуджується перепадом вхідної е.р.с. $e_r = 1(t)/$

В залежності від співвідношення параметрів схеми можливий аперіодичний чи коливальний процес. В результаті цих процесів спостерігається розтягнення фронту і появи пульсації після фронту. Коливальний режим має місце коли показник коливальності (Δ):

$$\Delta = 1/2 \cdot [R(R + R_L)]^{1/2} \cdot [1/R \cdot (L_p/C)^{1/2} + R_r(C/L_p)^{1/2}]. \quad (25)$$

При $\Delta < 1$ реалізується коливальний режим, а при $\Delta > 1$ – аперіодичний режим. Оптимальний режим (найбільш короткий фронт і малі пульсації після фронту) має місце при $\Delta \approx 0,7$. При цьому амплітуда пульсації складає лише декілька відсотків від перепаду перехідної функції, а тривалість фронту виражається формулою:

$$t_{\phi} \approx 2,2 \cdot (R \cdot L_p \cdot C / (R + R_r))^{1/2}. \quad (26)$$

Для одержання коротких фронтів імпульсу добуток $L_p \cdot C$ повинен бути мінімальним. При заданому типі ІТ і величині опору R_r , форма перехідної функції суттєво залежить від опору навантаження. Так, при зменшенні опору навантаження величина R зменшується і шунтуюча дія цього опору підсилюється. Тому імпульсний трансформатор переходить в з коливального в аперіодичний режим роботи.

Таким чином, змінюючи R , R_r , можна експериментально підібрати оптимальний режим роботи ІТ.

Розглянемо причини завалу вершини перехідної функції. Після закінчення фронту струм і ця напруга в імпульсному трансформаторі змінюється повільно, тому можна знехтувати впливом параметрів L_p і C . В еквівалентній схемі тепер залишаються лише елементи e_r , R_r , L , R (рис.34. д.). При цьому до індуктивності L прикладена напруга $e_r \cdot R / (R + R_r)$ і, таким чином, струм намагнічування j починає зростати. Це приводить до збільшення струму через R_r , збільшенню спаду напруги на резисторі R_r і до спаду (завалу) вихідної напруги. Величина відносного завалу вершини η :

$$\eta = \Delta U_2 / U_{m2} \approx t_i R R_r / L(R + R_r). \quad (27)$$

Роль еквівалентної постійної часу в ІТ грає відношення $L(R + R_r) / R R_r$. З останньої формули випливає, що для зменшення завалу вершини імпульсу необхідно збільшувати індуктивність намагнічування імпульсного трансформатора.

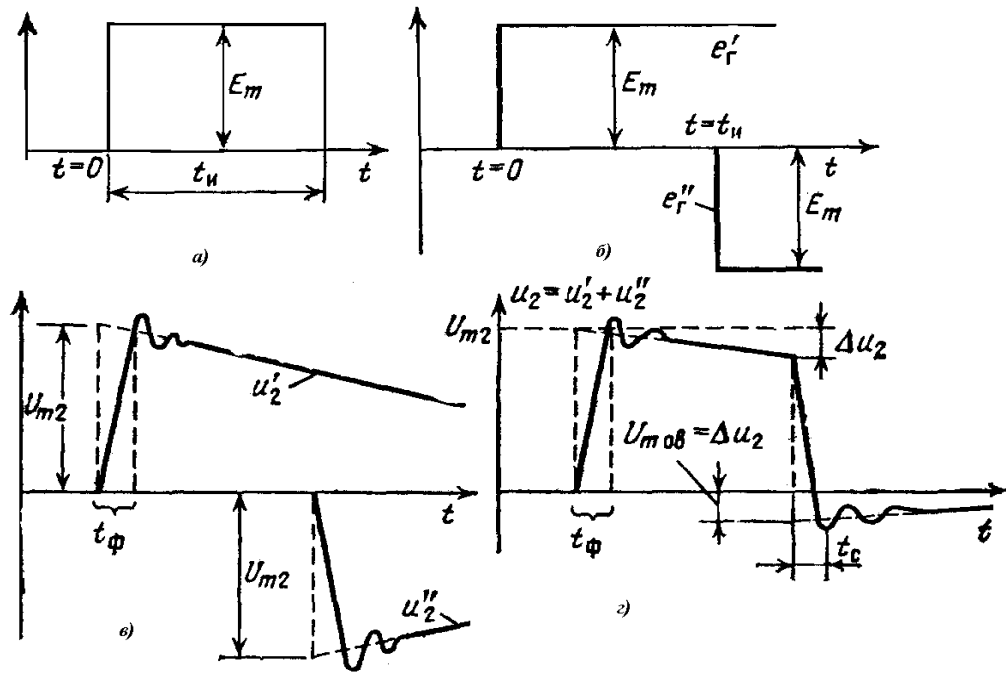


Рис.35.

