

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
УЖГОРОДСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

Фізичний факультет

Кафедра квантової електроніки

ШУАІБОВ О.К, ДАЩЕНКО А. Й., ГРАБОВА І.А.

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
ДО ЛАБОРАТОРНОГО ПРАКТИКУМУ
З СПЕЦІАЛЬНОГО КУРСУ
“ОСНОВИ ІМПУЛЬСНОЇ ТЕХНІКИ”**

**для студентів IV курсу спеціалізації
“Квантова електроніка”**

Ужгород - 2005

Методичні вказівки до лабораторного практикуму зі спеціального курсу “Основи імпульсної техніки”. Навчальний посібник. // О.К.Шуаїбов, А.Й.Дащенко, І.А.Грабова. – Ужгород, УжНУ, 2005, -50 с.

Передмова

Навчальний посібник написано у відповідності до програми спеціального курсу “Основи імпульсної техніки”, який викладається студентам четвертого курсу фізичного факультету, що спеціалізуються на кафедрі квантової електроніки. Навчальний посібник містить описи до чотирьох лабораторних робіт з імпульсної техніки.

Основну увагу в посібнику приділено вивченню фізичних основ формування низьковольтних електричних імпульсів з допомогою пасивних ланок, підсилення імпульсів малої амплітуди, формування імпульсів із використанням ланок на основі діодів, транзисторів та логічних мікросхем, а також генерування низьковольтних прямокутних імпульсів. Ці відомості містяться в теоретичній частині до відповідних лабораторних робіт. В кінці опису до кожної роботи наведено перелік контрольних запитань із теми та список використаної літератури. В кінці навчального посібника приведений узагальнений список використаної літератури, який охоплює літературу до всіх чотирьох лабораторних робіт.

*Для кожної лабораторної роботи зформульована **мета**, наведена **схема лабораторного макету та конкретні завдання**, які супроводжуються короткими **методичними вказівками**.*

Процес виконання лабораторної роботи включає попередню теоретичну підготовку, ознайомлення з електричною схемою лабораторного макета та відповідними приладами, що використовуються для проведення лабораторної роботи, виконання експериментальних завдань, оформлення звіту та захист робіт.

Студенти, які не захистили дві раніше виконані роботи, до виконання наступної не допускаються. В разі успішного виконання і захисту всіх лабораторних робіт студент допускається до складання заліку зі спецкурсу “Основи імпульсної техніки”.

Схвалено методичною комісією фізичного факультету УжНУ,
Протокол № 4 від 15. 02. 2005 р.

Іл. 38 , Бібл.: 9 назв.

Рецензент: доктор фіз.-мат. наук, професор Дробнич В.Г.

Зміст

Передмова	2
Зміст	3

Лабораторна робота № 1. Пасивні формуючі ланки імпульсів

1. Мета роботи. Необхідні прилади і матеріали	5
2. Теоретичні відомості	5
2.1. Диференціовальні і розділові ланки	5
2.2. Інтегрувальні RC ланки	7
2.3. Лінії затримки імпульсних сигналів	8
2.4. Імпульсний трансформатор	9
3. Завдання та методика виконання роботи	10
4. Контрольні запитання	12
5. Література до лабораторної роботи № 1	12

Лабораторна робота № 2. Імпульсний підсилювач на транзисторах

1. Мета роботи. Необхідні прилади і матеріали	13
2. Теоретичні відомості	13
2.1. Робота планарного транзистора в імпульсному режимі ...	13
2.2. Загальні відомості про імпульсні підсилювачі на транзисторах	17
2.3. Некоригований імпульсний підсилювач на транзисторі ..	17
2.4. Скоректований транзисторний підсилювач імпульсів. Паралельна індуктивна корекція фронту імпульсу	20
2.5. Корекція плоскої вершини імпульсу	21
2.6. Емітерний повторювач на транзисторі	21
3. Завдання та методика виконання роботи	23
4. Контрольні запитання	24
5. Література до лабораторної роботи № 2	24

Лабораторна робота № 3. Формувачі імпульсів

1. Мета роботи. Необхідні прилади і матеріали	25
2. Теоретичні відомості	25
2.1. Обмежувачі амплітуди імпульсів на діодах	25
2.2. Несиметричний тригер з емітерним зв'язком	28
2.3. Поняття про основні логічні операції і логічні елементи ..	30
2.4. Формувачі імпульсів на логічних елементах	32
2.5. Селектори імпульсів	34
3. Опис та принцип дії схеми лабораторних макетів формувачів імпульсів	36
4. Завдання та методика виконання роботи	37
5. Контрольні запитання	38
6. Література до лабораторної роботи № 3	38

Лабораторна робота № 4. Генератори прямокутних імпульсів

1. Мета роботи. Необхідні прилади і матеріали	39
2. Теоретичні відомості	39
2.1. Загальна характеристика генераторів прямокутних імпульсів	39
2.2. Одновібратор на дискретних елементах	40
2.3. Параметри логічних елементів та схема транзисторно- транзисторної логіки.(ТТЛ)	41
2.4. Характеристики генераторів імпульсів на логічних елементах. Генератори на елементах “АБО-НІ”	43
2.5. Генератори імпульсів на елементах “І - НІ”	45
3. Опис лабораторних макетів та принципів роботи генераторів прямокутних імпульсів	46
3.1. Одновібратор на дискретних елементах	46
3.2. Генератор ступінчатої напруги	48
3.3. Генератор прямокутних імпульсів на логічному елементі “НІ” з однією ланкою, яка задає час	48
3.4. Генератор прямокутних імпульсів на логічному елементі “НІ” з двома ланками, які задають час	48
4. Завдання та методика виконання роботи	48
5. Контрольні запитання	49
6. Література до лабораторної роботи № 4	49
 ЗАГАЛЬНИЙ СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	 50

Лабораторна робота № 1

ПАСИВНІ ФОРМУЮЧІ ЛАНКИ ІМПУЛЬСІВ

1. Мета роботи

Ознайомитися з основними методами диференціювання та інтегрування імпульсів. Навчитися формувати низьковольтні електричні імпульси з допомогою диференціальних та інтегровальних RC, RL ланок, імпульсного трансформатора та вивчення роботи лінії затримки імпульсних сигналів на основі дискретних радіотехнічних елементів.

Необхідні прилади й матеріали

Генератор низьковольтних електричних імпульсів, імпульсний осцилограф, лабораторна плата з набором диференціальних та інтегровальних ланок, низьковольтного імпульсного трансформатора та лінії затримки імпульсних сигналів на дискретних радіотехнічних елементах.

2. Теоретичні відомості

2.1. Диференціальні і розділові ланки.

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

$$U_{\text{вих.}}(t) = K \, dU_{\text{вх.}}/dt. \quad (1)$$

Ідеальним пристроєм для диференціювання імпульсів можна вважати конденсатор С або котушку індуктивності L. RC – ланка може виконувати функції диференціювання за $\tau \ll t_{\text{imp}}$ або бути розділовою, якщо $\tau \gg t_{\text{imp}}$ де $\tau = RC$ – стала часу ланки. Графіки напруги U_C і U_R такої ланки наведені на рис.1.

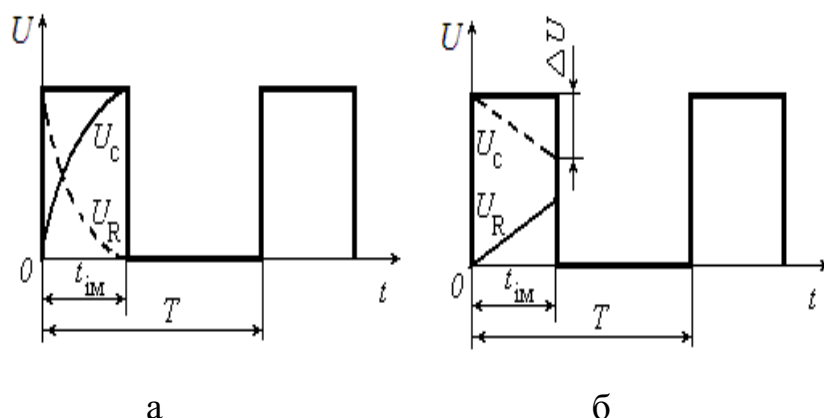


Рис.1. Режим напруги: а – режим I ($\tau \ll t_{\text{imp}}$); б – режим II ($\tau \gg t_{\text{imp}}$).

Існують два можливі режими роботи RC – ланки:

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

а). $\tau \ll t_n$ та б). $\tau \gg t_n$ де t_n тривалість паузи між імпульсами

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 наведена на рис.2.

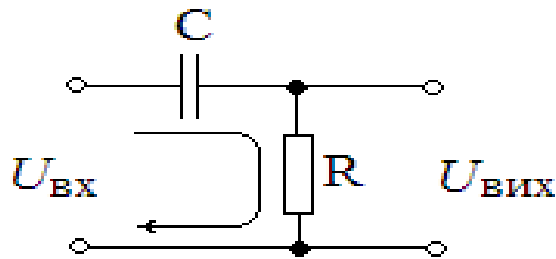


Рис.2. Принципова схема RC – ланки.

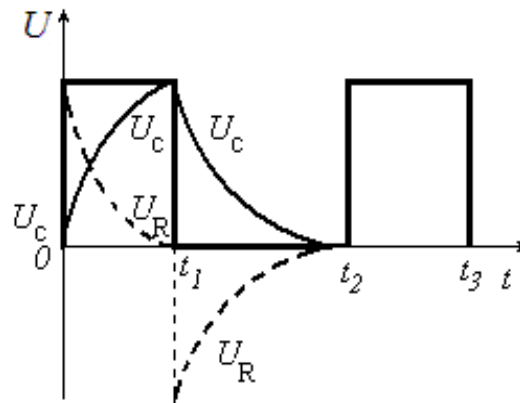


Рис.3. Залежності $U_C(t)$ і $U_R(t)$ (I – вар.а).

При поданні імпульсу на ланку конденсатор С заряджається під впливом струму I_z , 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.3).

У період паузи ($t_1 - t_2$) конденсатор С розряджається повністю (рис.3) оскільки: $\tau \ll t_n$.

$$U_{\text{ВІХ}} = RC \, dU_{\text{ВХ}}/dt. \quad (2)$$

Отже, щоб ланка була диференціальною, необхідно виконання трьох умов: $\tau \ll t_{\text{імп}}$, $\tau \ll t_n$, $U_{\text{ВІХ}} \ll U_{12} = U_{\text{ВХ}}$. При цьому графік напруги за наявності імпульсної послідовності має вигляд, зображений на рис.4.

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

У цьому режимі з моменту часу t_2 створюються нові початкові умови. Для наступного імпульсу $U_R(t_2) = E - U_C(t_2)$, тому він не придатний для диференціювання імпульсних сигналів.

Такий режим називають **режимом негармонійних збурень**.

Режим II: $\tau \gg t_{\text{імп}}$, $\tau \ll t_n$, забезпечує варіант розділової ланки. У момент часу t_1 після дії (рис.5) $U_R(t_1) = U_C(t_1)$, а в момент часу t_2 справедливі нульові початкові умови. Сигнал на виході майже повторює сигнал на вході. Отже ланка є **розділовою**.

Режим II за: $\tau \gg t_{\text{імп}}$, $\tau \ll t_n$, аналогічний режиму I, оскільки при $t_1=t_2$ також спостерігаються нові ненульові початкові умови. Тобто

реалізується режим негармонійних збурень. Для розділової ланки такий варіант також неприйнятний.

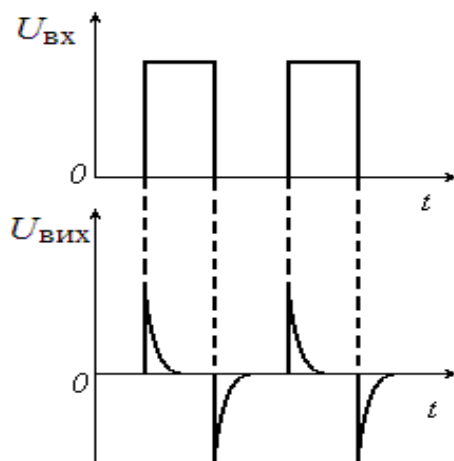


Рис.4. Графік $U_{\text{ВІХ}}$ для диференціувальної ланки за наявності імпульсної послідовності на вході.

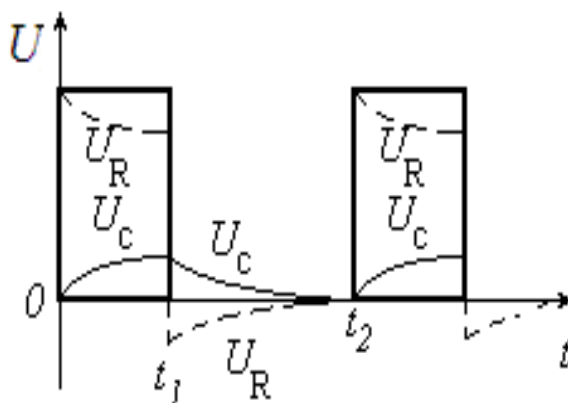


Рис.5. Залежності $U_C(t)$ і $U_R(t)$ у режимі II за : $\tau \gg t_{\text{імп}}$, $\tau \ll t_n$.

З урахуванням внутрішнього опору генератора напруга на вході RC – ланки буде меншою за електрорушійну силу генератора, $U_{12} < E$ на величину втрат напруги на внутрішньому опорі генератора, тобто $U_R(t = t_1) = -U_C R / (R + R_{\text{вн}})$. Якщо значення опору, наприклад $R_{\text{вн}} = 0,1 R$, то напруга $U_{12} = 0,9 E$. Отже забезпечуючи $R_{\text{вн}} \leq 0,1 R$, реальну ланку можна вважати практично ідеальною.

2.2. Інтегрувальні RC – ланки

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

$$U_{\text{ВІХ}} = K \int U_{\text{ВХ}}(t) dt. \quad (3)$$

На рис. 6. наведено принципову схему **інтегрувальної** ланки. Інтегрувальні ланки часто застосовують для подовження імпульсів або для одержання напруги, яка змінюється за законом, близьким до лінійного.

Для отримання ідеальної інтегрувальної ланки треба, щоб виконувалася умова $U_{\text{ВІХ}} \ll U_{\text{ВХ}}$ (де $U_{\text{ВІХ}} = U_C$), тоді $U_C = 1/CR \int U_{\text{ВХ}}(t) dt$.

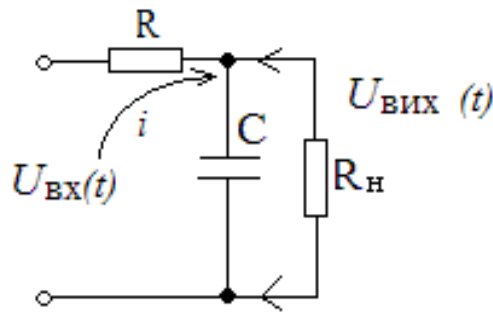


Рис.6. Принципова схема інтегрувальної RC-ланки.

Для того, щоб забезпечити низький коефіцієнт передачі ланки, тобто $U_{\text{вих}} \ll U_{\text{вх}}$, слід виконати умову $\tau \gg t_{\text{імп}}$ (рис. 7). Кут нахилу прямої на виході інтегрувальної ланки пропорційний амплітуді імпульсу, що інтегрується, та обернено пропорційний сталій часу τ ланки.

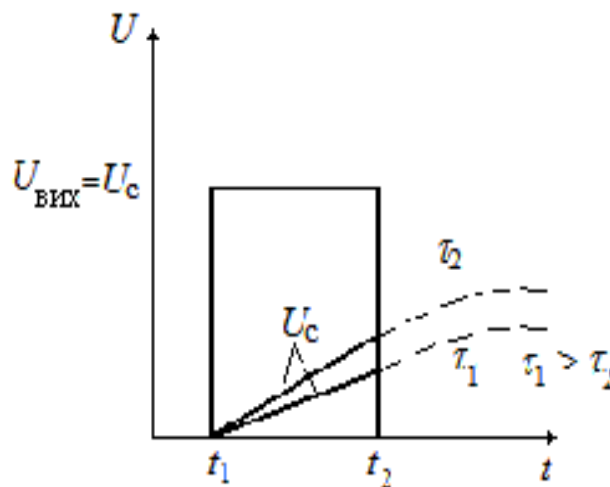


Рис.7. Напряга на виході RC-ланки при різних t $U_{\text{вих}} \ll U_{\text{вх}}$ та $\tau \gg t_{\text{імп}}$.

У період дії імпульсу ($t_1 - t_2$) $U_{\text{вх}} = U = \text{const}$, тому $U_{\text{вих}} = 1/RC \int U dt = U t / RC$. У момент часу $t = t_2$ напруга на виході ланки становитиме $U_{\text{вих}}(t_2) = U t_{\text{імп}} / RC$. Орієнтовне значення відносної похибки інтегрувальної ланки складає $\delta = t_{\text{імп}} / \tau$. Якщо $\tau = 10 t_{\text{імп}}$, то похибка буде складати 10 %.

2.3. Лінії затримки імпульсних сигналів.

В імпульсних пристроях часто необхідно затримати імпульс на деякий час, наприклад, для синхронізації двох генераторів імпульсів. Електричні лінії використовуються для затримки імпульсних сигналів від сотих долей до сотень мікросекунд.

Для затримки широкопasmових імпульсних сигналів до $t < 1$ мкс можуть використовуватися коаксіальні кабелі з однорідним заповненням діелектриком, які мають смугу пропускання порядку 100-1000 МГц. Головним недоліком таких ліній затримки є малий час затримки, оскільки затримка на одиницю довжини кабелю мала (1 мкс на 100-200 м кабелю). Для затримки імпульсних сигналів на час до декількох сотень мкс використовуються штучні лінії із зосередженими параметрами (рис. 8).

Такі лінії збирають шляхом послідовного сполучення ланок, кожна з яких має зосереджені елементи L і C .

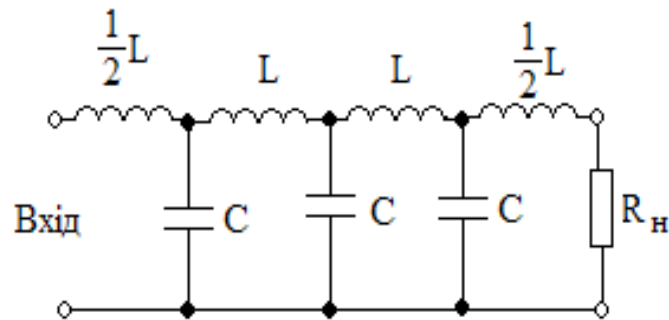


Рис.8. Ланцюгова лінія затримки із зосередженими параметрами.

Час затримки на одну комірку рівний $(LC)^{1/2}$. Якщо кількість комірок n , то час затримки всієї лінії $T_{затр} = n (LC)^{1/2}$, 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 $T_{затр}$ і тривалості імпульсу τ :

$$L [\text{Гн}] = 0,1 \tau R_{\text{н}}; \quad C [\text{ф}] = 0,1 \tau / R_{\text{н}}; \quad n = T_{\text{затр}} / (LC)^{1/2}. \quad (4)$$

2.4. Імпульсний трансформатор.

Окремі каскади імпульсних схем можуть з'єднуватися не лише з допомогою перехідних ланцюгів зв'язку типу RC ланок, але й з допомогою імпульсних трансформаторів (ІТ). Перевагою ІТ є те, що за їх допомогою можна узгоджувати або змінювати вхідний опір, а також інвертувати імпульсний сигнал. При наявності двох або більше обмоток можна з'єднувати імпульсні схеми, які працюють на різних потенціальних рівнях. Принципова та еквівалентні схеми ІТ наведені на рис.9.

Недоліком трансформаторного зв'язку є спотворення низькочастотних складових імпульсного сигналу. Звичайні імпульсні трансформатори зв'язку призначені для роботи з імпульсними сигналами тривалістю $0,02-25$ мкс і більше, відношення кількості витків у них доходить до 40. При конструюванні ІТ необхідно забезпечити передачу імпульсів з мінімальними спотвореннями форми, що вимагає мінімізації паразитних ємностей за рахунок раціонального конструювання обмоток і мінімального числа витків у них. Але при цьому зменшується електрорушійна сила в обмотках, тому для її підвищення застосовують сердечники з пермалою (для якого відносна магнітна проникність складає 80000). Для зменшення втрат енергії в сердечниках на вихрові струми, матеріал сердечника набирають із тонких пластин або стрічки товщиною порядку $0,05$ мм.

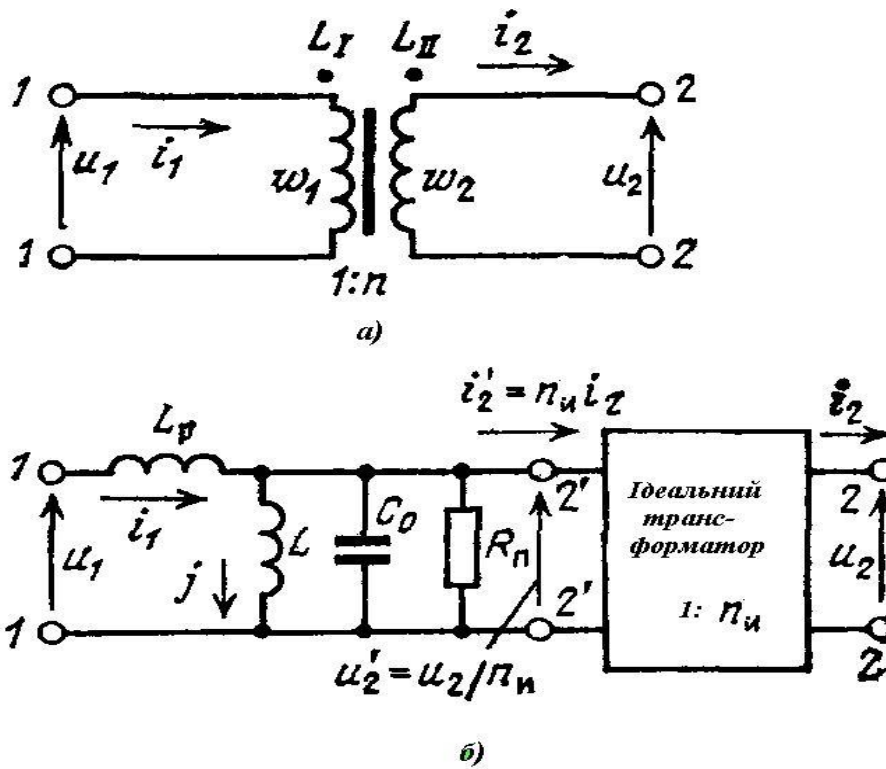


Рис. 9. Принципова та еквівалентна схеми імпульсного трансформатора.

Величину індуктивності первинної обмотки імпульсного трансформатора визначають з допустимого нахилу p плоскої частини імпульсу у відсотках, $L = R\tau/p$, де $R = (R_1 R_2')/(R_1 + R_2')$. Опір R_1 це сума вихідного опору каскаду, до якого підключено ІТ, та активного опору первинної обмотки. Опір $R_2 = (R_n + R_2')/n^2$, де R_n - опір навантаження у вторинній обмотці ІТ, n - коефіцієнт трансформації, τ - тривалість імпульсів. Кількість витків первинної обмотки ІТ може бути знайдена з формули

$$W_1 = (L I_{ж.}/4\pi S_{ж} \mu_{\Delta})^{1/2}, \quad (5)$$

Де $S_{ж}$ - переріз сердечника, $I_{ж.}$ - довжина магнітопроводу, L - індуктивність первинної обмотки μ_{Δ} - магнітна проникність на частотному циклі, яка складає 30-60 % від величини магнітної проникності. Вона визначається на основній кривій намагнічування. Кількість витків вторинної обмотки ІТ (W_2) знаходиться, виходячи з необхідного коефіцієнта трансформації.

3. Завдання та методика виконання роботи

1. Засвоїти механізм роботи диференціальних та інтегровальних ланок, низьковольтного імпульсного трансформатора і лінії затримки імпульсів на дискретних елементах.
2. Вивчити лабораторну плату із схемами до даної роботи (Рис.10).
3. Увімкнути генератор прямокутних імпульсів Г5-54 та імпульсний осцилограф С1-55. Подати на вхід диференціальної, а потім інтегровальної схем прямокутний імпульс із генератора імпульсів, спостерігати на екрані імпульсного осцилографа та замалювати у звіт продиференційовані і проінтегровані схемами імпульси.

4. Дослідити роботу ланок при наступних вхідних сигналах:

4.1. Диференціальна ланка (1) :

а) додатні імпульси амплітудою 3 - 4 В, тривалість імпульсів – 100 мкс, частота повторення – 10 кГц;

б) додатні імпульси амплітудою 3 - 4 В, тривалість імпульсів – 1 мкс, частота повторення – 100 кГц;

4.2. Інтегральна ланка (2) :

додатні імпульси амплітудою 3 - 4 В, тривалість імпульсів 10 і 100 мкс, частота повторення – 10 кГц.

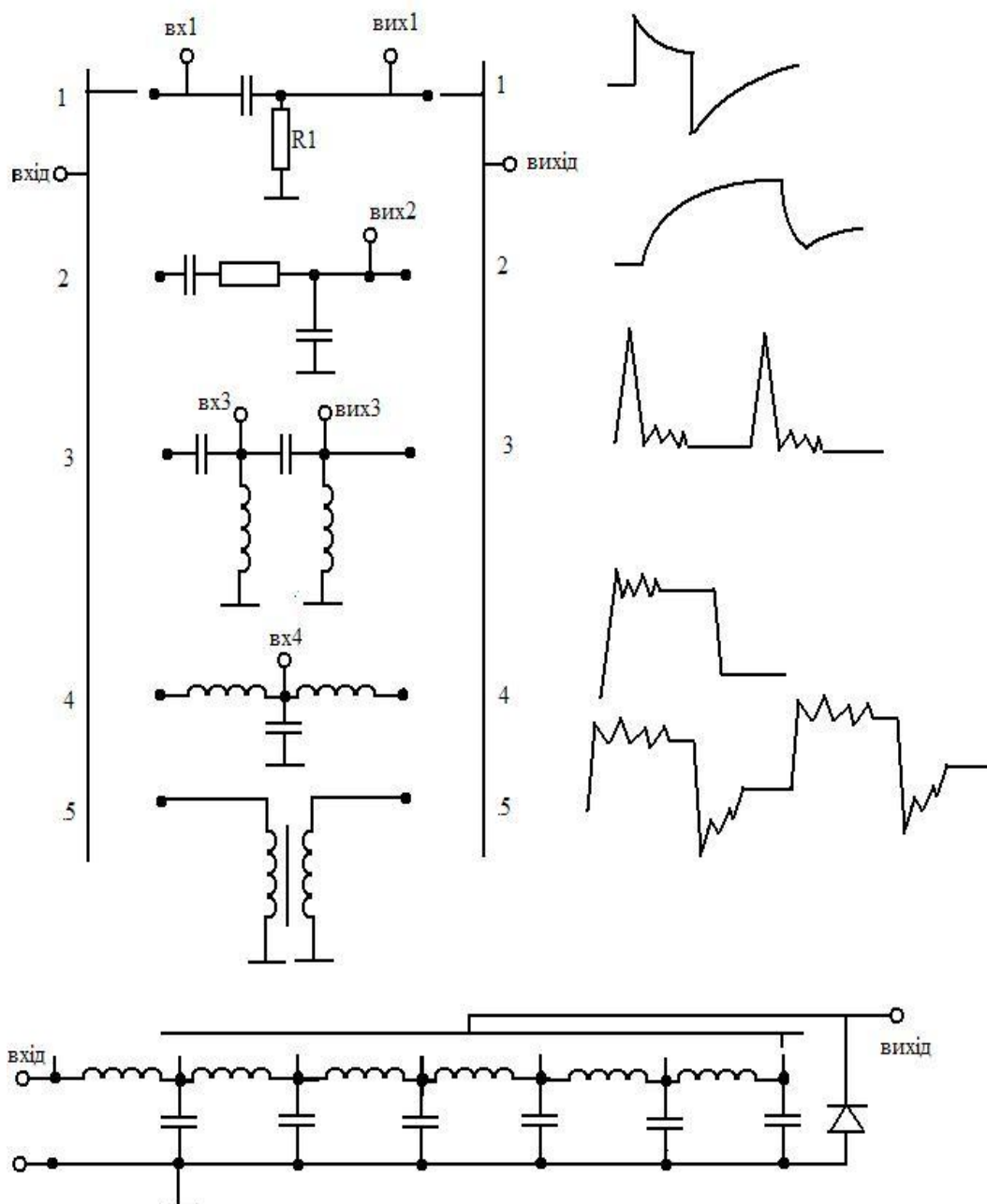


Рис. 10. Схеми диференціальних та інтегральних ланок; схеми лінії затримки та імпульсного трансформатора до лабораторної роботи № 1.

4.3. Диференціальна ланка (3) :

додатні імпульси амплітудою 3 - 4 В, тривалість імпульсів – 10 - 30 мкс, частота повторення – 10 кГц.

4.4. Інтегральна ланка (4) :

додатні імпульси амплітудою 3 - 4 В, тривалість імпульсів – 2 - 3 мкс, частота повторення – 100 кГц.

5. Подати на вхід імпульсного трансформатора (5) прямокутний імпульс із тривалістю 1 – 2 мкс і частотою повторення 100 кГц, спостерігати на екрані імпульсного осцилографа та замалювати у звіт вихідні імпульси.

6. Подати на вхід лінії затримки (6) прямокутний імпульс із тривалістю 1 мкс і частотою повторення 100 кГц, спостерігати на екрані імпульсного осцилографа та замалювати у звіт вихідні імпульси, визначити час затримки вихідного імпульсу відносно вхідного.

7. Зробити висновки з одержаних результатів.

4. Контрольні запитання

1. В чому полягають фізичні основи диференціювання електричних імпульсів за допомогою RC – ланок ?
2. За яких умов RC–ланка буде диференційною, а за яких – розділовою ?
3. Умови отримання режиму негармонійних збурень в схемі з диференціювальною RC – ланкою ?
4. Дайте визначення і поясніть принцип інтегрування електричних імпульсів із допомогою RC – ланок.
5. За яких умов RC – ланка буде інтегрувальною.
6. Від чого залежить відносна похибка інтегрування імпульсу і яка її орієнтовна величина ?
7. Від чого залежить час затримки імпульсу в лінії затримки на основі дискретних (L, C) елементів ?
8. Наведіть основні співвідношення для розрахунку дискретної лінії затримки ?
9. Області застосування та принцип дії імпульсного трансформатора ?
10. Намалюйте принципову схему імпульсного трансформатора і перерахуйте основні його параметри ?

Література до лабораторної роботи № 1

1. В.Г.Гусев, Ю.М.Гусев // Электроника. М. «Высшая школа», 1991. 622 с.
2. В.В.Гусев, Л.Г.Зеличенко, К.В.Конев и др. // Основы импульсной и цифровой техники. М. «Сов. радио». 1975. 440 с.
3. В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.Я.Жуйков та інші // Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої. К. “Вища школа”. 2004. 365 с.
4. Ю.А.Браммер, И.Н.Пашук // Импульсная техника, М. «Высшая школа». 1985. 320 с.
5. А.Н.Старостин // Импульсная техника. М. «Высшая школа». 1973. 334 с.

Лабораторна робота № 2

ІМПУЛЬСНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ НА ТРАНЗИСТОРАХ

1. Мета роботи

Вивчення роботи імпульсного підсилювача на резисторах, ознайомлення з впливом на форму імпульсів, які підсилюються, основних параметрів планарного транзистора та електричної схеми, засвоєння методів корекції переднього фронту та вершини імпульсу мікросекундної тривалості.

Необхідні прилади і матеріали

Генератори низьковольтних синусоїдальних та імпульсних електричних сигналів, імпульсний осцилограф, лабораторна плата з макетом імпульсного підсилювача на транзисторах.

2. Теоретичні відомості

2.1. Робота планарного транзистора в імпульсному режимі.

Схема найпростішого підсилювача на транзисторах наведена на рис.1. Вона включає транзистор, в колекторну ланку якого ввімкнено опір R_k , а в ланку бази опір R_b . Ці опори забезпечують необхідний режим роботи транзистора за постійним струмом. Збільшення опору R_b призводить до зменшення постійного струму бази I_{b0} . При цьому збільшується постійна напруга U_{KEO} . Звичайно, опори R_b і R_k підбирають так, щоб виконувалася умова $U_{KEO} = E_{дж.ж.}/2$.

На базу транзистора з ємністю C_B подають сигнал, який необхідно підсилити. Наявність на базі цього сигналу змінює напругу U_{BE} і, відповідно, струми i_b , i_k та напругу U_{KE} . Якщо режим роботи транзистора за постійним струмом вибрано правильно, то всяка зміна напруги U_{KE} буде точно повторена зміною напруги U_{BE} , але з більшою амплітудою, тобто відбудеться підсилення імпульсу напруги. Підсилений сигнал через конденсатор C_K надходить на зовнішнє навантаження R_H , функцію якого може виконувати сигнальний пристрій, вхідний опір іншого транзистора тощо.

При роботі транзистора в імпульсних схемах розрізняють режими малого і великого сигналів. При подачі на базу імпульсних сигналів малої величини транзистор працює в активному режимі. В цьому режимі відбувається підсилення імпульсних сигналів і зберігається лінійна залежність між напругами вихідних та вхідних сигналів. Робота транзистора в режимі великих імпульсних сигналів (ключовий режим) характерна для цифрових інтегральних схем. Транзистор тут виконує роль електронного ключа: він може знаходитися або в закритому стані (режим відсікання), або у відкритому стані (режим насичення). Якість роботи електронного ключа оцінюється за швидкістю перемикавання, тобто за часом переходу транзистора з одного стану в інший.

На рис. 2.а. наведена схема електронного ключа, а на рис.2.б.-д. діаграми, які ілюструють його роботу. Розглянемо поетапно процеси вмикання і вимикання планарного транзистора.

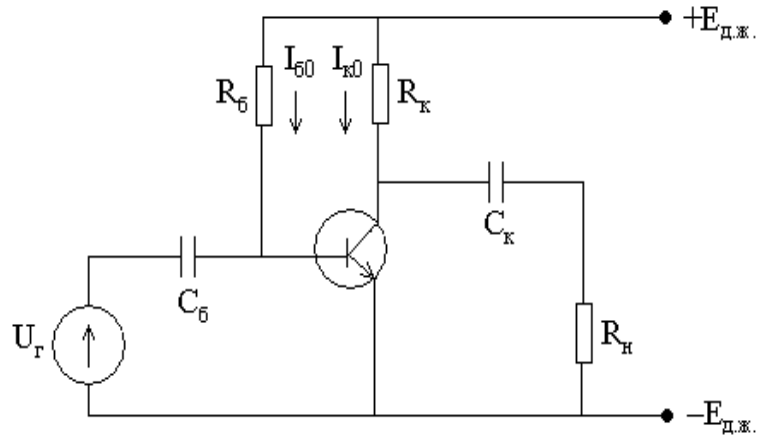


Рис.1. Принципова схема підсилювача на транзисторах.

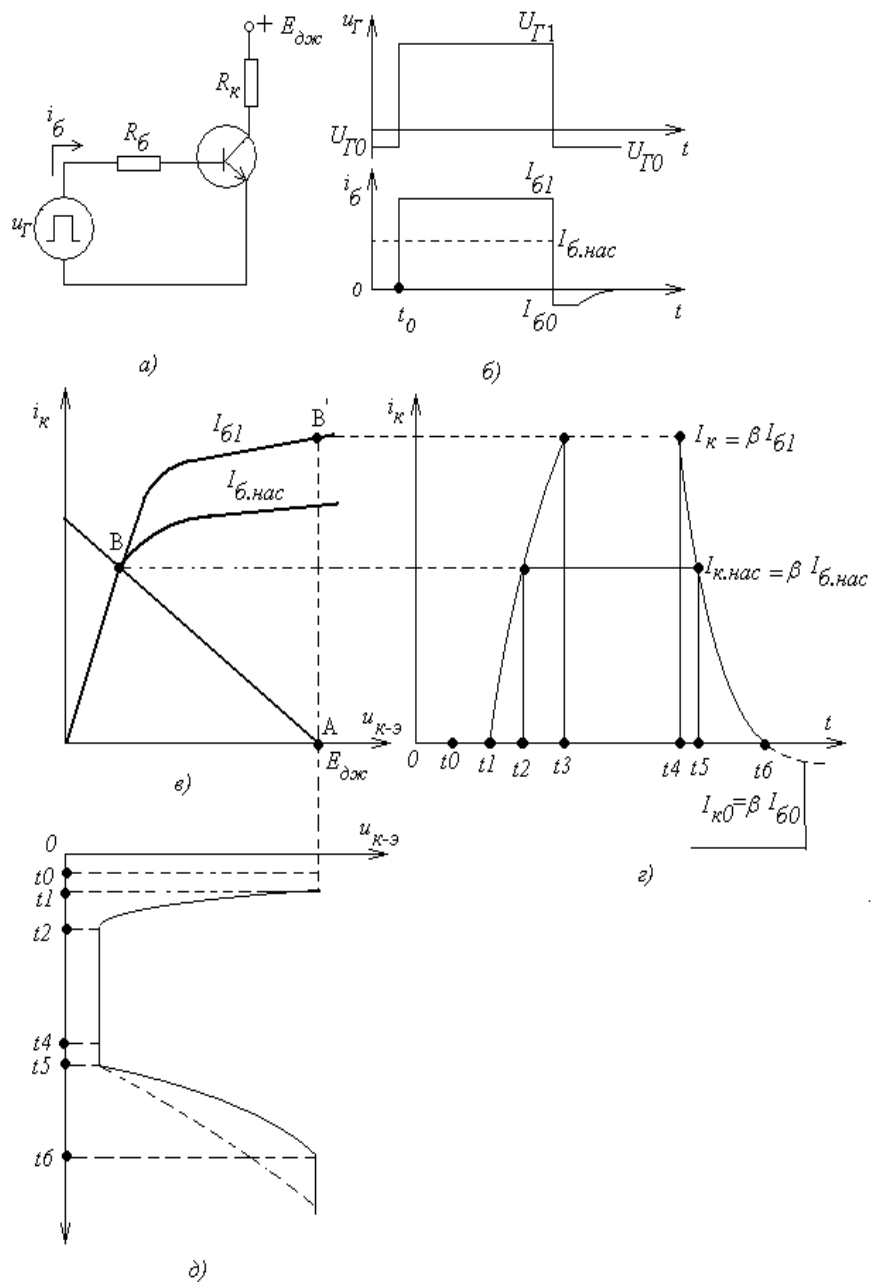


Рис.2. Принципова схема електронного ключа і діаграми його роботи.