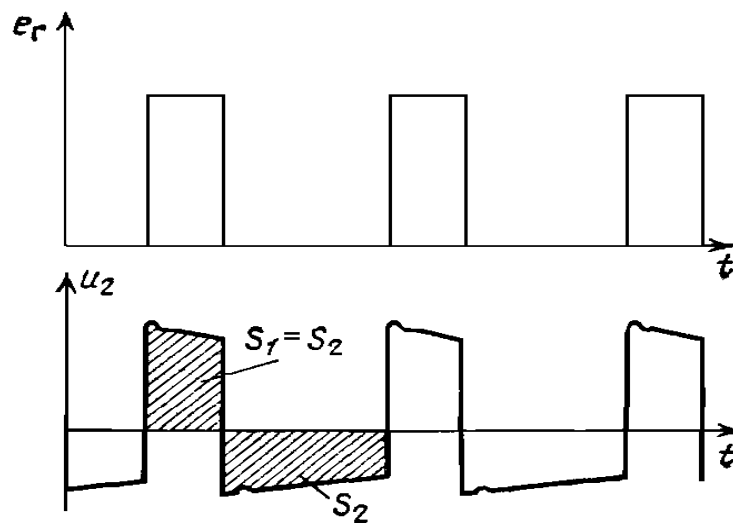


Рис.36.

8. Лінії затримки імпульсних сигналів

Лінією затримки (ЛЗ) називають пасивний чотирихполюсник, сигнал на виході якого появляється через деякий інтервал часу по відношенню до вхідного сигналу. Такі властивості мають недиспергуючі (неспотворюючі) лінії передачі з розподіленими параметрами. Групова (v_r) і фазові швидкості (v_ϕ) поширення сигналу по недиспергуючій лінії передачі визначаються за формулами:

$$v_r = v_\phi = v = (L_0 \cdot C_0)^{-1/2},$$

де: L_0 , C_0 – погонні індуктивність та ємність лінії затримки. Реальні ЛЗ, як правило, диспергуючі, тому при поширенні імпульсного сигналу в них v_{ϕ} для окремих спектральних складових імпульсу будуть різними і сигнал на виході ЛЗ зазнає спотворень. За рахунок втрат в лінії амплітуда вихідного сигналу зменшується.

В імпульсних пристроях часто необхідно затримати імпульс на деякий час, наприклад, для синхронізації двох генераторів імпульсів. Лінії затримки розділяються на електричні і електромеханічні. Електричні лінії використовуються для затримки імпульсних сигналів від сотих долей до сотень мікросекунд, а електромеханічні – для затримки сигналів до декілька тисяч мкс.

Для затримки широкосмугових імпульсних сигналів до $t < 1$ мкс можуть використовуватися коаксіальні кабелі з однорідним заповненням діелектриком, які мають смугу пропускання порядку 100-1000 МГц. Максимальний час затримки ЛЗ на основі коаксіального кабелю знаходиться в наносекундному діапазоні, оскільки фазова швидкість поширення електричних коливань по кабелю дуже велика і складає

$$V_{\text{фаз}} = c \cdot (\epsilon)^{-1/2} = (L_0 C_0)^{-1/2},$$

де: c – швидкість світла в вакуумі. Тоді $T_0 = 0,0033 \cdot (\epsilon)^{1/2}$ – погонна затримка в кабелі при низьких частотах. Для діелектриків з малими втратами типу поліетилену чи тefлону ($\epsilon = 2;3$) погонна затримка імпульсів в кабельній ЛЗ складає 0,005 мкс/м. Для одержання затримки імпульсів на 1 мкс необхідно використати коаксіальний кабель довжиною 200 м. Головним недоліком таких ліній затримки є малий час затримки.