Умикання транзистора. На проміжку часу $0 - t_0$ транзистор знаходиться в режимі відсікання, струм колектора рівний практично нулю. Тому можна вважати, що транзисторний ключ розімкнений, а напруга на колекторі рівна напрузі джерела живлення $E_{дж.ж.}$. Цей режим роботи транзистора визначається робочою точкою А (рис.2.в.). В момент часу t_0 напруга імпульсного генератора стрибком змінюється від значення $U_{Г0}$ до $U_{Г1}$, в колі бази виникає струм $I_{Б1} = U_{Г1}/R_B$. В інтервалі часу від t_0 до t_1 відбувається заряджання ємності емітерного і колекторного переходів. Інтервал часу $t_0 - t_1$ називається **часом затримки умикання транзистора** і визначається за формулою:

$$t_{зт} = t_0 - t_1 = (C_E + C_K) (U_{ПОР} - U_{Г0})/I_{Б1}, \quad (1)$$

де: C_E і C_K – усереднені ємності емітерного і колекторного переходів. Чим більший струм $I_{Б1}$ і менша ємність транзистора, тим менший час умикання.

В момент часу t_1 напруга на емітерному переході досягає порогу $U_{ПОР} = 0,7$ В, перехід відкривається, транзистор переходить в активний режим, починається інжекція електронів в базу і в колі колектора генерується струм i_K .

При $R_K = 0$, напруга $U_{КЕ}$ зберігається незмінною, а струм i_K в інтервалі часу $t_1 - t_2$ зростає за законом :

$$i_K = \beta I_{Б1}(1 - \exp -t/\tau_\beta), \quad (2)$$

де: $\tau_\beta = 1/(2\pi f h_{21A})$. Якщо R_K не рівне нулю, то збільшення струму i_K супроводжується зменшенням напруги $U_{КЕ}$ (рис.2.в.). При цьому швидкість збільшення струму визначається постійною часу $\tau_{ОЕ} = \tau_\beta + R_K C_K$. По мірі зменшення напруги $U_{КЕ}$ зменшується напруга на колекторному переході і в момент часу, коли стане виконуватися умова $U_{КП} = U_{БЕ} - U_{КЕ}$ транзистор переходить в режим насичення. В момент часу $t = t_2$ він переходить в стан глибокого насичення і струм колектора досягає величини $I_{К.НАС} = \beta I_{Б.НАС}$, де: $I_{Б.НАС}$ – мінімальний струм бази, при якому настає глибоке насичення. Коли $I_{Б.1} < I_{Б.НАС}$, то точка перетину лінії навантаження з вихідною характеристикою транзистора розміщена з правої сторони і режим глибокого насичення не настає. Якщо $I_{Б.1} > I_{Б.НАС}$, то після насичення положення точки В не змінюється і подальше збільшення струму колектора не відбувається, а база транзистора продовжує заповнюватися електронами. Оскільки колекторний перехід відкритий, то одночасно з накопиченням електронів в базі відбувається і накопичення дірок в колекторі. Процес накопичення надлишкових зарядів завершується при $t = t_3$. Інтервал часу від t_1 до t_2 називається **часом наростання струму**:

$$t_{НАР} = t_2 - t_1 = \tau_{ОЕ} \ln(1 - I_{Б.НАС}/I_{Б1}). \quad (3)$$

Чим більший струм бази, тим швидше зростає струм колектора. Сумарний час $t_{ВМК} = t_{зт} + t_{НАР}$ називається **часом умикання транзистора**.

Для зменшення часу вмикання необхідно збільшити $I_{Б1}$ та підвищити граничну частоту транзистора.

Вимикання транзистора.

В момент часу t_4 напруга на базі стрибком зменшується від значення $U_{Г1}$ до $U_{Г0}$ і в колі бази виникає від'ємний струм $I_{Б0} = (U_{ПОР} - U_{Г0})/R_B$, зумовлений розсмоктуванням накопиченого в базі надлишкового заряду. При $R_K = 0$ зміна заряду супроводжується зменшенням градієнта концентрації і зменшенням струму за законом :

$$i_K = \beta I_{Б1} - \beta(I_{Б1} - I_{Б0}) (1 - \exp -t/\tau) , \quad (4)$$

де τ – постійна часу розсмоктування надлишкового заряду.

При R_K не рівному нулю в інтервалі $t_4 - t_5$ градієнт концентрації зарядів сталий, струм i_K також сталий. Цей проміжок часу називається **часом розсмоктування**. Він знаходиться з допомогою формули (4), в якій $i_K = \beta I_{БНАС}$ і $t = t_{розсм}$, тоді:

$$T_{розсм} = t_5 - t_4 = \tau \ln(I_{Б1} + I_{Б0})/I_{БНАС} + I_{Б0} , \quad (5)$$

де $\tau = \tau_\beta$. Час розсмоктування збільшується при збільшенні струму $I_{Б1}$, який відкриває базу транзистора, і зменшується при збільшенні струму $I_{Б0}$, який запирає базу. В момент часу t_5 транзистор переходить в активний режим. Струм колектора починає зменшуватися за експоненціальним законом з сталою часу $\tau_{ОЕ}$. При $t = t_6$ $i_K = 0$. Проміжок часу $t_5 - t_6$ називають **часом спаду**. Він знаходиться з виразу (4), в якому $i_K(t_5) = \beta I_{НАС}$; $i_K(t_6) = 0$; $\tau = \tau_{ОЕ}$, тоді :

$$T_{СП} = t_6 - t_5 = \tau_{ОЕ} \ln[1 + I_{БНАС}/I_{Б0}] . \quad (6)$$

Час спаду тим менший, чим більший запираючий струм $I_{Б0}$. Сумарний час $t_{вим} = t_{розсм} + t_{СП}$ називається **часом вимикання транзистора**. Коли ключ працює на ємнісне навантаження, то тривалість часу наростання напруги більша тривалості спаду струму колектора i_K (штрихова лінія на рис.1.д.). Це пояснюється тим, що із-за наявності ємності навантаження C_H напруга $U_{КЕ}$ змінюється з постійною часу $\tau = \tau_{ОЕ} + C_H R_K$.

Таким чином, в імпульсному підсилювачі на біполярному транзисторі вихідний імпульс напруги $U_{КЕ}$ є інвертованим, розтягнутим та зміщеним в часі по відношенню до вхідного імпульсу напруги. Перехідні процеси визначають швидкодію ключа, тобто швидкість перемикавання. Швидкодія транзистора залежить від величини накопиченого в базі заряду, швидкості його накопичення і розсмоктування. Дрейфові транзистори мають більшу швидкодію в порівнянні з бездрейфовими, оскільки в їх базі величина накопиченого надлишкового заряду менша. Суттєвого збільшення швидкодії можна досягти, зменшуючи інжекцію електронів в базу з колектора та дірок в колектор з бази. Цього можна досягнути шляхом умикання між колектором та базою транзистора діода Шоткі.

2.2. Загальні відомості про імпульсні підсилювачі на транзисторах.

Спектр імпульсної послідовності дуже широкий, тому імпульсні підсилювачі виготовляють переважно на резисторах, оскільки вони є найбільш широкосмуговими. Спотворення форми імпульсів оцінюють по перехідній характеристиці підсилювача (рис.3.а.), яка відповідає відклику каскаду безпосередньо на стрибок напруги або струму на виході. По перехідній характеристиці в діапазоні малих часів (рис.3.б.) – відклику каскаду безпосередньо на стрибок – судять про час t_n наростання фронту імпульсу, який додається підсилювачем. По перехідній характеристиці в області більших часів (рис.3.в.) – відклику каскаду на постійну напругу після стрибка – судять про спотворення плоскої вершини імпульсу.

Час проходження фронту, який додається самим підсилювачем $t_n = 2,2 \tau_B$, де τ_B – постійна часу підсилювача в області малих часів (верхніх частот). Постійна часу τ_B і верхня частота смуги пропускання f_β пов'язані співвідношенням $\tau_B = (2\pi f_\beta)^{-1/2}$, тоді величина $t_n = 0,35 f_\beta$.

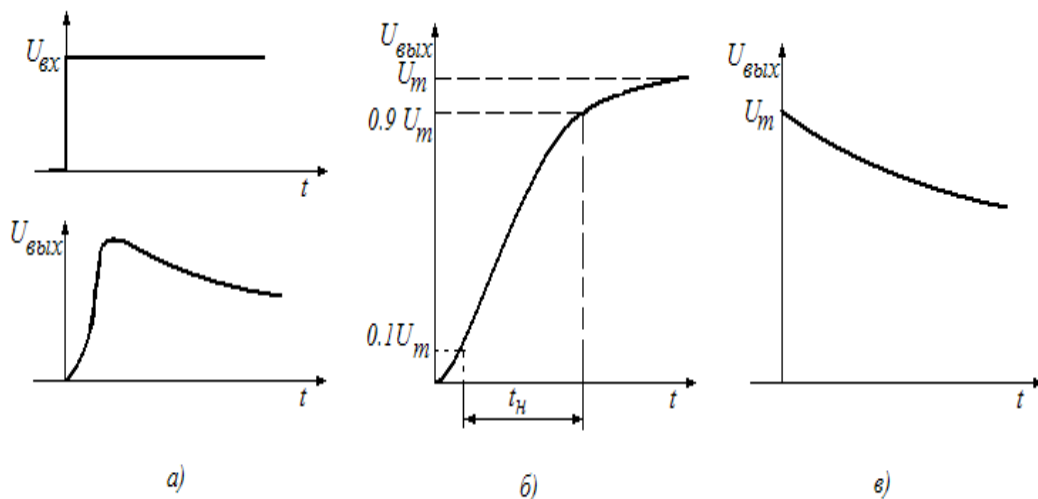


Рис.3. Перехідні характеристики підсилювача на транзисторах.

Важливим параметром підсилювача є площа підсилення $\Pi = 2,2 K/t_n$. Величину, пропорційну площі підсилення, називають добротністю підсилювача $D = \Pi/2,2 = K/t_n$, де K – коефіцієнт підсилення на середніх частотах.

2.3. Некоригований імпульсний підсилювач на транзисторі.

На рис.4.а. наведена схема однокаскадного транзисторного підсилювача з активно-ємнісним навантаженням без ланок коригування підсилених імпульсів.

Спотворення фронту імпульсу зумовлено інерційністю транзистора та наявністю зовнішньої ємності C_n , яка шунтує навантаження каскаду. Тривалість фронту, яка додається каскадом, залежить від сумарної постійної часу τ_k :

$t_n = 2,2 \tau_k = 2,2(\tau + \tau_i + \tau_n)$, де τ – постійна часу транзистора; τ_i – постійна часу перезарядження ємності C_k через вихідну провідність транзистора та навантаження. Для забезпечення заданого значення t_n , транзистор повинен мати верхню граничну частоту $f_\alpha > 3/t_n$ де f_α частота,

на якій коефіцієнт α передачі струму емітера зменшується в порівнянні з низькочастотним значенням в $(2)^{1/2}$.

Спотворення плоскої вершини імпульсу зумовлено конденсаторами C_p і C_E (рис.4.а.). З метою зменшення спотворень ці конденсатори вибирають великої ємності, так що їх зарядження відбувається досить довго. Тому можна рахувати, що воно починається після того, як формування переднього фронту вихідного імпульсу уже закінчено, тобто напруга на колекторі досягла значення U_m . З урахуванням цього, на рис.4.б. зображено еквівалентну схему каскаду на нижніх частотах (в діапазоні великих часів), яка дозволяє оцінити вплив перехідного конденсатора C_p . Транзистор зображено тут генератором напруги з електрорушійною силою – E_Γ та внутрішнім опором R_Γ , який дорівнює в даному випадку $1/g_{22}$ (де g_{22} – вихідна провідність транзистора при короткому замиканні на вході). За час дії імпульсу конденсатор C_p експоненціально дозаряджається на ΔU , а напруга на виході $U_{\text{вих}} = U_k - U_C$ аналогічно зменшиться. На рис.5 наведено епюри напруги на елементах схеми з рис.4.

При закінченні вхідного імпульсу напруги $U_{\text{вих}}$ на виході каскаду стрибком зростає на величину U_m . Тому на імпульсі $U_{\text{вих}}$ реєструється додатний викид ΔU . В подальшому конденсатор C_p розряджається до деякого сталого значення напруги, а викид на виході спадає до нуля.

Для визначення постійної часу τ_p , з якою заряджається і розряджається конденсатор C_p умовно розімкнемо ланку ab в точці γ (рис.4.б), отримаємо

$$U_{EK} = U_{ab} = E_\Gamma R_k / (R_\Gamma + R_k); \quad R_{iEK} = R_k \parallel R_\Gamma = R_\Gamma / g_{22}. \quad (7)$$

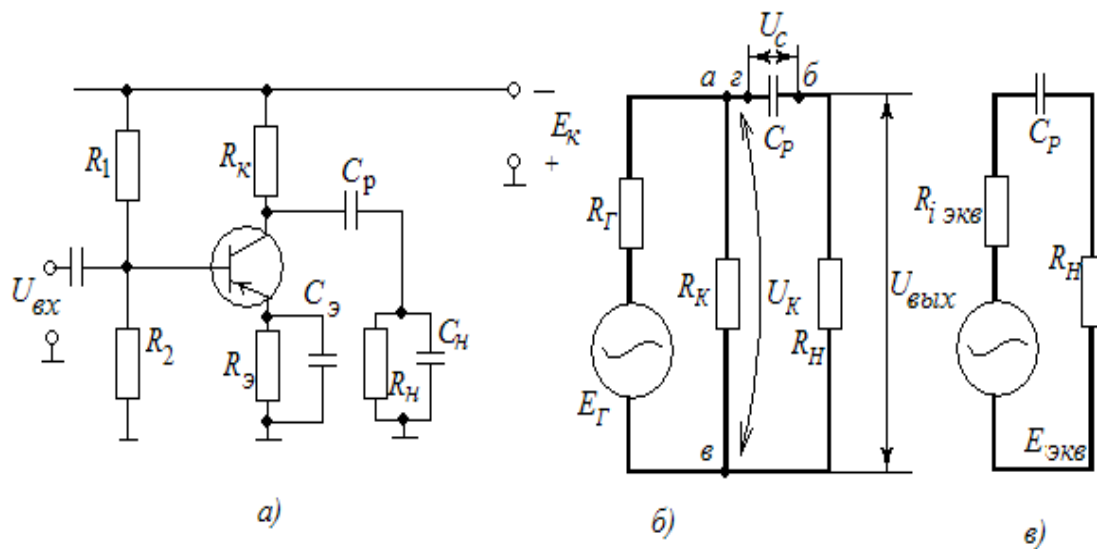


Рис.4. Підсилювач на транзисторі і його еквівалентні схеми.

Еквівалентна схема, яка має генератор з такими параметрами, зображена на рис.4.в. З неї випливає, що $\tau_p = C_p (R_{iEK} + R_H)$. Оскільки $R_k \ll 1/g_{22}$, то можна вважати $R_{iEK} = R_k$ і $\tau_p = C_p (R_k + R_H)$. Чим більше τ_p , тим повільніше відбувається зарядження конденсатора C_p – тим менший завал (ΔU) плоскої вершини імпульсу і меншим є додатковий викид. Тому

C_p вибирають великої ємності. Відносний спад плоскої вершини імпульсу за рахунок конденсатора C_p :

$$\Delta p = \Delta U_m / U_m = t_u / \tau_p = t_{\text{имп}} / C_p (R_k + R_H) . \quad (8)$$

Наведена формула справедлива при $\tau_p > 5 t_{\text{имп}}$.

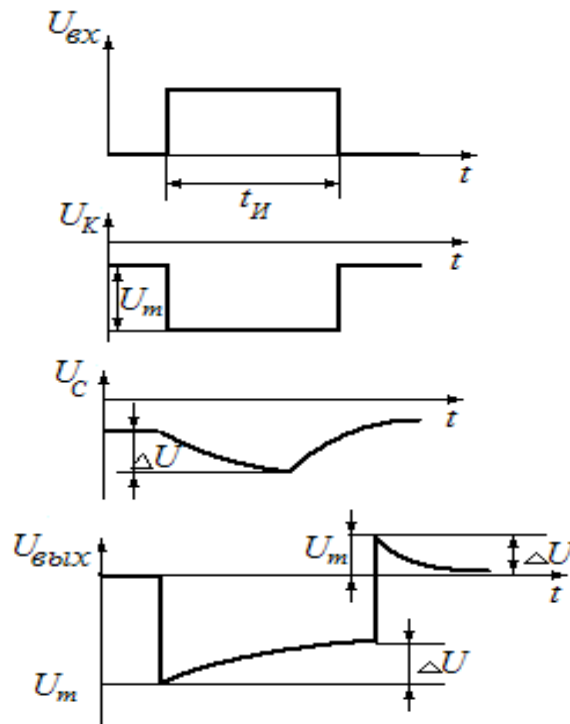


Рис.5. Епюри напруги на елементах схеми підсилювача на транзисторі.

З останнього виразу слідує, що ємність розділового конденсатора $C_p \geq t_{\text{имп}} / \Delta p (R_k + R_H)$. Крім конденсатора C_p спад вершини імпульсу викликає також конденсатор C_E – емітерної ланки транзистора. За час поки на виході каскаду діє, наприклад, від’ємний імпульс, ємність C_E поступово заряджається і напруга між базою та емітером ($U_{BE} = U_{вх} - U_E$), яка керує струмом транзистора, стає менш від’ємною. Це викликає зменшення вихідної напруги, тобто спад плоскої вершини імпульсу (Рис.6.). Величина відносного спаду Δ_E за рахунок конденсатора C_E залежить від крутості S зміни емітерного струму ($S = g_{21}$), ємності конденсатора C_E і тривалості імпульсу $t_{\text{имп}}$. Чим більша величина S , тим більше змінюється під дією вхідного імпульсу струм і тим більше встигає змінитися за цей час напруга на конденсаторі C_E . При зменшенні ємності C_E , а також при збільшенні тривалості імпульсу ця зміна напруги стає більшою. Відносний спад плоскої вершини імпульсу за рахунок ємності C_E

$$\Delta_E = t_{\text{имп}} / \tau_E = t_{\text{имп}} (g_{11} + g_{21}) / C_E, \quad (9)$$

де $g_{11} = \Delta I_B / \Delta U_{BE}$ – вхідна провідність при короткому замиканні на виході транзистора, $g_{21} = \Delta I_K / \Delta U_{BE}$ – провідність транзистора у прямому напрямі при короткому замиканні на виході. Ця формула справедлива при $R_E \gg t_{\text{имп}} / 2C_E$, що звичайно, виконується. Величина ємності $C_E \geq t_{\text{имп}} (g_{11} + g_{21}) / C_E$. Сумарна дія конденсаторів C_p і C_E викликає наступний спад плоскої вершини імпульсу $\Delta = \Delta_p + \Delta_E$.

2.4. Скоректований транзисторний підсилювач імпульсів.

Паралельна індуктивна корекція фронту імпульсу.

В каскадах на дискретних елементах найбільш поширена схема з паралельною корекцією фронту імпульсу (рис.6.а.). Її назва зумовлена тим, що коректуюча індуктивність L ввімкнена паралельно ємності C_H , що видно з еквівалентної схеми підсилювального каскаду (рис.6.б.).