Для затримки імпульсних сигналів на час до декількох сотень мкс використовуються штучні лінії з зосередженими параметрами. Такі лінії збирають шляхом послідовного сполучення ланок, кожна з яких має зосереджені елементи L і C . Час затримки на одну комірку рівний $(LC)^{1/2}$. Якщо кількість комірок n , то час затримки всієї лінії $T_{\text{затр}} = n (LC)^{1/2}$, а хвильовий опір лінії рівний $(L/C)^{1/2}$. Щоб така лінія не спотворювала імпульси тривалістю τ , необхідно, щоб частотна характеристика лінії була рівномірною, а фазова характеристика лінійною в області частот $2 - 4/\tau$. При такому виборі смуги фронт і спад імпульсу на виході лінії мають тривалість біля $0,2 \tau$. Виходячи з приведеної умови, можна рекомендувати наступні розрахункові формули для визначення L і C , n по заданій величині $T_{\text{затр}}$ і тривалості імпульса τ .

$$L [\text{Гн}] = 0,1 \tau R_{\text{н}}; \quad C [\text{ф}] = 0,1 \tau / R_{\text{н}}; \quad n = T_{\text{затр}} / (LC)^{1/2}.$$

Основними характеристиками імпульсної лінії затримки є: час затримки, форма перехідної характеристики, затухання, хвильовий опір, габарити, максимально допустимі напруги на елементах лінії, стабільність затримки в залежності від температури і часу, простота і точність встановлення часу затримки та вартість.

8.1. Лінія затримки як елемент електричного кола.

Якщо недиспергуюча, однорідна лінія затримки довжиною l і хвилевим опором $\rho = (L_0 \cdot C_0)^{1/2}$ ввімкнена між генератором напруги $e(t)$ з внутрішнім опором R_i і навантаженням R_n (рис.35.), то коли опори R_i і R_n не дорівнюють хвилевому опору тоді напруга на вході лінії $U_0(t)$ буде сумою прямих і зворотніх хвиль, які виникають в лінії через час τ , який рівний повійній затримці T в одну сторону ($\tau = 2 \cdot T_0 \cdot l$). Якщо тривалість вхідного імпульсу $\tau_{\text{вх.}} < \tau$, то на вході і виході лінії затримки формується серія імпульсів $e(t)$ з затухаючою амплітудою; у випадку коли $\tau_{\text{вх.}} > \tau$, $U_0(t)$ буде розтягнутим сигналом багатоступінчатої форми.

При узгодженні опорів ($R_i = \rho$) зображення $U_0(t)$ має наступний вигляд:

$$U_0(t) = 0,5 \cdot [1 + K_{\text{ЗВ}} \cdot \exp(-2pT)] e(p),$$

де: $K_{\text{ЗВ}} = (R_n - \rho) / (R_n + \rho)$. При цьому в ЛЗ не виникають багатократні відбиття і $U_0(t)$ складається лише з двох членів, другий з яких виникає при $t = 2 \cdot T$.

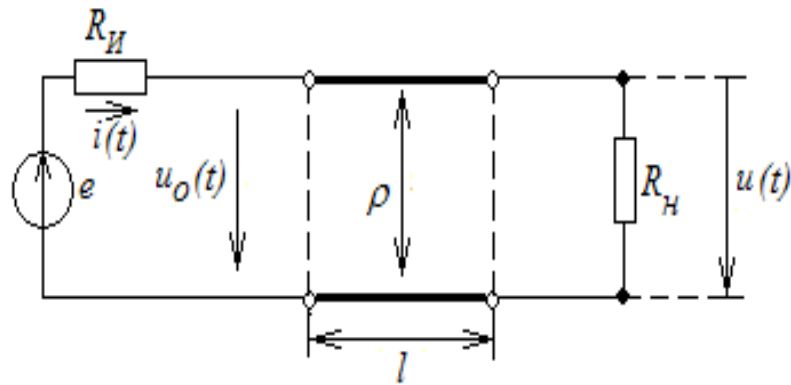


Рис.37. Схема лінії затримки.

Розглянемо передавання імпульсів з затримкою. При цьому $R_H = \rho$, відбита хвиля відсутня ($K_{ЗВ} = 0$), функція $U_0(t)$ стане дорівнювати $0,5 \cdot e(t)$. При передаванні імпульсів з затримкою робочим параметром є напруга $U_{\text{вих}}$ на вихідному кінці лінії затримки:

$$U_{\text{вих}}(t) = 0,5e(t - T).$$

Для цього випадку можна використати наступний спосіб узгодження $\rho = R_H \gg R_i$, тоді:

$$U_{\text{вих}}(t) = e(t - T) \cdot R_H / (R_H + R_i) \approx e(t - T).$$

Це в два рази більше ніж в попередньому випадку, але при такому способі узгодження спостерігаються значні спотворення форми імпульсу.

З допомогою короткозамкнутої ЛЗ можливим є також формування імпульсів. При $R_H = 0$ наруга хвилі, яка відбилася від кінця лінії затримки, рівна і протилежна за знаком напрузі прямої хвилі, а вихідна напруга пропорційна різниці ступеневих функцій, що зміщені в часі на величину $2T$:

$$U_0(t) = 0,5 \cdot [e(t) - e(t - 2T)].$$

При формуванні з використанням розімкненої на кінці лінії затримки опр навантаження рівний нескінченості, $K_{ЗВ} = 1$ і:

$$U_0(t) = 0,5 \cdot [e(t) + e(t - 2T)].$$

Коротко розглянемо основні особливості формування імпульсів з використанням ліній затримки. Форма напруги $U_0(t)$ і струму $i(t)$, який віддається генератором в ЛЗ, при прямокутному імпульсі напруги $e(t) = E$ для цих випадків наведені на рис.36.

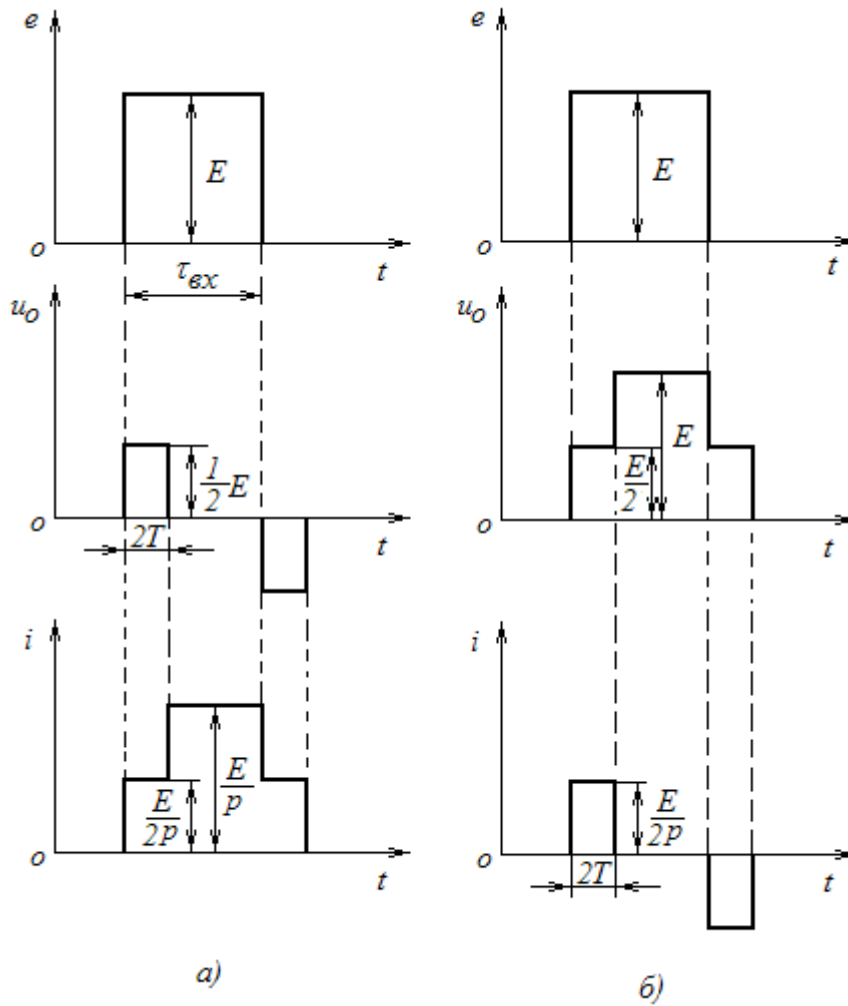


Рис.38. Епюри напруги і струму в схемах з лінією затримки.