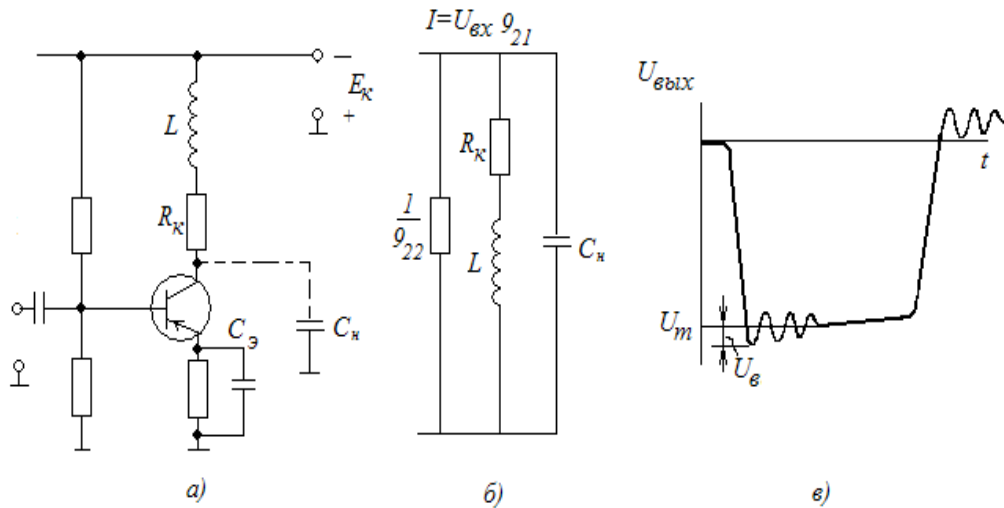


Рис.6. Принципова схема підсилювача з індуктивною корекцією фронту імпульсу.

Дію індуктивності L розглянемо на прикладі зменшення впливу ємності навантаження. Як і в нескоректованому підсилювачі імпульсів, початковий струм заряджання ємності C_H дорівнює повному вихідному струму I_m , оскільки в перший момент ємність C_H представляє собою короткозамкнену ланку кола. Тому початкова швидкість заряджання ємності C_H в коректованому і некоректованому підсилювальних каскадах однакова: $v = U_m / \tau_B$, де U_m – початковий стрибок напруги на вході ланки, яка має ємність C_H ; τ_B – постійна часу ланки в області верхніх частот.

В підсилювачі без корекції зарядний струм i , відповідно, швидкість заряджання ємності C_H швидко спадають, а в схемі з корекцією індуктивність L , протидіє наростанню струму в ланці LR_k і сприяє повільному спаду струму заряджання. Це призводить до більш швидкого заряджання ємності C_H і до зменшення тривалості фронту підсиленого імпульсу. Якщо б зарядний струм залишався незмінним, тобто швидкість заряджання зберігалася б сталою, то фронт імпульсу зростав би лінійно і його тривалість складала б

$$t_{\phi} = (0,9 U_{\text{мвих}} - 0,1 U_{\text{мвих}})/v = 0,8 U_{\text{мвих}}/(U_{\text{мвих}}/ \tau_B) = 0,8 \tau_B, \quad (10)$$

що менше тривалості фронту в некоректованому підсилювачі ($2,2 \tau_B$) в 2,75 рази. Але такий вигравш неможливо отримати, бо часом усе більша частина струму генератора відщеплюється через ланку LR_k і швидкість заряджання ємності C_H зменшується. Значення індуктивності L вибирають так, щоб контур $LC_H R_k$ не мав велику добротність, оскільки тоді при появі та закінченні кожного імпульсу в ньому будуть генеруватися затухаючі коливання (рис.7.в.). Звичайно, величина добротності цього контуру не

переважає 0,8 – 0,9, а збільшення добротності підсилювача при такій корекції не перевищує 1,5 – 1,7. Збільшуючи в коректованому каскаді опір R_k , можна залишити тривалість фронту попередньою, а весь виграш в збільшенні добротності скерувати на збільшення коефіцієнта підсилення.

2.5. Корекція плоскої вершини імпульсу.

На рис.7. зображена схема підсилювального каскаду з корекцією плоскої вершини імпульсу за рахунок ланки $C_{кор}R_{кор}$.

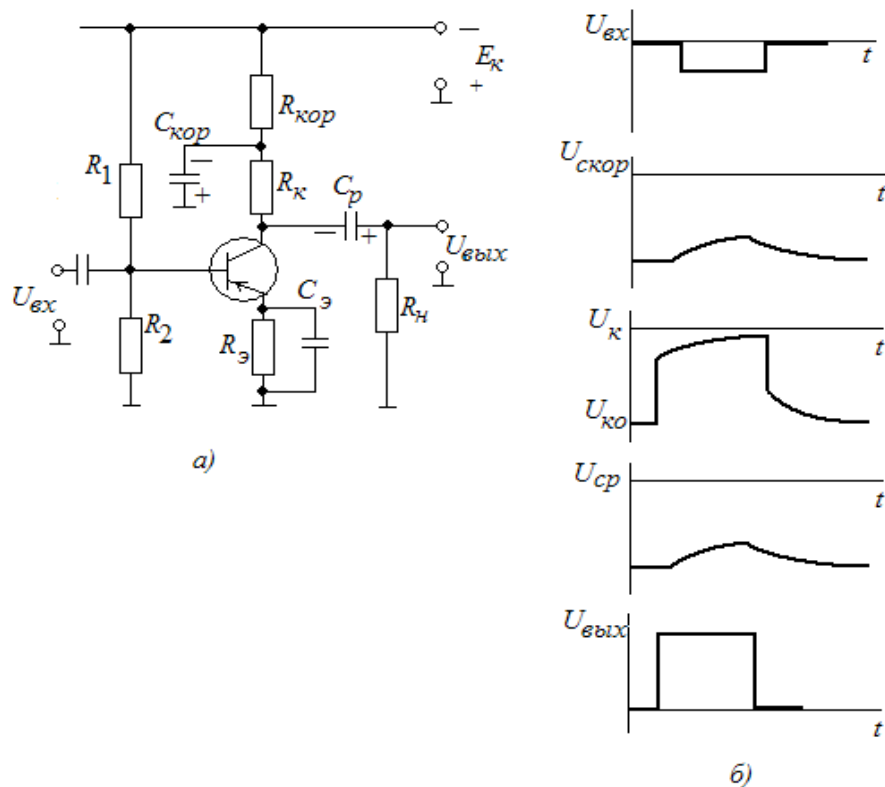


Рис.7. Принципова схема підсилювача з корекцією плоскої вершини імпульсу.

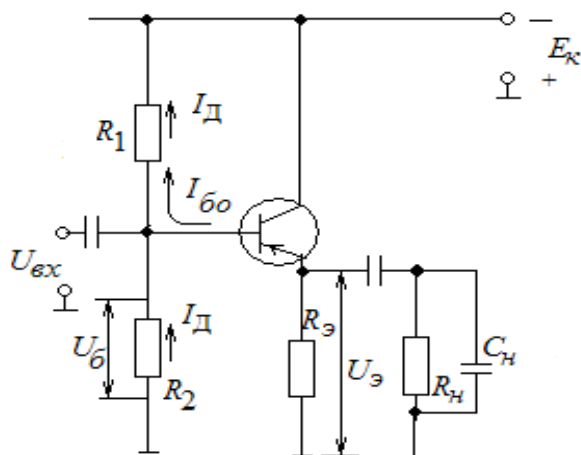
Припустимо, що спотворення плоскої вершини імпульсу зумовлено лише перехідним конденсатором C_p . Нехай на вхід підсилювача діє від'ємний імпульс. При цьому струм транзистора збільшується на величину ΔI_k ($I_k = I_{k0} + \Delta I_k$) і його частина (ΔI_k) замикається через конденсатор $C_{кор}$, передаючи його верхній обкладинці додатний заряд. В результаті напруга на конденсаторі $C_{кор}$ ($U_{скор}$) та колекторі транзистора (U_k) стає менш від'ємною (рис.9.). Унаслідок підвищення U_k , конденсатор C_p розряджається і напруга на ньому ($U_{ср}$) стає менш від'ємною (рис.9). Коли вказані підвищення напруги U_k і $U_{ср}$ однакові, то напруга на виході $U_{вих} = U_k - U_{ср}$ після стрибка залишається постійною.

2.6. Емітерний повторювач на транзисторі.

В емітерному повторювачі навантаження зосереджено в колі емітера транзистора (рис.8). В каскаді діє стопроцентний від'ємний зв'язок Різниця

між вхідною і вихідною напругою дорівнює напрузі на відкритому емітерному переході, тобто вона є дуже незначною. Тому вихідна напруга по величині і фазі досить близько співпадає з вхідною напругою, що і зумовило назву такого каскаду. Якщо на вхід емітерного повторювача подати від'ємний імпульс, то ємність C_H буде швидко заряджатися через малий вихідний опір $R_{вих}$ каскаду, так що передній фронт вихідного імпульсу буде мати малу тривалість.

Після припинення дії вхідного імпульсу потенціал емітера (за рахунок зарядженої ємності C_H) може стати більшим ніж база, і транзистор закриється. В цьому випадку розряд ємності відбудеться через резистор $R_E \gg R_{вих}$ і тривалість заднього фронту вихідного імпульсу буде значно більшою, ніж переднього. Навіть коли транзистор в розглядуваному випадку не закриється повністю, то за рахунок меншого струму розрядження ємності C_H буде повільнішим за зарядження. При використанні транзистора типу $n - p - n$ одержимо зворотну картину: тривалість додатного фронту буде менша за тривалість від'ємного. Щоб обидва фронти вихідного імпульсу мали однакову тривалість, застосовують емітерний повторювач на двох транзисторах: $p-n-p$ і $n-p-n$ (рис.9).



а)

Рис.8. Принципова схема емітерного повторювача.

За рахунок інерційності транзистора на виході емітерного повторювача не може збільшитися миттєво, навіть коли на його вході діє ідеальний стрибок і ємність навантаження $C_H = 0$. Тривалість фронту вихідного імпульсу при $C_H = 0$ можливо оцінити за допомогою формули:

$$t_{\phi} = (\tau_{\beta} + \Omega_{\alpha}/\Omega_{\beta} \cdot C_K R_E) \cdot R_{Г} / (R_{Г} + \beta R_E), \quad (11)$$

де: $\Omega_{\alpha} = 2\pi f_{\alpha}$ – кругова частота при якій коефіцієнт передачі струму емітера α змінюється в порівнянні з низькочастотним значенням в $(2)^{1/2}$ раз; $\Omega_{\beta} = 2\pi f_{\beta}$ кругова частота, на якій аналогічно зменшується коефіцієнт підсилення струму бази транзистора – β ; $\tau_{\beta} = 1/\Omega_{\beta}$ – постійна часу

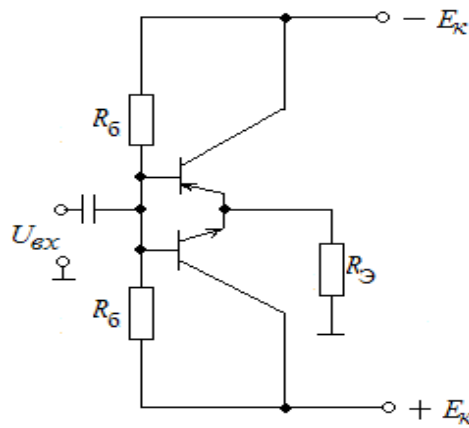


Рис.9. Принципова схема емітерного повторювача на двох транзисторах.

транзистора в схемі з спільним емітером при $R_{Г} = 0$, де $R_{Г}$ – внутрішній опір генератора входних імпульсів. Звідси випливає, t_{ϕ} буде тим меншою, чим більше f_{β} , менше $C_{К}$ та $R_{Г}$. Врахувавши, що $f_{\beta} = f_{\alpha} / \beta$, то вираз для визначення t_{ϕ} спроститься до:

$$t_{\phi} = 2,2(\tau_{В} + \beta C_{К} R_{Е}) \cdot R_{Е} / (R_{Г} + \beta R_{Е}). \quad (12)$$

3. Завдання та методика виконання роботи

1. Ознайомитися з лабораторною схемою однокаскадного підсилювача на транзисторі (рис. 10) та вивчити роботу резистивного підсилювача і емітерного повторювача на транзисторі.

2. Подати на вхід імпульсного підсилювача додатний прямокутний імпульс з генератора імпульсів Г5-54, який має наступні параметри: амплітуда 50-150 мВ, частотою 10-30 кГц і тривалістю 0,1-1,0 мкс; спостерігати на екрані осцилографа та замалювати у звіт вихідні імпульси.

3. Подати на вхід підсилювача від генератора Г4-18А синусоїдальну напругу з амплітудою 10 мВ - 40 мВ і зняти залежність вихідної напруги від частоти в діапазоні 0,1 – 10 МГц.

4. Визначити коефіцієнт підсилення імпульсного підсилювача на транзисторі.

5. Зробити висновки з одержаних результатів.

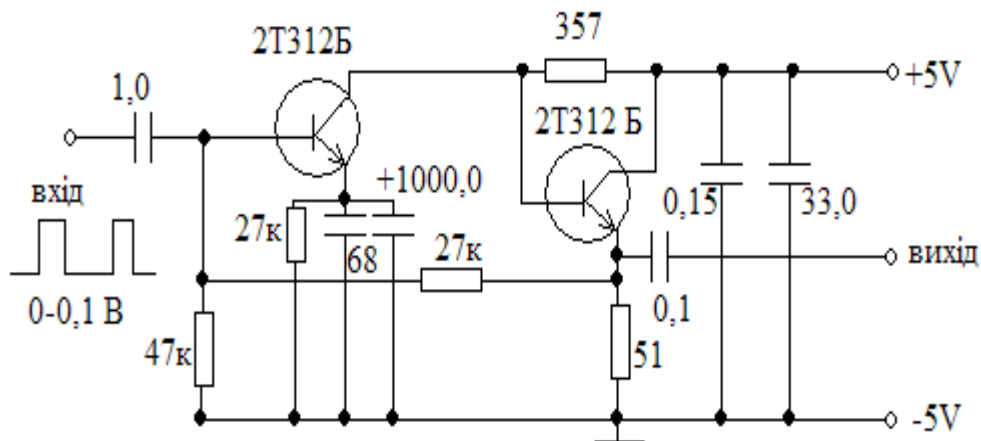


Рис.10. Схема імпульсного підсилювача на транзисторі до лабораторної роботи №2.

4. Контрольні запитання

1. Намалуйте схему найпростішого імпульсного підсилювача на транзисторі. Охарактеризуйте будову та основні параметри планарного транзистора в неперервному режимі роботи.
2. Охарактеризуйте основні параметри та механізм роботи планарного транзистора при вмиканні в імпульсному режимі.
3. Охарактеризуйте механізм роботи планарного транзистора при вимиканні в імпульсному режимі.
4. В чому полягає механізм корекції переднього фронту та плоскої вершини підсиленого імпульсу у підсилювачі на транзисторі ?
5. Наведіть основні області застосування та принцип дії емітерного повторювача на транзисторі. Яка основна відмінність емітерного повторювача в порівнянні з імпульсним підсилювачем ?

5. Література до лабораторної роботи № 2

1. В.Г.Гусев, Ю.М.Гусев // Электроника. М. «Высшая школа», 1991. 622 с.
2. В.В.Гусев, Л.Г.Зеличенко, К.В.Конев и др. // Основы импульсной и цифровой техники. М. «Сов. радио». 1975. 440 с.
3. К.С.Петров // Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника. М., С.-П. «Питер». 2004. 521 с.
4. Ю.А.Браммер, И.Н.Пащук // Импульсная техника, М. «Высшая школа». 1985. 320 с.
5. А.Н.Старостин // Импульсная техника. М. «Высшая школа». 1973. 334 с.

Лабораторна робота № 3

ФОРМУВАЧІ ІМПУЛЬСІВ

1. Мета роботи

Ознайомитися з принципом дії та роботою формувачів низьковольтних імпульсів, які виготовлено на основі діодного обмежувача, несиметричного тригера (тригера Шмітта), формувача імпульсів визначеної тривалості на логічних елементах та амплітудного аналізатора.

Необхідні прилади і матеріали

Генератор низьковольтних електричних імпульсів, імпульсний осцилограф, лабораторна плата з макетами діодного обмежувача, тригера Шмітта і формувача імпульсів визначеної тривалості на логічних елементах та амплітудного аналізатора.

2. Теоретичні відомості.

Ланки і пристрої, які формують напругу однієї форми з напруги другої форми називаються **формувачами імпульсів (ФІ)**. Формувачі імпульсів бувають лінійними і нелінійними. **Лінійним** називають елемент, параметри якого не залежать від значення напрямків струмів, що проходять через нього та прикладених напруг. **Нелінійним** називають елемент, параметри якого залежать від значень і напрямків прикладених напруг або струмів, які проходять через нього. Струм через нелінійний елемент не пропорційний до прикладеної напруги, тому в електричному колі появляються гармоніки, яких не було в складі вхідного імпульсного сигналу.

В імпульсній техніці в якості нелінійних елементів використовують переважно діоди, транзистори і цифрові (логічні) інтегральні мікросхеми, в яких чітко проявляється нелінійність вольт-амперних характеристик.

З допомогою формувачів одержують трикутні і пилоподібні імпульси, імпульси трапецеїдальної форми та короткі прямокутні імпульси. В даній роботі формування імпульсів проводиться з допомогою діодів і цифрових інтегральних схем.

2.1.Обмежувачі амплітуди імпульсів на діодах.

Обмежувачі амплітуди імпульсів - це пристрої, напруга на виході яких ($U_{\text{вих}}$) пропорційна вхідній напрузі ($U_{\text{вх}}$) до тих пір, поки остання не досягне деякого рівня, який називається *порогом обмеження*, після чого вихідна напруга залишаються постійною, незважаючи на зміну вхідної.

Щоб пропорційність між $U_{\text{вих}}$ і $U_{\text{вх}}$ мала місце лише на деякій ділянці, перехідна характеристика обмежувача $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ повинна бути нелінійною. Тому необхідним елементом обмежувача є нелінійний пристрій (діод, транзистор чи інтегральна мікросхема).

На рис.1. наведено амплітудну характеристику двостороннього діодного обмежувача. Напруга на виході обмежувача не переважає рівні обмеження $U_{\text{обм1}}$ та $U_{\text{обм2}}$. При вивченні діодного обмежувача виходять із того, що практично діод пропускає струм, коли потенціал його анода

більший за потенціал катода. В залежності від способу з'єднання навантаження і діода розрізняють послідовні і паралельні діодні обмежувачі.

Схему **послідовного діодного обмежувача** наведено на рис.2.а. Тут вхідна напруга розподіляється між діодом Д і резистором навантаження R_H . Відношення їх опорів визначає яка частина вхідної напруги виділиться на виході обмежувача. Опір діода в прямому напрямі ($R_{пр}$) набагато менший ніж опір резистора навантаження (R_H), тому додатна півхвиля напруги $U_{вх}^{(+)}$ практично повністю виділяється на виході. Опір діода у зворотному напрямі ($R_{зв}$) $\gg R_H$, тому від'ємна півхвиля $U_{вх}^{(-)}$ практично повністю виділяється на діоді і $U_{вих} = 0$. На рис.2.б. наведені криві напруг $U_{вх}$ та $U_{вих}$, які ілюструють роботу послідовного діодного обмежувача.

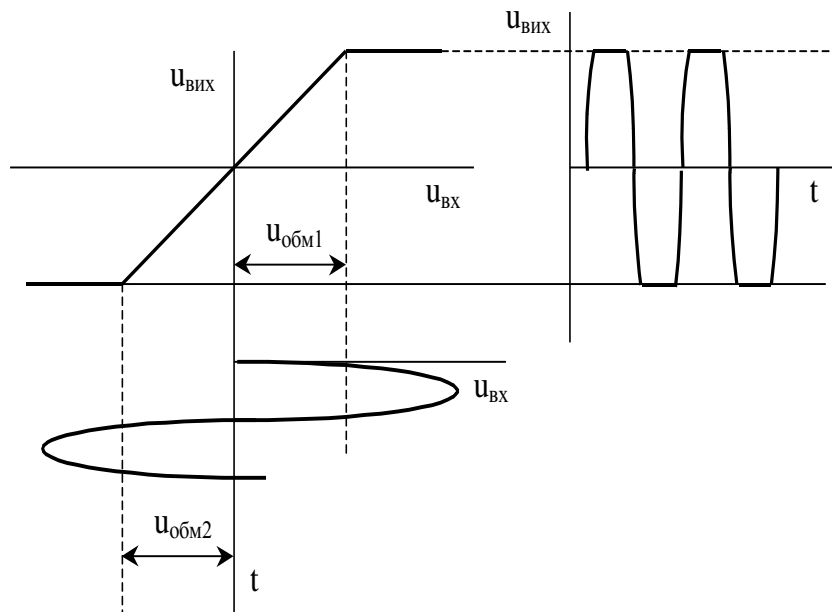


Рис.1. Ілюстрація принципу двостороннього діодного обмежувача.

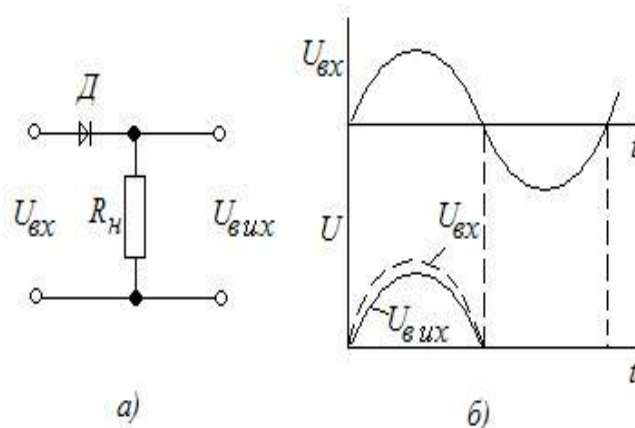


Рис.2. Схема послідовного діодного обмежувача.

Таким чином, ця схема забезпечує обмеження вихідної напруги знизу з нульовим порогом.

Для одержання фіксованого порога обмеження, відмінного від нуля, послідовно з навантаженням умикають джерело (або два джерела з протилежною полярністю напруги) постійної напруги (рис.3.).

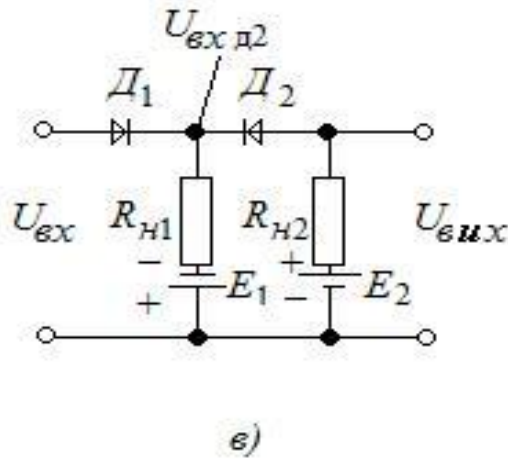


Рис.3. Схема діодного обмежувача з фіксованою напругою обмеження.

Схема **паралельного діодного обмежувача** представлена на рис.4.а. Необхідним її елементом є обмежувачий опір $R_{\text{ОБМ}}$, який вибирають так, щоб виконувалася нерівність:

$$R_{\text{ПР}} \ll R_{\text{ОБМ}} \ll R_{\text{Н}} \ll R_{\text{ЗВОР}},$$

де $R_{\text{ПР}}$ і $R_{\text{ОБМ}}$ – опори діода, р-п перехід якого зміщується в прямому чи зворотному напрямі. Вхідна напруга паралельного обмежувача розподіляється між резистором $R_{\text{ОБМ}}$ і ланкою кола, яка утворена паралельно ввімкнутим діодом і навантаженням.

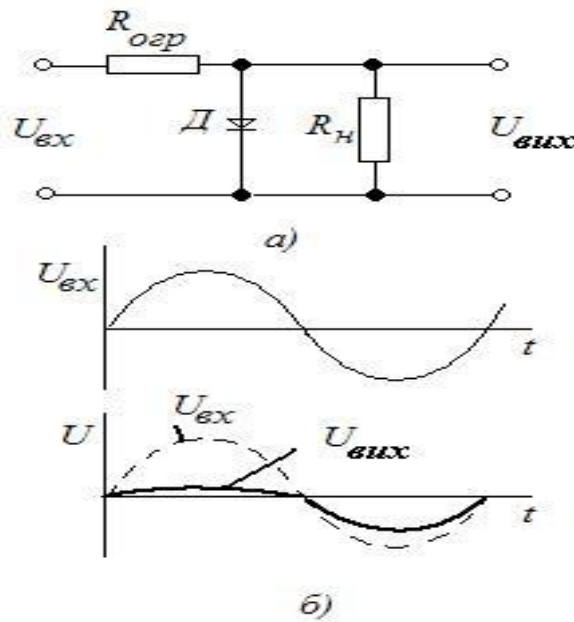


Рис.4. Схема паралельного діодного обмежувача.

При відкритому діоді опір цієї ланки кола, за рахунок малого опору $R_{\text{ПР}}$, малий і майже вся вхідна напруга виділяється на опорі $R_{\text{ОБМ}}$, а вихідна напруга рівна майже нулю. Закритий діод не шунтує навантаження $R_{\text{Н}}$ тому вхідна напруга ділиться між резисторами $R_{\text{ОБМ}}$ і $R_{\text{Н}}$. Оскільки $R_{\text{Н}} \gg R_{\text{ОБМ}}$, то на навантаження припадає основна частина вхідної напруги і вихідна напруга буде пропорційна вхідній. У схемі, наведеній на рис.4.а., діод відкривається під час дії додатної півхвилі вхідної напруги. Тому на виході схеми виділяється лише від'ємна півхвиля $U_{\text{ВХ}}$, тобто відбувається

обмеження зверху (рис.4.б.). Хоча $R_{\text{ОБМ}} \ll R_{\text{Н}}$, частина вхідної напруги все ж виділиться на резисторі $R_{\text{ОБМ}}$, оскільки навіть при закритому діоді вихідна напруга менша вхідної. Опір відкритого діода малий, але не рівний нулю тому частина додатної півхвилі вхідної напруги на виході обмежувача все таки виділиться.

При зміні напрямку вмикання діода, на виході схеми обмеження виділиться додатна півхвиля, тобто буде забезпечуватися обмеження знизу з нульовим порогом.

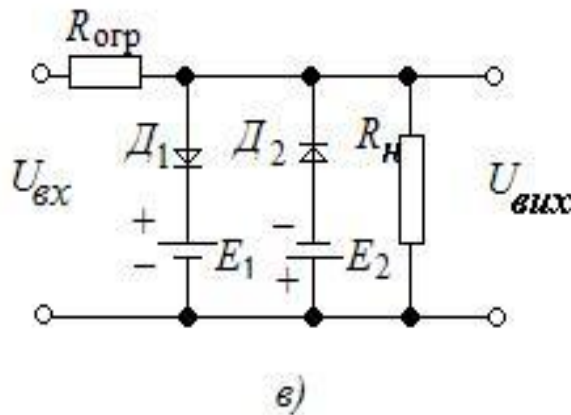


Рис.5. Схема паралельного діодного обмежувача з фіксованою напругою обмеження.

Умикання джерел постійної напруги і протилежної полярності в ланки двох протилежно ввімкнутих діодів дозволяє одержати два рівні обмеження, які відмінні від нуля.

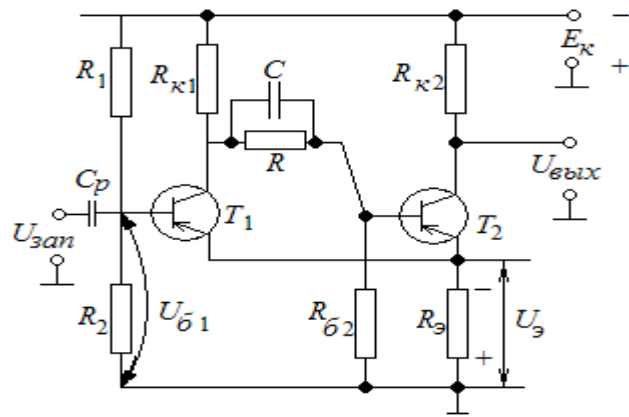
2.2. Несиметричний тригер з емітерним зв'язком (тригер Шмітта).

Схема тригера Шмітта наведена на рис.6.а. В ньому перепади напруги з лівого плеча на праве передаються через подільник $R - R_{\text{Б2}}$, а з правого на ліве плече – через спільний резистор $R_{\text{Е}}$ в колі обох емітерів. Шунтувати цей резистор конденсатором не можна, оскільки напруга на резисторі $R_{\text{Е}}$ не може швидко змінитися. Конденсатор C є прискорюючим. Подільник $R_1 - R_2$ забезпечує необхідний режим роботи транзистора T_1 .

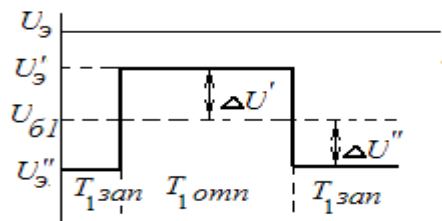
Ця схема має два стійкі стани. Розглянемо, як забезпечуються ці стани. Нехай, наприклад, транзистор T_1 насичений; тоді потенціал його колектора можна рахувати рівним від'ємному потенціалу емітерів ($U_{\text{К1}} = U_{\text{Е}}^+$). Напруга $U_{\text{К1}}$ ділиться ланкою $R - R_{\text{Б2}}$ і лише частина його подається на базу транзистора T_2 .

Таким чином, база транзистора T_2 має менш від'ємний потенціал, ніж емітер, отже при відкритому транзисторі T_1 транзистор T_2 закритий.

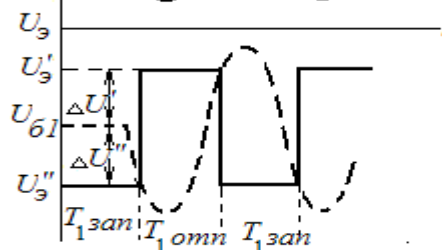
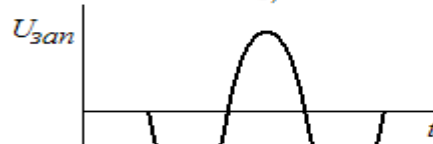
Коли відкритий і насичений транзистор T_2 , то транзистор T_1 закритий лише в тому випадку, коли напруга на емітерах $U''_{\text{Е}}$ переважає по абсолютній величині напругу на базі $U_{\text{Б1}}$. Ця умова виконується шляхом підбору опорів плечей дільника $R_1 - R_2$ і струму насичення транзистора T_2 . Рис.6.б. ілюструє різні стани тригера. Коли транзистор T_1 відкритий, модуль $U_{\text{Б1}}$ більший за модуль $U'_{\text{Е}}$; якщо ж транзистор T_1 закритий, то спостерігається зворотна нерівність. Оскільки $U_{\text{Б1}}$ – стала, то з двох вище наведених нерівностей впливає, що для модулів справедливо $U''_{\text{Е}} > U'_{\text{Е}}$.



а)



б)



в)

Рис.6. Принципова схема тригера Шмітта і епюри напруг на окремих елементах схеми.

Щоб закрити транзистор T_1 , необхідно подати на його базу додатний потенціал, більший від різниці модулів $U_{Б1} - U_E$. Для цього необхідно подати на його базу від'ємний потенціал, що переважає різницю модулів U''_E і $U_{Б1}$. Зміною параметрів схеми, можна регулювати різниці напруг $\Delta U' = IU_{Б1}I - U'_E I$ і $\Delta U'' = IU''_E I - IU_{Б1}I$. При рівності $\Delta U'$ і $\Delta U''$ тригер може перемикатися імпульсами різної полярності однакового рівня. Коли ж ці різниці напруг не рівні між собою, перемикання тригера відбувається імпульсами напруги різної полярності і різного значення.

Перехід тригера з одного стану в інший відбувається наступним чином. Нехай на базу відкритого транзистора T_1 подається додатний імпульс, під дією якого транзистор виходить із насичення і потенціал його колектора стає більш від'ємним. Ця зміна подається через подільник $R - R_{\beta 2}$ на базу транзистора T_2 , що збільшує його струм i_{E2} . В результаті зростає напруга на резисторі R_E так, що транзистор T_1 додатково прикривається, і так далі.

Процес завершується тим, що транзистор T_1 закривається, T_2 – переходить в стан насичення. Під час лавини напруга на резисторі R_E змінюється під дією двох протилежних струмів, один із яких збільшується (струм i_{E2}), а другий – зменшується (i_{E1}). Але, незважаючи на це, процес розвивається в потрібному напрямку, оскільки зміна струму Δi_{E2} завжди більша за Δi_{E1} . Дійсно, зміна напруги між базою та емітером транзистора T_1 рівна зміні напруги на резисторі R_E . Зміна ж напруги між базою і емітером транзистора T_2 набагато більша тому, що на базу транзистора T_2 передаються підсилені перепади напруги з колектора транзистора T_1 . Тому коли транзистор T_1 закривається, а T_2 відкривається, то струм i_{E2} зростає в більшій мірі, ніж зменшується струм i_{E1} . В результаті напруга на резисторі R_E в процесі стрибка збільшується і транзистор T_1 дійсно закривається. Вихідні імпульси знімаються з колектора транзистора T_2 .

Тригер Шмітта часто використовують для формування прямокутних імпульсів із напруги довільної форми, в тому числі і синусоїдальної. Як тільки під дією $U_{закр}$ (рис.6. в.) потенціал бази транзистора T_1 стане рівним потенціалу емітера ($U_{B1} = U'_E$), транзистор T_1 відкривається і схема лавиноподібно перекидається. При цьому на виході тригера формується фронт імпульсу малої тривалості. В результаті перекидання схеми транзистор T_1 насичується, а T_2 – закривається. При цьому потенціал емітера приймає значення U'_E . В той час як транзистор T_2 залишається закритим, на виході формується плоска вершина імпульсу. Під дією $U_{зап}$ потенціал бази транзистора T_1 зрівнюється з новим значенням потенціалу емітера ($U_{B1} = U'_E$).

В той час коли транзистор T_2 залишається закритим, на виході формується плоска вершина імпульсу. Коли під дією $U_{зап}$ потенціал бази транзистора T_1 зрівнюється з новим значенням потенціалу емітера ($U_{B1} = U'_E$), почнеться новий лавиноподібний процес формування заднього фронту імпульсу, після чого схема повертається в початковий стан.

Видно, що при синусоїдальній напрузі на вході тригера моменти переходу визначаються значеннями $\Delta U'$ і $\Delta U''$ (рис.6в.). Коли $\Delta U' = \Delta U''$, то транзистор T_1 однаковий час перебуває у відкритому і закритому стані. При нерівності цих напруг тривалість імпульсу і паузи будуть різними.

2.3. Поняття про основні логічні операції і логічні елементи

Основою побудови цифрового пристрою є елементи двох типів: **логічні і запам'ятовуючі**. Логічні елементи (ЛЕ) виконують прості логічні операції над цифровою інформацією, а запам'ятовуючі служать для її збереження. Логічна операція є перетворенням за наперед визначеними правилами вхідної цифрової операції в вихідну.

Сигнали на входах і виходах ЛЕ є, як правило, двійковими, тобто вони приймають лише два значення, які символічно позначають як логічний нуль “0” або як логічну одиницю “1”. Ці двійкові змінні позначаються буквами латинського алфавіту: вхідні сигнали як X_1, X_2, \dots, X_n , а результат логічної операції (вихідний сигнал) як – F.

Основними логічними операціями є:

1. **Логічне додавання (диз'юнкція)** чи операція “АБО”, яка позначається символом “V” чи математичним знаком “+”. Символічно операція логічного додавання записується вигляді $F = X_1 + X_2 + \dots + X_n$ і читається “F є (чи дорівнює) X_1 , або X_2 або X_n ”.

2. **Логічне множення (кон'юнкція)** або операція “І”, яка позначається символом “∩” або як математичний знак множення “•” або просто написанням змінних рядом без всякого знаку. Логічне множення записується у вигляді $F = X_1 X_2 \dots X_n$ і читається як “F є (дорівнює) X_1, X_2, \dots, X_n ”.

3. **Логічне заперечення (інверсія)** або операція “НІ”, яка позначається рискою над змінною $F = X^*$ і читається “F дорівнює не X^* ”

Правила виконання логічних операцій над двійковими змінними для випадку двох вхідних сигналів мають наступний вигляд :

Операція “АБО”	Операція “І”	Операція “НІ”
$0 + 0 = 0$	$0 \cdot 0 = 0$	$0^* = 1$
$0 + 1 = 1$	$0 \cdot 1 = 0$	$1^* = 0$
$1 + 0 = 1$	$1 \cdot 0 = 0$	
$1 + 1 = 1$	$1 \cdot 1 = 1$	

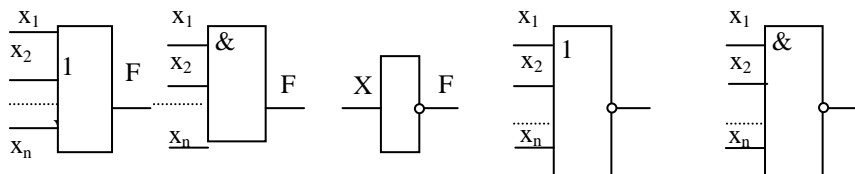
Таким чином, при операції “АБО” вихідний сигнал $F = 1$, якщо хоча б на один із n входів подано сигнал 1. При операції “І” $F = 1$ лише тоді коли на всі n входів подано сигнал 1.

На практиці також широке застосування одержали комбіновані елементи, які реалізують послідовно дві і більше логічні операції “І – НІ”, “АБО – НІ”. Перший з них послідовно виконує операції “І” та “НІ”, а другий – “АБО” та “НІ”.

Позначення: $F = \overline{X_1 + X_2 + \dots + X_n}$, (ЛЕ “АБО – НІ”); $F = \overline{X_1 X_2 \dots X_n}$, (ЛЕ “І – НІ”).

Умовні позначення ЛЕ на схемах:

“АБО” “І” “НІ” “АБО-НІ” “І-НІ”



Функцію “І – НІ” називають ще **функцією Шефера (штрихом Шефера)** і позначають в вигляді $F = X_1 \downarrow X_2$, а функцію “АБО – НІ” називають ще **функцією Пірса (стрілкою Пірса)**, яку позначають як $F = X_1 \uparrow X_2$.

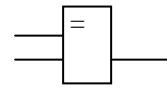
Логічний елемент “РІВНОЗНАЧНІСТЬ”. На виході такого ЛЕ повинна бути логічна 1, якщо на входах одночасно присутні однакові логічні змінні (“1” чи “0”).