При цьому кожен раз при поступленні чергового керуючого імпульсу великої тривалості ($\tau_{вх.} > 2T$) вихідні коливання будуть в формі двох біполярних імпульсів тривалістю $2T$. Різниця між цими двома випадками буде в том, що при короткозамкнутій ЛЗ біполярну форму мають імпульси напруги $U_0(t)$ на виході лінії (рис.36.а), а при розімкненій лінії - імпульси струму $i(t)$, який протікає в колі ЛЗ - генератор імпульсів (рис.36.б). Тому в першому випадку навантаження необхідно вмикати паралельно вхідним клемам лінії затримки, а в другому випадку - послідовно в коло між генератором і ЛЗ (рис.37.).

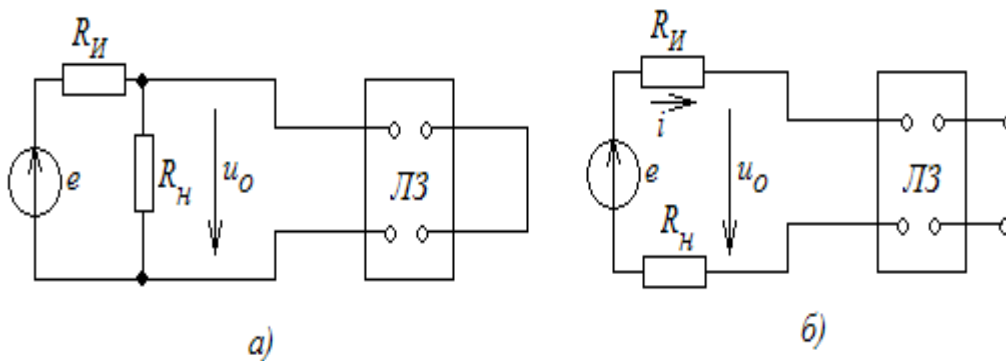


Рис.39. Схеми ввімкнення навантаження для короткозамкненої ЛЗ (а) та розімкнено на виході ЛЗ (б).

В зв'язку з цим будуть різними і умови узгодження на вході ЛЗ, які викликають багаторазові відбиття.

$R_{\text{екв}}$ дорівнює опорів паралельно з'єднаних резисторів R_i та R_H , повинен бути рівним хвильовому опорів (ρ) для короткозамкнутої лінії і сумі послідовно з'єднаних резисторів ($R_i + R_H$) для розімкнутої довгої лінії. Точність узгодження хвильового опорів ЛЗ з еквівалентним навантаженням ($R_{\text{екв}}$) оцінюють виходячи з допустимого відношення амплітуд перших двох імпульсів напруги на вході коротко замкнутої лінії імпульсів струму δi_x в колі розімкнутої лінії при R_i не рівному ρ :

$$\delta U_{x3} = -\delta i_x = -(R_i - \rho)/(R_i + \rho).$$

Таким чином, якщо амплітуда повторного сигналу не повинна переважати 10 % амплітуди основного імпульсу, то допустимі межі неузгодженості будуть наступними: $0,82 \geq R_{\text{екв}}/\rho \geq 1,22$.

8.2. Лінії затримки з зосередженими параметрами

Розрізняють лінії затримки з Γ – подібними, Π – подібними та T – подібними ланками (рис.40. 2.27.а.б.в.) на основі дискретних індуктивностей (котушки індуктивності - L) і ємностей (конденсатори - C). Якщо послідовним елементом є котушка індуктивності ($Z_1 = j\omega L$), а паралельним конденсатор ($Z_2 = (j\omega C)^{-1}$), то добуток $Z_1 \cdot Z_2$ не залежить від частоти (рис.39. 2.28), тобто

$$k = Z_1 \cdot Z_2 = L/C = \rho^2.$$

Такі ланки називаються ланками типу типу k .