В базисі логічних елементів “І”, “НІ”, “АБО” “РІВНОЗНАЧНІСТЬ” виражається як $F = X_1 X_2 + \overline{X_1} X_2$, а в базисах “І – НІ” та “АБО-НІ”

$$F = \overline{\overline{X_1 X_2} \cdot \overline{X_1 X_2}};$$

$$F = \overline{\overline{\overline{X_1 + X_2} + X_1 + X_2}}.$$

Умовне зображення ЛЕ “РІВНОЗНАЧНІСТЬ”



Логічний елемент “НЕРІВНОЗНАЧНІСТЬ”. На виході такого ЛЕ має бути логічна одиниця, якщо на входах присутні нерівнозначні логічні змінні:

$F = 1$, якщо $X_1 = 1, X_2 = 0$ або $X_1 = 0, X_2 = 1$.

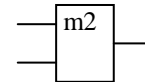
Логічна функція: кон'юнкція нерівнозначних змінних повинна бути рівною одиниці., тобто

$F = X_1 \overline{X_2} + \overline{X_1} X_2$; а в базисі ЛЕ “І – НІ” та “АБО – НІ”

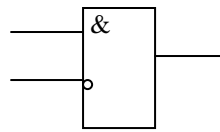
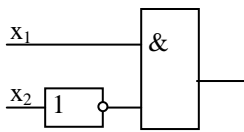
$$F = \overline{X_1 X_2 \cdot X_1 X_2};$$

$$F = \overline{\overline{X_1 + X_2 + X_1 + X_2}}.$$

Умовне зображення ЛЕ “НЕРІВНОЗНАЧНІСТЬ”



Логічний елемент “ЗАБОРОНА”. На виході цього логічного елемента повинна бути логічна одиниця, якщо на основному вході присутній логічний сигнал X_1 , а на заборонному вході – логічний сигнал $X_2 = 0$. Функція, яку реалізує цей ЛЕ $F = X_1 \overline{X_2}$. Умовні позначення ЛЕ “ЗАБОРОНА”:



2.4. Формувачі імпульсів на логічних елементах.

Можливість побудови формувача на ЛЕ зумовлена тим, що він може мати декілька входів, по кожному з яких може керуватися. Принцип дії такого формувача на двовходовому ЛЕ зводиться до наступного. Якщо на один вхід елемента подати перемикальний перепад в момент часу t_1 , а на другий - в момент часу t_2 , то на виході ЛЕ сформується прямокутний імпульс тривалістю $t_i = t_2 - t_1$.

Розглянемо формувач імпульсів на логічному елементі “І – НІ”, на виході якого може формуватися імпульс від'ємної полярності. В інтервалі часу $t_1 - t_2$ (рис.7.а.) на входах двовходового ЛЕ повинні бути логічні одиниці, що показано цифрами на відповідній ділянці вихідного імпульсу.

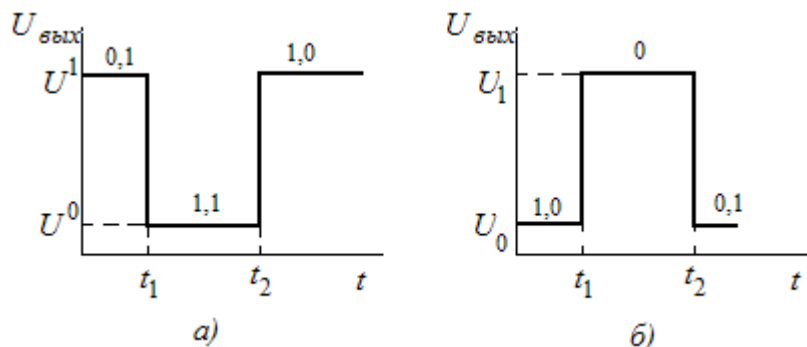


Рис.7. Епюри напруг на виході формувачів імпульсів на логічних елементах “І-НІ” (а) та “АБО-НІ” (б).

До моменту часу t_1 на одному з входів ЛЕ повинен бути логічний нуль. Наявність двох логічних нулів необхідно виключати, оскільки перехід на виході ЛЕ від логічної одиниці до логічного нуля повинен проходити при зміні логічної змінної лише на одному вході. Перемикання в момент часу t_2 відбувається за рахунок заміни логічної "1" на логічний "0" на другому вході ЛЕ.

На рис.7.б. зображено додатний імпульс, який може формуватися на виході ЛЕ "АБО – НІ"; на його ділянках цифрами наведені комбінації логічних рівнів на входах елемента, які забезпечують формування цих ланок.

Розглянемо формувач на ЛЕ "І – НІ" (рис.8а.). Оскільки на входах елемента E_2 до і після формування імпульсу повинні бути різні логічні змінні, тому в коло одного з його входів увімкнено інвертор E_1 . Лінія затримки може вмикатися в коло любого входу ЛЕ E_2 .

На рис.8. наведені часові діаграми розглянутої схеми При $t < t_1$ напруги на вході формувача і на вході 1 елемента E_2 $U_{вх1} = U_{вх} = U^0$, а на вході 2 – інвертована напруга $U_{вх} = U_2 = U^1$; тому на виході формувача $U_{вих} = U^1$. В момент часу t_1 на вході 1 з'являється додатний перепад напруги ($U_{вх1} = U_{вх} = U^1$); на вході 2 за рахунок лінії затримки зберігається попередня напруга $U_{вх2} = U^1$, тому $U_{вих} = U^0$. Через час t_3 в момент часу t_2 на вході 2 з'являється логічний нуль, тобто на на входах ЛЕ будуть діяти різнойменні логічні змінні, тому напруга на виході формувача стає рівною U^1 . Входи ЛЕ E_1 не об'єднані щоб не збільшувати ємність.

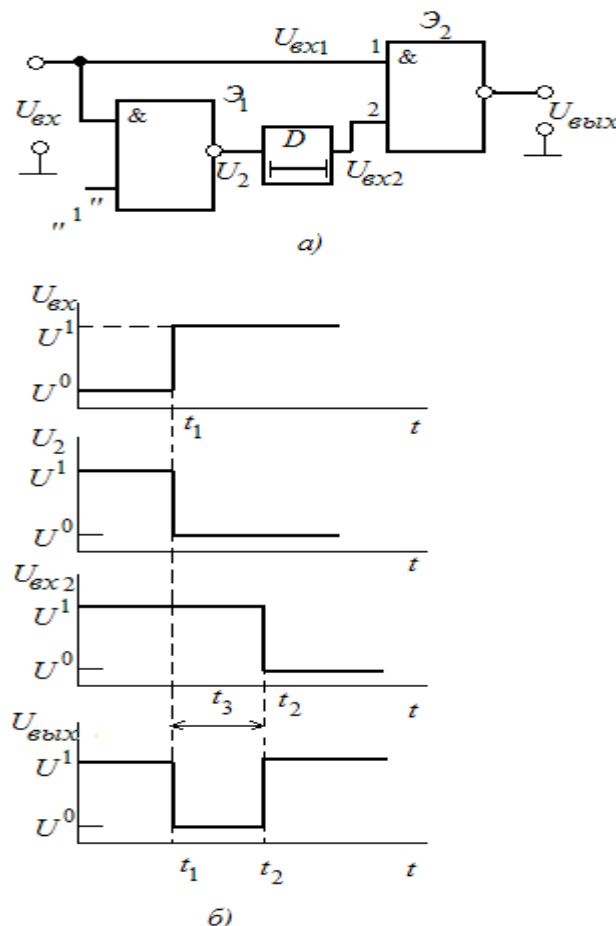


Рис.8. Схема формувача імпульсів на ЛЕ "І-НІ" із лінією затримки (а) та епюри напруги на окремих його елементах (б).

В формувачі на елементах “АБО-НІ” повинні втримуватися сполучення логічних змінних, які наведені на рис.7.б. Їм відповідає схема, яка зображена на рис. 9. Тут в початковому стані на вході встановлюють логічну одиницю.

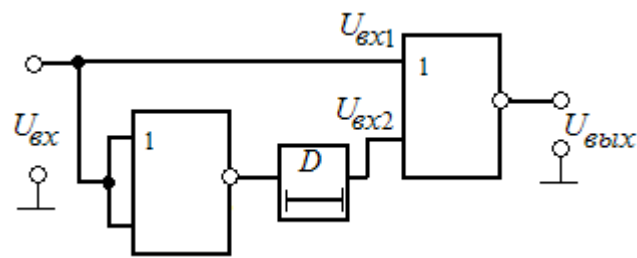


Рис.9. Схема формувача імпульсів на ЛЕ “АБО-НІ” із лінією затримки.

2.5. Селектори імпульсів.

Селектори імпульсів - це пристрої, які виділяють із серії імпульсів ті, що відрізняються від інших деякими наперед визначеними параметрами.

Амплітудні селектори імпульсів дозволяють виділяти імпульси як із максимальною, так і з мінімальною амплітудою.

Для виділення імпульсів із максимальною амплітудою використовують обмежувачі. Вони пропускають на вхід імпульси, амплітуда яких більша рівня обмеження, і не пропускають імпульси з амплітудою меншого цього рівня. При відповідному виборі рівня обмеження обмежувач пропускає лише імпульси з максимальною амплітудою, тобто відіграє роль амплітудного селектора імпульсів. Очевидно, що такий селектор функціонує нормально, якщо амплітуди вхідних імпульсів стабільні і різниця між амплітудами імпульсу, який виділяється, і найближчого до нього по величині амплітуди не дуже мала.

Коли амплітуда імпульсів, що селектуються, змінюється у великих межах, то в схему селектора вводять фіксатор рівня (рис.10.а), який дозволяє запобігати помилковому спрацюванню обмежувача при збільшенні амплітуди вхідних імпульсів і постійному рівні обмеження.

Дійсно, при відсутності фіксатора рівня збільшення вхідних імпульсів може привести до того, що імпульс з амплітудою меншою за максимальну буде переважати рівень обмеження і появиться на виході пристрою.

При наявності фіксатора пропорційне збільшення амплітуди вхідних імпульсів приведе лише до зміщення часової діаграми вниз (рис.10.б.). При цьому на виході пристрою з'явиться лише імпульс, який має максимальну амплітуду. В такому селекторі можливі збої в роботі під час установлення стаціонарного режиму і при дуже малій амплітуді вхідних імпульсів.

Ідея побудови селектора, який виділяє імпульс із мінімальною амплітудою, зводиться до заборони передавання на вхід пристрою імпульсів, які мають амплітуди більші за мінімальну. Для цієї мети за допомогою обмежувача виділяються імпульси, амплітуда яких більша за мінімальну. Ці імпульси розширюються і подаються на заборонний вхід ЛЕ “ЗАБОРОНА” (рис.11.а.). На другий вхід цього елемента поступають затримані на невеликий проміжок часу вхідні сигнали. Внаслідок співпадіння в часі заборонених імпульсів з імпульсами, у яких амплітуди переважають мінімальну, останні не викликають змін вхідної напруги.

Імпульси з мінімальною амплітудою не створюють заборонного імпульсу і тому безперешкодно проходять на вихід пристрою. На рис.11.б. приведені часові діаграми, які пояснюють роботу селектора.

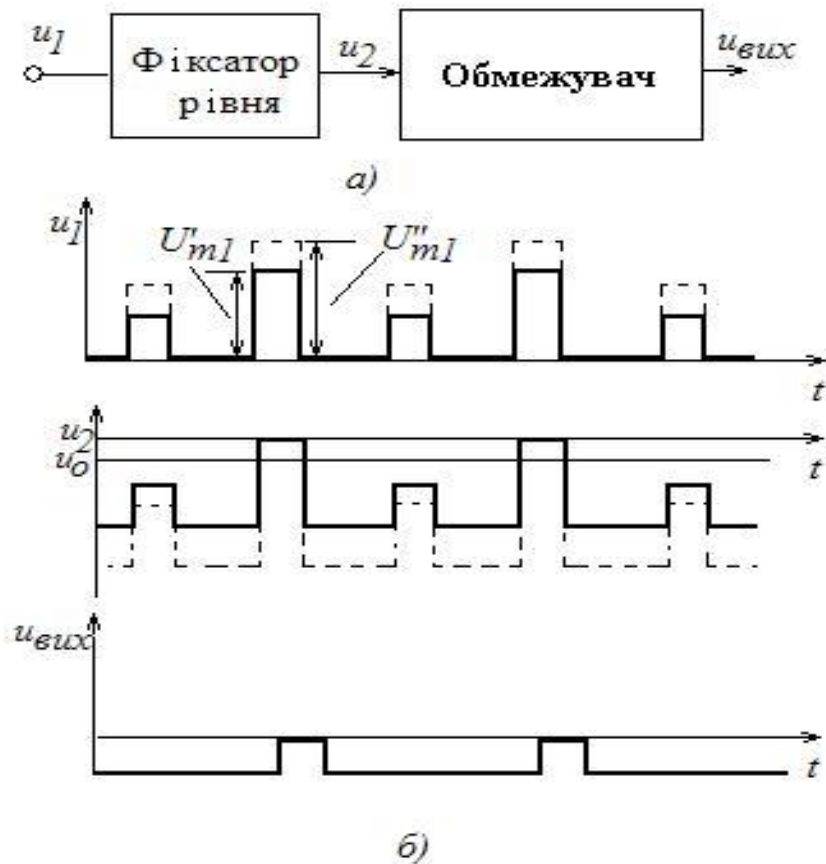


Рис.10. Схема фіксатора рівня (а), часові діаграми фіксатора рівня (б).

Очевидно, що селектор функціонує нормально тільки при стабільній амплітуді імпульсів, які піддаються селекції.

Розширювач імпульсів і елементи затримки забезпечують режим роботи, при якому заборонний імпульс перекриває в часі імпульс, який діє на другому вході ЛЕ. При цьому виключена можливість помилкового спрацювання селектора імпульсів. Дійсно, при не прямокутній формі вхідних сигналів і відсутності розширювача, заборонний імпульс буде менш тривалим, ніж імпульс, який поступає на другий вхід ЛЕ "ЗАБОРОНА", і тому, частина вхідного імпульсу може пройти на вихід пристрою.

Розглянемо селектор імпульсів, який пропускає лише імпульси з амплітудою в наперед заданих межах ($E_{2ПОР} < U_m < E_{1ПОР}$).

Пристрій, який вирішує дану задачу, повинен включати ЛЕ "ЗАБОРОНА". Цей елемент протидіє проходженню на вихід імпульсів з амплітудою $U_m > E_{ПОР2}$; селектор 1 пропускає імпульси з амплітудою $U_m > E_{ПОР1}$; селектор 2 пропускає імпульси з амплітудою $U_m > E_{ПОР2}$.

Якщо на заборонному вході В немає сигналу (напруга $U_{вх}$ не містить імпульсів з амплітудою $U_m > E_{ПОР2}$), то на виході будуть всі імпульси, які пропускає селектор 1 на основний вхід А, тобто він буде мати амплітуду $E_{ПОР2} > U_m > E_{ПОР1}$. Якщо на вході схеми з'явиться імпульс з амплітудою $U_m > E_{ПОР2}$, то він буде пропущений обома селекторами, тобто попадає і на

заборонний вхід ЛЕ “ЗАБОРОНА”. Тому на виході пристрою з основного входу А такий імпульс не пройде.

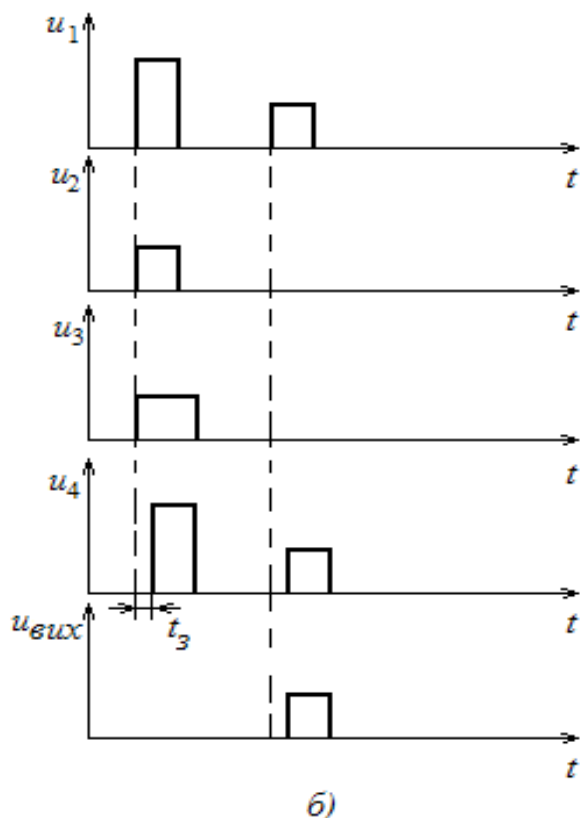
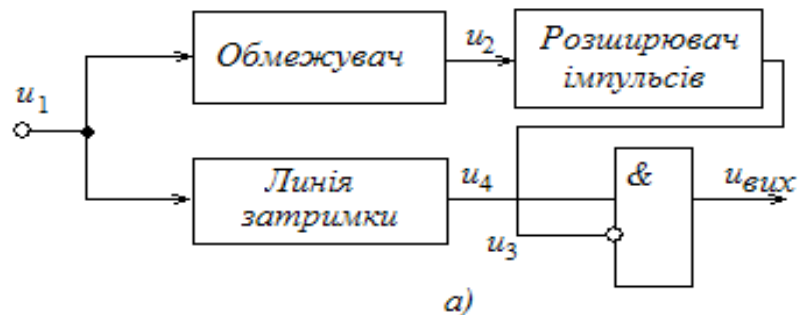


Рис.11. Принципова схема селектора мінімальної амплітуди (а) та часові діаграми, які ілюструють його роботу (б).

3. Опис та принцип дії лабораторних макетів формувачів імпульсів

3.1. Діодний обмежувач (рис.12) виконано на основі діодів V_1 та V_2 . Імпульсний сигнал додатної полярності подається на діоди через конденсатор C_1 і резистор R_1 . Рівень обмеження імпульсів зверху задається величиною резистора R_2 .

3.2. Тригер Шмітта. Тригер Шмітта виконано на транзисторі T_1 (КТ342Б) та двох логічних елементах “І – НІ” (мікросхема $МС_1$ К155ЛА6). В початковий момент на вході $МС_1$ (1-5 ніжки) утворюється рівень “1”, на виході (6) і вході (9-13) – “0”, а на виході (8) “1”, транзистор T_1 відкривається і на колекторі стає рівень “0” і так далі. На виході схеми формується короткий імпульс тривалістю приблизно 1 мкс. В подальшому, тригер формує імпульс після кожного поступлення від’ємного фронту на вхід транзистора. Частота повторення імпульсів залежить від частоти імпульсів на вході і не залежить від їх тривалості.

3.3. Формувач імпульсів на мікросхемі К155АГ1. Формувач імпульсів короткої і великої тривалості виготовлено на основі мікросхеми МС₂ типу К155АГ1. Він дозволяє формувати імпульси тривалістю як менші так і більші за тривалість вхідних імпульсів. Тривалість імпульсів визначається величиною ємності конденсаторів С₄ і С₅, які можуть перемикатися з допомогою тумблера К₁, та резистора R₇.

3.4. Амплітудний селектор виготовлено на основі мікросхеми МС₃ типу К521СА3А (рис.12). Вхідний сигнал проходить на вихід при співпадінні його амплітуди з величиною опорної напруги, рівень якої задається резистором R₁₄. При цьому відбувається інвертування вхідного імпульсу.