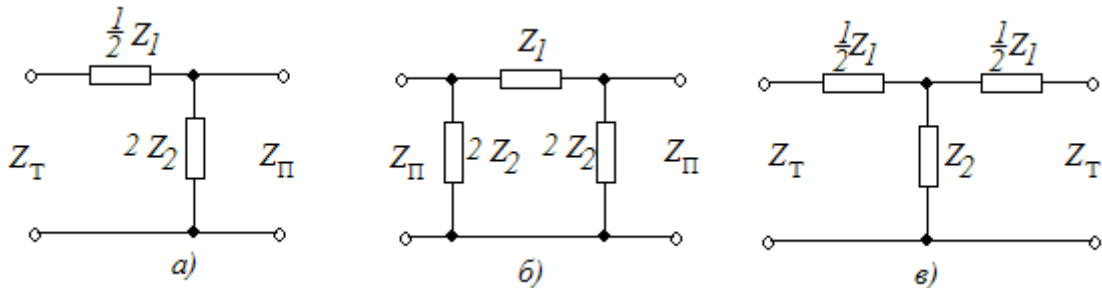


Рис.40. Принципові схеми ЛЗ з дискретними елементами.

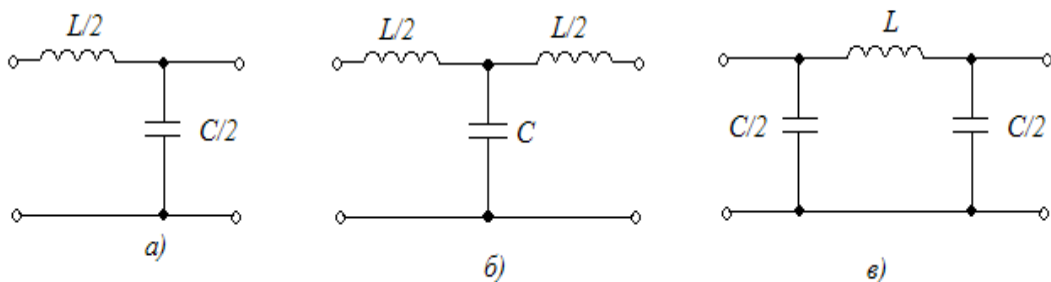


Рис.41. Електричні схеми ЛЗ з дискретними елементами.

Драбинкові ланки. Коли лінія затримки з розподіленими параметрами замінюють на ЛЗ, у яких присутні ланки з зосередженими параметрами L і C , що рівні добутку відповідних усереднених погонних параметрів на довжину лінії, то такі ланки називаються драбинковими. Для чисто активного навантаження використовуються однорідні драбинкові лінії з однаковими ланками.

Якщо одинарна ланка типу k навантажена на омичний опір $R_H = \rho$, то, розглядаючи перехідну характеристику узгодженої ланки типу k можна встановити, що час затримки T_{1a} і активна тривалість фронту $\tau_{\phi 1a}$ по рівням $0,1 \dots 0,9$ від амплітуди визначається за формулами:

$$T_{1a} = 1,07 (LC)^{1/2}; \quad \tau_{\phi 1a} = 1,13 \cdot (LC)^{1/2}.$$

При вмиканні між генератором і навантаженням n узгоджених ланок типу k дані параметри ЛЗ визначаються за наступними співвідношеннями:

$$T_a = n \cdot T_{1a}; \quad \tau_{\phi a} = \tau_{\phi 1a} \cdot (n)^{1/3}.$$

З цих співвідношень випливають наступні умови вибору числа ланок при заданій тривалості вершини (τ_a) і фронту ($\tau_{\phi a}$) імпульсу:

$$n = 0,39 \cdot (\tau_a / \tau_{\phi a})^{3/2}; \quad n = 1,1 \cdot (T_a / \tau_{\phi a})^{3/2}.$$

Для зменшення числа ланок і покращення форми імпульсу необхідно ланки k – типу перетворити так, щоб збільшити затримку однією ланкою без суттєвого збільшення тривалості фронту і зрізу імпульсу.

9. Контрольні запитання

1. Охарактеризуйте інформаційний і силовий напрямки розвитку імпульсної техніки.
2. В чому полягають переваги та недоліки аналогових і цифрових електронних пристроїв ?
3. Дайте визначення імпульсної техніки, як науки.
4. Дайте визначення електричного імпульсу та охарактеризуйте його основні параметри.
5. Що називається перепадом напруги ? Які види перепадів напруги Ви знаєте ?
6. Дайте визначення і нарисуйте меандр напруги.
7. Який режим роботи електронного пристрою називають “ключовим” ?
8. Нарисуйте схему і епюри напруг “ідеального ключа”.
9. Нарисуйте електричну схему RC – ланки.
10. Як залежить від часу спад напруги на конденсаторі та резисторі RC – ланки, яка знаходиться під впливом одиничного стрибка напруги ?
11. Як залежить струм від часу в RC–ланці, що знаходиться під впливом одиничного стрибка напруги ?
12. Яку RC – ланку навають диференціувальною ?
13. При яких умовах RC – ланка є диференціувальною, а при яких розділовою ?
14. При яких умовах можливо отримання режиму негармонійних збурень в в схемі з RC – ланкою ?
15. Як впливає внутрішній опір генератора імпульсів на процес електричного диференціювання імпульсних сигналів з використанням RC – ланки ?
16. В чому полягає призначення фіксатора рівня в схемі диференціювання імпульсів з допомогою RC – ланки ?
17. Нарисуйте електричні схеми диференціувальних RC – ланок з фіксатором нульового рівня для додатних і від’ємних імпульсів і поясніть принцип їх роботи.
18. Як залежить від часу спад напруги на конденсаторі і резисторі в RC – ланці з фіксатором довільного рівня для додатних імпульсів ?

19. Яка ланка називається інтегрувальною ? Нарисуйте її електричну схему.
20. При яких умовах RC – ланка є інтегрувальною ?
21. Як залежить від часу спад напруги на конденсаторі, що знаходиться на виході інтегрувальної ланки ?
22. Назвіть найбільш суттєві недоліки інтегрувальних RC – ланок.
23. Для чого призначені імпульсні трансформатори ?
24. Нарисуйте принципову і еквівалентну схеми імпульсного трансформатора.
25. Дайте характеристику і визначення основних параметрів еквівалентної схеми імпульсного трансформатора.
26. Нарисуйте криву намагнічування феритового сердечника імпульсного трансформатора. Охарактеризуйте основні параметри кривої намагнічування.
27. Що називають перехідною функцією імпульсного трансформатора ? Охарактеризуйте її параметри.
28. Які причини спотворення імпульсів після проходження через імпульсний трансформатор ?
29. Охарактеризуйте умови реалізації коливального і аперіодичного режиму при проходженні імпульсів через імпульсний трансформатор.
30. Дайте визначення лінії затримки імпульсів.
31. Наведіть основні характеристики і співвідношення між параметрами кабельних ліній затримки.
32. Обґрунтуйте найбільш оптимальні способи узгодження ліній затримки з розподіленими параметрами з навантаженням.
33. Нарисуйте електричні схеми основних ланок ліній затримки на дискретних елементах
34. Наведіть основні співвідношення для ліній затримки з к – ланками.
35. Дайте визначення драбинкових ліній затримки. Охарактеруйте їх переваги в порівнянні з лініями затримки на основі к – ланок.

ЛІТЕРАТУРА

1. В.В. Гусев, Л.Г. Зеличенко, К.В. Конев и др. // Основы импульсной и цифровой техники. М. «Советское радио». 1975. Глава 1 С.4-7; Глава 4. С.68-71; 76-78; Глава 5. С.104-113.
2. В.І. Бойко, А.М. Гуржій, В.Я. Жуйков та інші // Аналогова схемотехніта та імпульсні пристрої. К. “Вища школа”. 2004. Розділ 13. С.240-256.
3. Ю.А. Браммер, И.Н. Пащук // Импульсная техника, М. «Высшая школа». 1985. Глава 1 С.8-22; Глава 4 С.129-143.
4. В.Т. Фролкин, Л.Н. Попов // Импульсные устройства. М. «Советское радио». 1980. Глава 1. С.4-6. Глава2. С.18-21; 24-39.
5. В.Н Яковлев, В.В. Воскресенский, А.А. Генис, Е.Ф. Доронин и др. // Справочник по импульсной технике. К. “Техніка”. 1970. Глава 2. С.91-105; Глава 3. С.130-133.