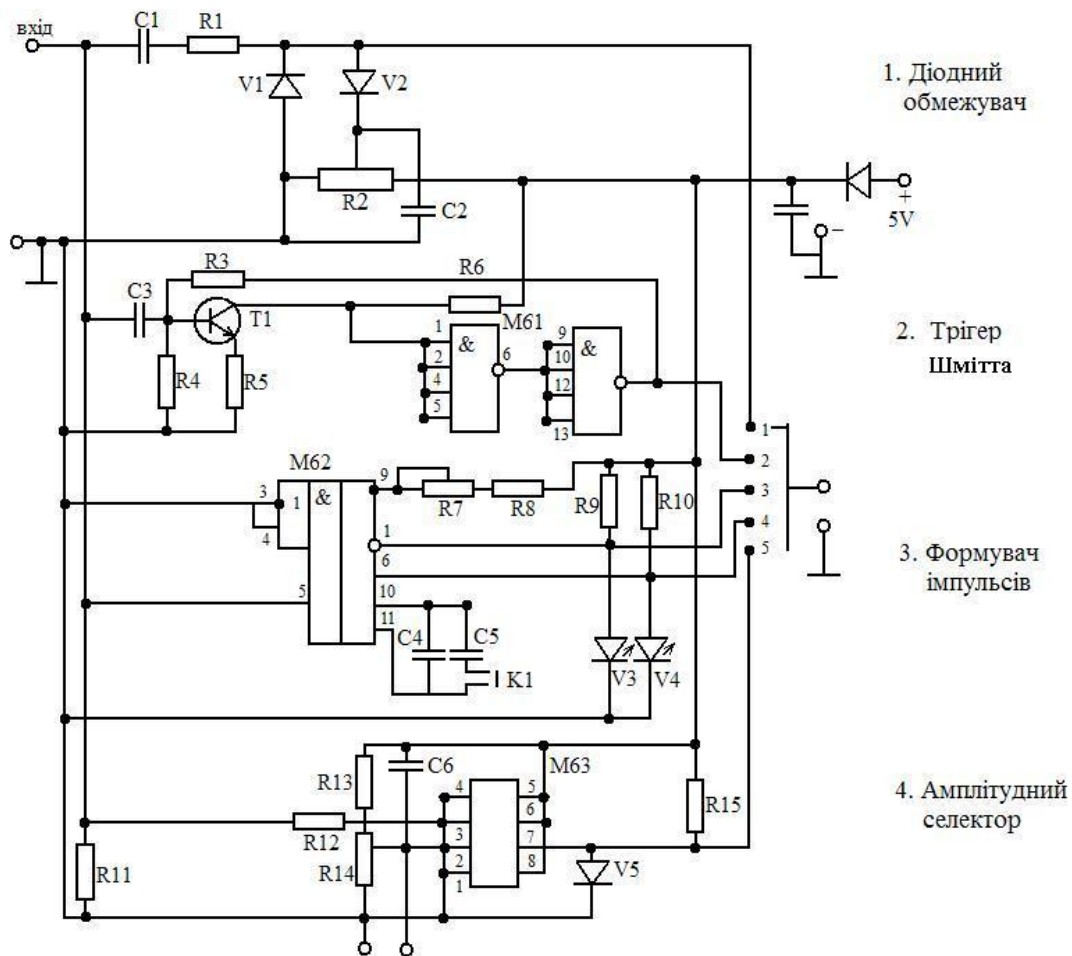


Рис. 12. Схема лабораторного макету з формувачами імпульсів.

4. Завдання та методика виконання роботи

1. Засвоїти принцип роботи діодних обмежувачів послідовного і паралельного типу; несиметричного тригера на транзисторах з емітерним зв'язком (тригера Шмітта); ознайомитися з основними логічними елементами та логічними операціями, роботою формувачів імпульсів на логічних елементах та амплітудного селектора імпульсів.
2. Вивчити лабораторну плату із схемами (рис. 12).
3. Подати на вхід схеми діодного обмежувача імпульсний сигнал додатної полярності від генератора імпульсів із частотою 1 - 10 кГц, тривалістю - 100 мксек і амплітудою ≤ 4 В; зарисувати осцилограми вихідних імпульсів при різній величині опорної напруги.

4. Подати на вхід схеми тригера Шмітта імпульси додатної полярності з амплітудою $\leq 4\text{В}$, частотою 1 - 10 кГц і тривалістю 3-300 мксек; з допомогою двопробеневого осцилографа зареєструвати імпульси на вході і виході тригера при різній частоті та тривалості вхідних імпульсів.
5. Подати на вхід формувача на логічних елементах (мікросхеми К155АТ1) імпульси додатної полярності з амплітудою 4 В, тривалістю 50 мксек і частотою 100-1000 Гц; виміряти з допомогою двопробеневого осцилографа вхідні і вихідні імпульси при вмиканні в схемі різних конденсаторів та резисторів, які визначають тривалість сформованого імпульсу.
6. Подати на вхід амплітудного селектора імпульси додатної полярності з амплітудою $\leq 4\text{В}$ і тривалістю - 100 мксек ; визначити рівень опорної напруги при якій сигнал поступає на вихід; зарисувати осцилограми при малій опорній напрузі і при співпадінні опорної напруги і сигналу (коли на виході є сигнал).
7. Зробити висновки з одержаних результатів.

Примітка: осцилограф слід використовувати в режимі чекаючої розгортки з відкритим входом.

5. Контрольні запитання

1. Наведіть загальні відомості і основні характеристики формувачів низьковольтних імпульсів.
2. Намалюйте схему і охарактеризуйте діодний обмежувач амплітуди імпульсів послідовного типу.
3. Намалюйте схему і охарактеризуйте діодний обмежувач амплітуди імпульсів паралельного типу.
4. Намалюйте схему тригера Шмітта на транзисторі і поясніть механізм її роботи.
5. Охарактеризуйте основні логічні операції над логічними змінними.
6. Намалюйте умовні позначення основних логічних елементів та дайте характеристику логічних функцій, які вони виконують.
7. Наведіть типові схеми формувачів імпульсів на логічних елементах та охарактеризуйте їх принцип дії.
8. Намалюйте схему селектора імпульсів максимальної амплітуди та поясніть принцип його дії.

6. Література до лабораторної роботи № 3

1. В.Г.Гусев, Ю.М.Гусев // Электроника. М. «Высшая школа», 1991. 622 с.
2. В.В.Гусев, Л.Г.Зеличенко, К.В.Конев и др. // Основы импульсной и цифровой техники. М. «Сов. радио». 1975. 440 с.
3. В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.Я.Жуйков та інші // Цифрова схемотехніка. К. «Вища школа». 2004. 423 с.
4. Ю.А.Браммер, И.Н.Пащук // Импульсная техника, М. «Высшая школа». 1985. 320 с.
5. А.Н.Старостин // Импульсная техника. М. «Высшая школа». 1973. 334 с.
6. З.П.Важенина // Импульсные генераторы на транзисторах. Л. «Энергия». 1971. 128 с.

Лабораторна робота № 4

ГЕНЕРАТОРИ ПРЯМОКУТНИХ ІМПУЛЬСІВ

1. Мета роботи

Ознайомитися з методами генерування прямокутних імпульсів на дискретних (транзисторах) та логічних елементах, основними параметрами логічних елементів та схемою транзисторно-транзисторної логіки. Навчитися формувати низьковольтні електричні імпульси з допомогою транзисторів та логічних елементів.

Необхідні прилади і матеріали

Генератор низьковольтних електричних імпульсів, імпульсний осцилограф, лабораторна плата з макетами одновібратора на транзисторі, генератора ступінчатої напруги та генераторами імпульсів на логічних елементах “АБО-НІ”.

2. Теоретичні відомості

2.1. Загальна характеристика генераторів прямокутних імпульсів.

Ці генератори відносяться до класу релаксаційних генераторів. Коливання, у яких повільні зміни чергуються зі стрибкоподібними, називаються *релаксаційними*.

Подібно генераторам синусоїдальних напруг, релаксаційні генератори перетворюють енергію джерела постійного струму в енергію електричних коливань. Однак коли в генераторі гармонійних коливань LC – типу відбувається неперервний обмін енергією між конденсатором і котушкою контуру і за період витрачається звичайно невелика частина енергії, яка отримана від джерела, то в релаксаційному генераторі на протязі однієї частини періоду енергія запасається в реактивному елементі лише одного типу (як правило в конденсаторі), а в другу частину періоду виділяється у вигляді тепла у резисторі.

Підсилювальний елемент працює в даному випадку у ключовому режимі, перемикаючи конденсатор із зарядження на розрядження і навпаки.

Релаксаційні генератори можуть працювати в автоколивальному, чекаючому режимах або в режимах синхронізації і ділення частоти. Генератор в автоколивальному режимі формує коливання неперервно. У чекаючому режимі генератор “чекає” надходження імпульсу запуску, лише з приходом якого схема формує один вихідний імпульс.

Для автоколивального режиму роботи мультівібратора характерна відсутність стійкого стану, тому схема неперервно генерує імпульси.

В ряді випадків необхідно одержувати одинарні імпульси у визначений наперед момент часу. Для цього мультівібратору необхідно забезпечити один стійкий стан. Звичайно його одержують запиранням підсилювального елемента в одному з плеч мультівібратора, внаслідок чого схема не може вийти з такого стану самотійно. Їй потрібен зовнішній імпульс запуску. Оскільки система “чекає” такий імпульс, то цей мультівібратор

називається “чекаючим”, або одновібратором або заторможеним мультивібратором.

Роль запускаючого імпульсу зводиться до того, щоб привідкрити закритий підсилювальний елемент, тобто створити умови для виникнення лавиноподібного процесу. Тому імпульс запуску повинен мати визначену полярність, а також відповідну амплітуду і тривалість.

Після перекиду схеми, під час формування імпульсу, схема знаходиться в нестійкому стані, із якого самостійно і також лавиноподібно повертається в стійкий початковий стан, потім виводиться з нього наступним запускаючим імпульсом.

2.2. Одновібратор на дискретних елементах.

Існує декілька різних схем одновібраторів, з яких найбільш часто використовують одновібратор із колекторно-базовими зв'язками (рис.1а.). Початковий стан схеми однозначний: транзистор T_1 закритий джерелом зміщення $+E_B$, а T_2 – насичений. При цьому конденсатор C_1 має можливість заряджатися по колу: $+E_K$, - “Земля” – емітерний перехід транзистора $T_2 - C_1 - K_{K1} - (-E_K)$.

Для генерування імпульсу необхідно вивести схему зі стійкого стану. З цією метою на базу трансформатора T_1 через розділовий конденсатор C_p подають від’ємний запускаючий імпульс. При двох відкритих транзисторах розвивається лавиноподібний процес, який веде до перекидання схеми: транзистор T_1 відкривається, а транзистор T_2 – закривається. Тепер конденсатор C_1 (через відкритий транзистор T_1) буде підключений до бази транзистора T_2 і утримує його в закритому стані. По мірі розряджання (перезаряджання) конденсатора C_1 через коло: $+E_K - “Земля” - відкритий транзистор T_1 - C_1 - R_{B2} - (-E_K)$ потенціал бази транзистора T_2 зменшується до нуля і він відкривається.

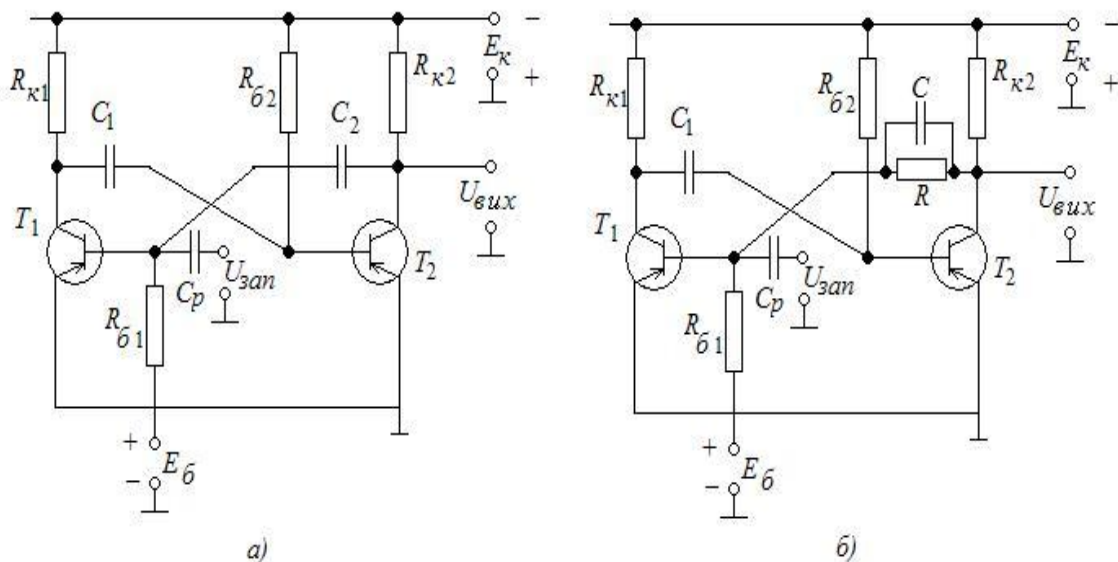


Рис.1. Принципові схеми одновібраторів.

З цього моменту починається новий лавиноподібний процес, в результаті якого транзистор T_1 закривається, а транзистор T_2 – відкривається. Після закінчення заряджання конденсатора C_1 через резистор R_{K1} схема повертається до початкового стану. Тривалість сформованого на колекторі T_2 імпульсу $t_i = 0,7 \cdot C_1 R_{B2}$.

В даній схемі транзистор T_1 утримується в закритому стані не напругою конденсатора C_2 , а напругою джерела $+E_B$. Тому зв'язок колектора T_2 з базою транзистора T_1 може бути здійснений через резистор R . Щоб при такій зміні забезпечити ефективну передачу перепадів напруг з колектора транзистора T_2 на базу транзистора T_1 , резистор R блокують конденсатором C малої ємності (рис.1.б.).

2.3. Параметри логічних елементів та схема транзисторно-транзисторної логіки (ТТЛ).

Логічні елементи (ЛЕ) характеризуються рядом параметрів за якими проводиться їх вибір для реалізації конкретного пристрою.

Коефіцієнт об'єднання по входу (K_{OB}) дорівнює числу логічних входів елемента. На них поступають логічні змінні, над якими даний елемент проводить логічну операцію. Таким чином, коефіцієнт K_{OB} обмежує максимальне число змінних функції, яку можна виконати на одному елементі. При недостатній кількості входів замість одного ЛЕ необхідно використовувати декілька елементів, які з'єднуються між собою відповідним чином. Пристрій можна виконати на меншій кількості елементів, якщо у них більший коефіцієнт K_{OB} .

Коефіцієнт розгалуження по виходу ($K_{РОЗ}$) чисельно дорівнює кількості входів аналогічних ЛЕ, якими можна навантажити вихід даного елемента. Цей коефіцієнт характеризує навантажувальну здатність ЛЕ і визначається структурою його вихідного каскаду. Чим вищий коефіцієнт $K_{РОЗ}$, тим меншу кількість ЛЕ необхідно для виконання пристрою.

Швидкодія (t_3) – оцінюється півсумою затримок перепадів на виході ЛЕ відносно вхідних перепадів, які перемикають його з логічної “1” в логічний “0” і навпаки. При цьому кожна затримка вимірюється між серединами перепадів.

Заводостійкість оцінюється найбільшою напругою завади $U_{зав}$, яка діє на виході і не викликає помилкового перемикання ЛЕ з “1” в “0” або навпаки.

Крім цих параметрів ЛЕ характеризується рівнями логічної “1” і “0” (U^1, U^0), потужністю, що споживається і напругою живлення.

На даний час найбільш широко використовуються мікросхеми транзисторно-транзисторної логіки (ТТЛ). ТТЛ – схеми мають порівняно високу швидкодію при відносно великій потужності споживання, високу заводостійкість і навантажувальну здатність.

В таблиці 1. Наведені основні параметри інтегральних мікросхем на основі ТТЛ.

Таблиця 1

Параметр	Напруга, живл., В	Напруга, U^1 , В	Напруга, U^0 , В	Швидкодія, нс	Заводостійкість, В	Спож. потужність, мВт	Коефіцієнт, $K_{РОЗ}$	Коефіцієнт, K_{OB}
Величина	5	2,4-4,5	$\leq 0,4$	5 – 20	0,8 – 1,0	1 – 20	10	2 – 5

Розглянемо схему з ТТЛ на основі багатоемітерного транзистора (БЕТ), який має декілька не взаємодіючих між собою емітерів і один спільний колектор. Розрізняють схеми ТТЛ з простим і складним інвертором. Розглянемо роботу елемента “І – НІ” з простим інвертором (рис.2.а.).

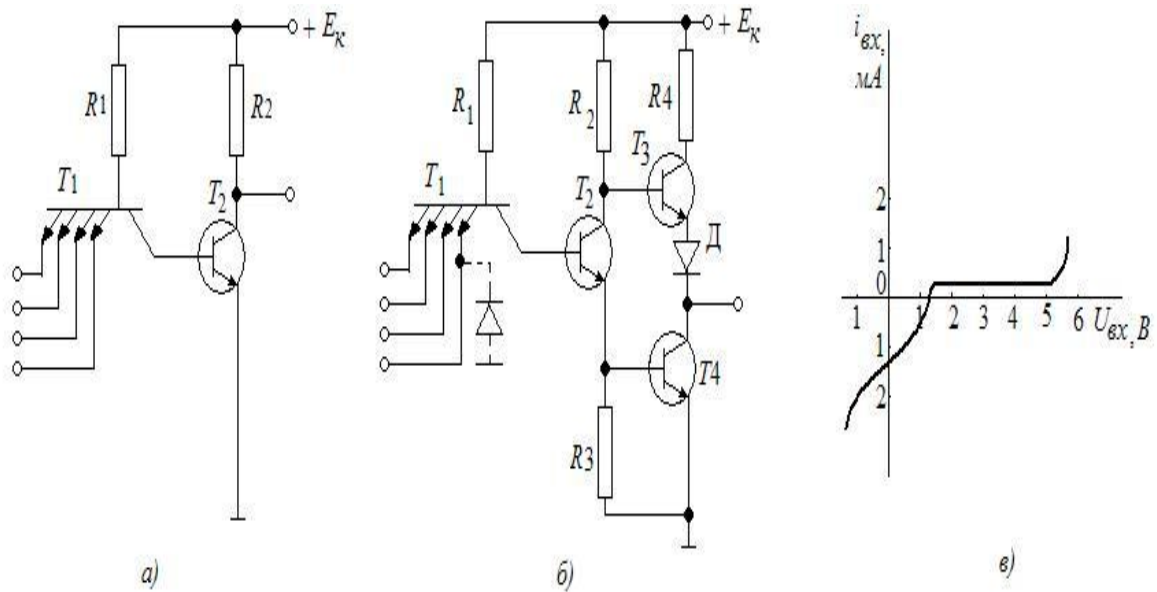


Рис.2. Принципова схема ТТЛ логіки.

Якщо на всі емітери БЕТ подані напруги, які відповідають логічній “1”, то всі транзисторні структури БЕТ будуть в інверсному активному режимі, оскільки всі емітерні переходи зміщені у зворотному напрямі, а колекторний - у прямому. При цьому струми емітерів знехтувало малі, а струм бази проходить через резистор R_1 від джерела живлення E_K через зміщений в прямому напрямку колекторний перехід в базу транзистора T_2 , переводячи його в режим насичення. Напруга на колекторі транзистора T_2 відповідає логічному нулю. Якщо на один з емітерів БЕТ подати низьку напругу, що відповідає логічному нулю, то цей емітерний перехід буде зміщений в прямому напрямі і струм бази БЕТ “потече” через відкритий емітерний перехід. Струм колектора БЕТ зменшиться, транзистор T_2 перейде в закритий стан, а напруга на його колекторі зросте до рівня логічної “1”. Мікросхеми ТТЛ з простим інвертором мають низьку завадостійкість, малу навантажувальну здатність і швидкодію.

Кращі показники мають інтегральні схеми зі складним інвертором (рис.2.б.). Для збільшення швидкодії і навантажувальної здатності в цій схемі використано емітерний повторювач на транзисторі T_3 . Його емітерним навантаженням є транзистор T_4 , який керується напругою, яка знімається з резистора R_3 . Резистор R_4 служить для обмеження струму і має малий опір (до 50-100 Ом).

Діод D є зміщуючим і забезпечує запирання транзистора T_3 при відкритих транзисторах T_2 і T_4 . Ємність навантаження в складному інверторі заряджається через відкритий транзистор T_3 , коли транзистор T_4 закритий. При відпиранні транзистора T_2 відпирається транзистор T_4 , через який розряджається ємність навантаження. Велика швидкодія пояснюється тим, що ємність навантаження заряджається і розряджається через низькоомні відкриті транзистори.

Недоліком БЕТ є значний вхідний струм при відкриванні і закриванні. На рис.2.в. показана вхідна характеристика типової інтегральної мікросхеми “І – НІ”. При $U_{вх} = 5,5$ В вхідний струм зростає до 1 мА. Ця напруга є максимально допустимою. Різко зростає вхідний струм і при від’ємній вхідній напрузі. Допустима від’ємна вхідна напруга – 0,4 В. При $1,5$ В < $U_{вх}$ < 5,5 В, коли відповідний емітерний перехід БЕТ закритий, вхідний струм становить біля 0,04-0,07 мА. Для виключення помилкових спрацювань, які викликані затухаючими коливаннями після закінчення вхідного сигналу, до кожного з входів БЕТ підключені демпферні діоди (рис.2.б).

2.4 Характеристики генераторів імпульсів на логічних елементах.

Генератори на елементах “АБО – НІ”.

Принцип побудови генераторів імпульсів на ЛЕ ґрунтується на тому, що останні містять елемент “НІ” – інвертуючий підсилювач. Таким чином, два інвертори, які замкнуті в коло додатного зворотного зв’язку, можуть утворити систему, що здатна до самозбудження і є необхідною складовою генератора імпульсів.

Для отримання інвертора з елементів “АБО – НІ” всі входи ЛЕ, крім одного, можна заземлити, або об’єднати. Для одержання інвертора з елементів “І – НІ” необхідно всі входи об’єднати або всі входи, крім одного, підключити до джерела напруги, яка відповідає логічній одиниці. При побудові одновібраторів в одному з ЛЕ використовуються два входи: один для утворення замкнутого кола додатного зворотного зв’язку, а другий - для подавання імпульсу запуску.

В генераторі на ЛЕ, як і в мультивібраторі на транзисторах, існує два тимчасово стійких стани. В кожному з них на виході одного ЛЕ діє високий рівень напруги (логічна “1”), а на виході другого – низький рівень напруги (логічний “0”). При черговому перекиданні схеми відбувається заміна станів ЛЕ на протилежні.

Принципова схема автоколивального генератора на ЛЕ “АБО – НІ” наведена на рис.3.а. Усі входи ЛЕ “АБО – НІ”, крім одного, заземлені. Конденсатори, що задають час, C_1 , C_2 ввімкнені між виходом одного і входом другого елемента. Резистори, які визначають час, ввімкнені між додатною клемою джерела живлення і входом ЛЕ “АБО – НІ”.

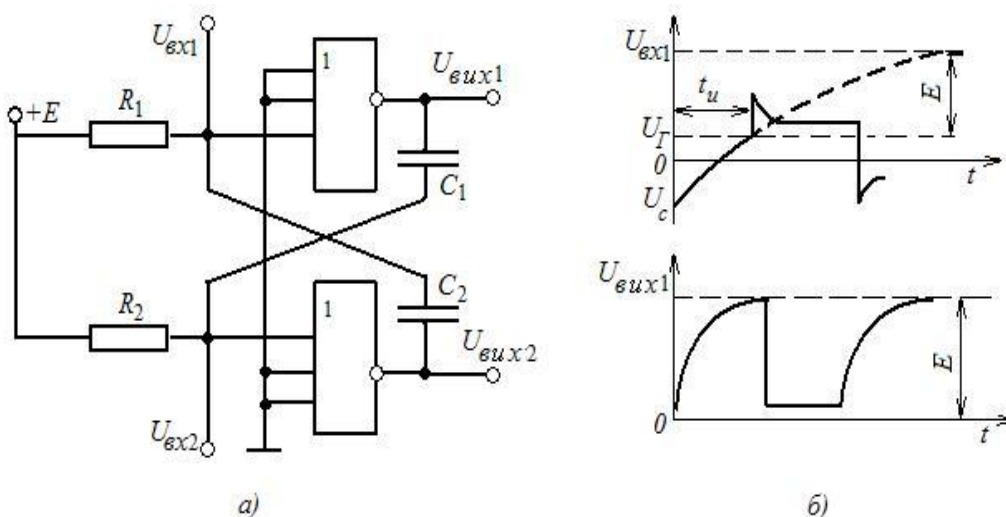


Рис.3. Автоколивальний генератор на логічних елементах “АБО-НІ”.

В режимі автоколивань, які встановлюються, відбувається періодична зміна тимчасово стійких станів. Нехай верхній елемент (рис.3.а.) закритий (на його виході логічна “1”), а нижній відкритий (на виході логічний “0”). Тоді конденсатор C_1 буде заряджатися через вихідний опір верхнього ЛЕ і вхідний опір нижнього ЛЕ. Конденсатор C_2 , який до цього часу був заряджений до напруги високого рівня на виході закритого елемента E , буде розряджатися через вихідний опір нижнього елемента, джерело напруги E і резистор R_2 . Якщо врахувати, що вихідна напруга відкритого нижнього елемента близька до нуля, то можна вважати, що вхідна напруга верхнього закритого елемента $U_{вх} = U_{C2}$, де U_{C2} – напруга на конденсаторі C_2 . При розряді конденсатор C_2 буде перезаряджатися до напруги, яка близька до $-E$. Тому при розряді конденсатора C_2 вхідна напруга верхнього елемента буде прямувати до напруги $+E$.

Описаний вище процес збільшення $U_{вх1}$ буде відбуватися доти, поки $U_{вх1}$ не досягне граничної напруги U_r , при якій ЛЕ “АБО – НІ” з стану логічної “1” переходить в стан логічного “0”. При $U_{вх1} = U_r$ верхній елемент почне переходити у відкритий стан, а нижній - в закритий. Відбувається лавиноподібний процес перекидання генератора. Після цього конденсатор C_1 , який зарядився, почне розряджатися, а конденсатор C_2 – заряджатися. Процеси в генераторі таким чином будуть повторюватися.

Для повністю симетричної схеми ($C_1 = C_2 = C$; $R_1 = R_2 = R$) максимальна напруга на зарядженому конденсаторі: $U_C = (E - U_r) \cdot R / (R + R_{вх}^0)$, а тривалість імпульсів $t_i = RC \cdot \ln[E(2R + R_{вх}^0) - U_r \cdot R] / (E - U_r)(R + R_{вх}^0)$.

Для забезпечення насиченого режиму роботи елемента “АБО – НІ” необхідно, щоб виконувалася умова $\beta \cdot i_{вх}^0 \gg i_{вих}^1$ (де β – коефіцієнт підсилення). Величину опору R розраховують згідно виразу:

$$R < [\beta \cdot (E - U_r) \cdot R_{вих}^1 - E \cdot R_{вх}^0] / E.$$

Для одержання першого заторможеного режиму роботи (одновібратор на ЛЕ “АБО – НІ”) необхідно виключити зі схеми один з резисторів і конденсаторів, що задають часові параметри імпульсів (рис.4.а.). При відсутності запускаючого імпульсу верхній елемент “АБО – НІ”, один з входів якого через резистор R з’єднано з джерелом живлення, знаходиться у відкритому стані, оскільки $U_{вх1} = U_{вх}^0 > U_r$. Нижній елемент тому закритий і вихідна напруга $U_{вих} = E$. Конденсатор C при цьому заряджений до напруги U_C .

При подачі запускаючого імпульсу $U_{зап}$ додатної полярності на один з входів нижнього ЛЕ останній відкривається (рис.4.б.).

Конденсатор C , починаючи розряджатися, переводить верхній елемент в закритий стан. Далі процес формування імпульсу буде відбуватися так же як і в схемі автогенератора (рис.3а.). Після закінчення імпульсу елементи повертаються в початковий стан, конденсатор C порівняно швидко заряджається через вихідний опір нижнього і вхідний опір верхнього елемента. Постійна часу кола заряджання становить $\theta_{зар} = C[R_{вих}^1 + (R + R_{вх}^0)]$. Для нормальної роботи одновібратора необхідно виконання наступної умови $5 \cdot \theta_{зар} \leq T - t_i$, де T – період слідування запускаючих імпульсів; t_i тривалість імпульсу. Амплітуда вихідних імпульсів визначається за формулою: $U_m = (E \cdot R_{вх}^0 + U_r \cdot R_{вих}^1) / (R_{вих}^1 + R_{вх}^0)$.

Другий заторможений режим одновібратора можна забезпечити, якщо резистор R підключити до корпусу, а запускаючий імпульс подати на один із входів верхнього ЛЕ (рис.4.в.). Принцип роботи цього генератора полягає в наступному. У вихідному стані, до подання імпульсу запуску, на всіх трьох входах верхнього ЛЕ діє нульова напруга. Тому на виході цього елемента висока напруга, а на виході нижнього елемента майже нульова. Конденсатор C розряджений. Його швидкий розряд забезпечується діодом D .

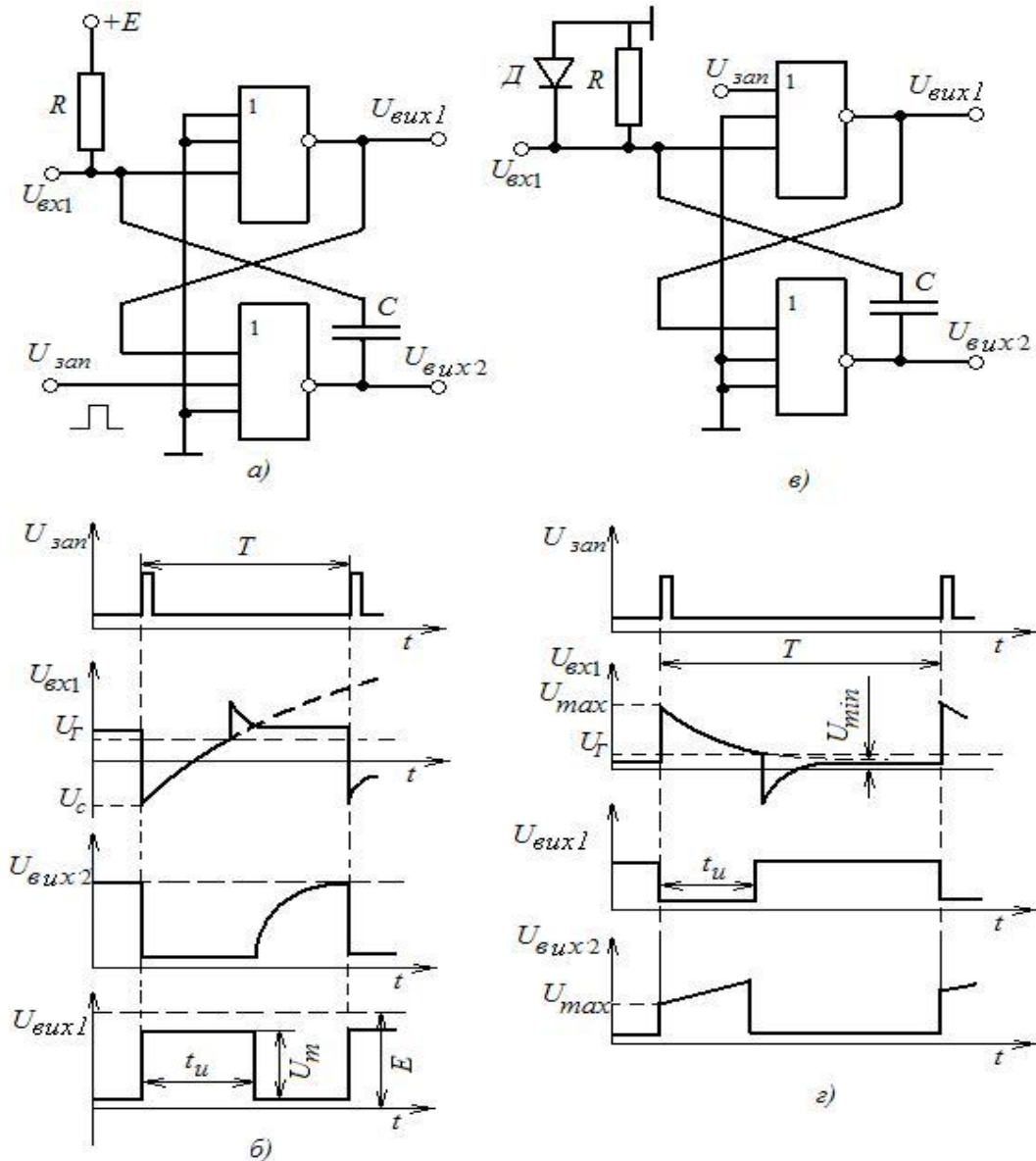


Рис.4. Принципова схема заторможеного генератора імпульсів.

При подачі запускаючого імпульсу додатної полярності (рис.4.г.) напруга $U_{вix1}$ падає майже до нуля, а нижній елемент закривається. Його вихідна напруга і напруга $U_{вix1}$ стрибкоподібно збільшуються до U_{max} . Конденсатор C заряджається через вихідний опір нижнього елемента і резистор R_0 . По мірі заряджання напруга $U_{вix1}$ зменшується і прямує до напруги U_{min} . В момент, коли $U_{вix1} = U_T$, верхній елемент починає закриватися, а нижній – відкриватися, тобто розвивається лавиноподібний процес переходу одновібратора в початковий стан. Після цього натупає короточасна стадія відновлення, яка зумовлена розрядом конденсатора через вихідний опір відкритого нижнього елемента і діод.

2.5. Генератори імпульсів на елементах “І – НІ”.

Найпростішим генератором імпульсів на ЛЕ “І – НІ” є генератор з двома конденсаторами, які ввімкнені між виходом одного і входом другого елемента (рис.5.а.). Принцип роботи цього генератора полягає в наступному. Якщо верхній елемент закритий, то конденсатор C_2 заряджається через його вихідний опір і резистор R_2 . На останньому створюється спад напруги $U_{\text{вх}2} > U_{\Gamma}$ і нижній елемент є відкритим. Конденсатор C_1 при цьому розряджається через вихідний опір нижнього елемента і діод D_1 . При цьому напруга $U_{\text{вх}1} < U_{\Gamma}$ і верхній елемент утримується в закритому стані. Коли при зарядженні конденсатора C_2 напруга $U_{\text{вх}2}$, зменшуючись, досягає рівня U_{Γ} (рис.5.б.), нижній елемент закриється, а верхній – відкриється. Конденсатор C_1 почне заряджатися, а конденсатор C_2 – розряджати. Описані вище процеси повторюються періодично.

Заторможений режим такого генератора можна забезпечити при виключенні однієї RC – ланки (рис.6.а.) і додаванні в коло запуску елемента “І – НІ”. В цьому випадку при відсутності запускаючого імпульсу додатної полярності струм через конденсатор C дорівнює нулю. Напруга $U_{\text{вх}2} = U_{\text{вх}}^1 < U_{\Gamma}$ і нижній елемент знаходиться в закритому стані.

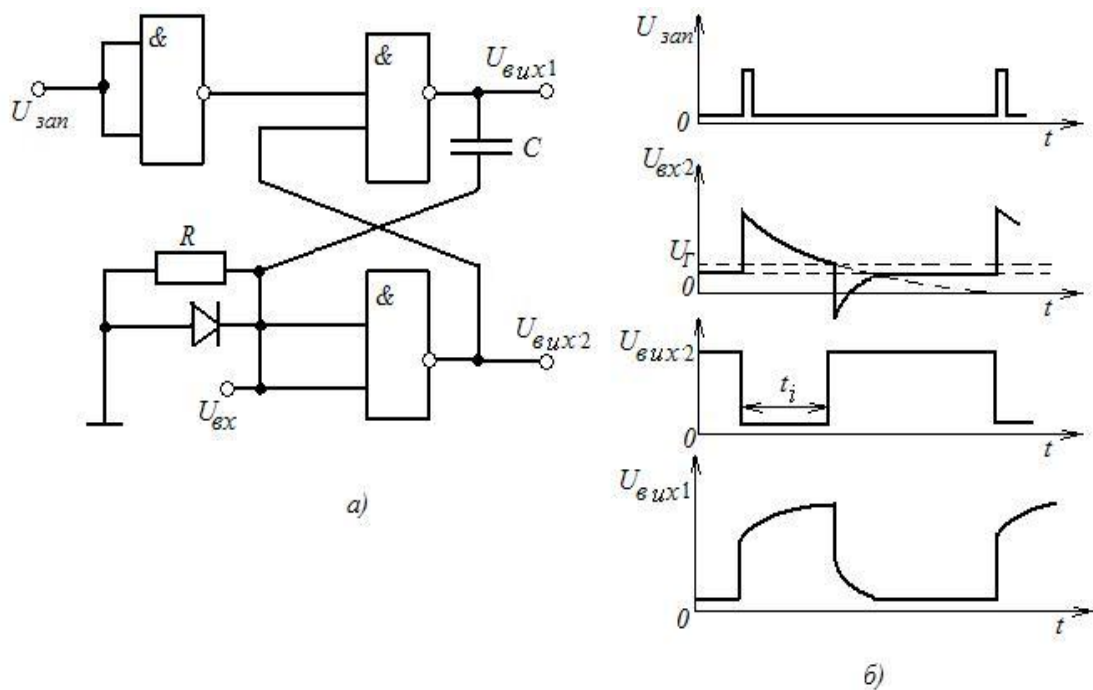


Рис.5. Автоколивний генератор на ЛЕ “І-НЕ”.

На обох входах правого верхнього елемента діють високі рівні напруги і він відкритий. Конденсатор C при цьому розряджений. При подачі запускаючого імпульсу правий верхній елемент переходить в закритий стан, а нижній – у відкритий стан. Конденсатор C заряджається. Вхідна напруга нижнього елемента при цьому змінюється за експоненціальним законом, прямуючи до нуля (рис.5б). При $U_{\text{вх}2} = U_{\Gamma}$ нижній елемент перейде в закритий, а правий верхній елемент у відкритий стан. Заряджений конденсатор C спочатку розряджається через відкритий діод, потім перезаряджається через опір R , прямуючи до напруги $U_{\text{вх}}^1$. До цього значення прямує і напруга $U_{\text{вх}2}$.

3. Опис лабораторних макетів та принципів роботи генераторів прямокутних імпульсів

3.1. **Одновібратор на дискретних елементах.** Генератор імпульсів виготовлено на одноперехідному транзисторі T_1 КТ117А (рис.6). Він працює наступним чином. В початковий момент часу транзистор T_1

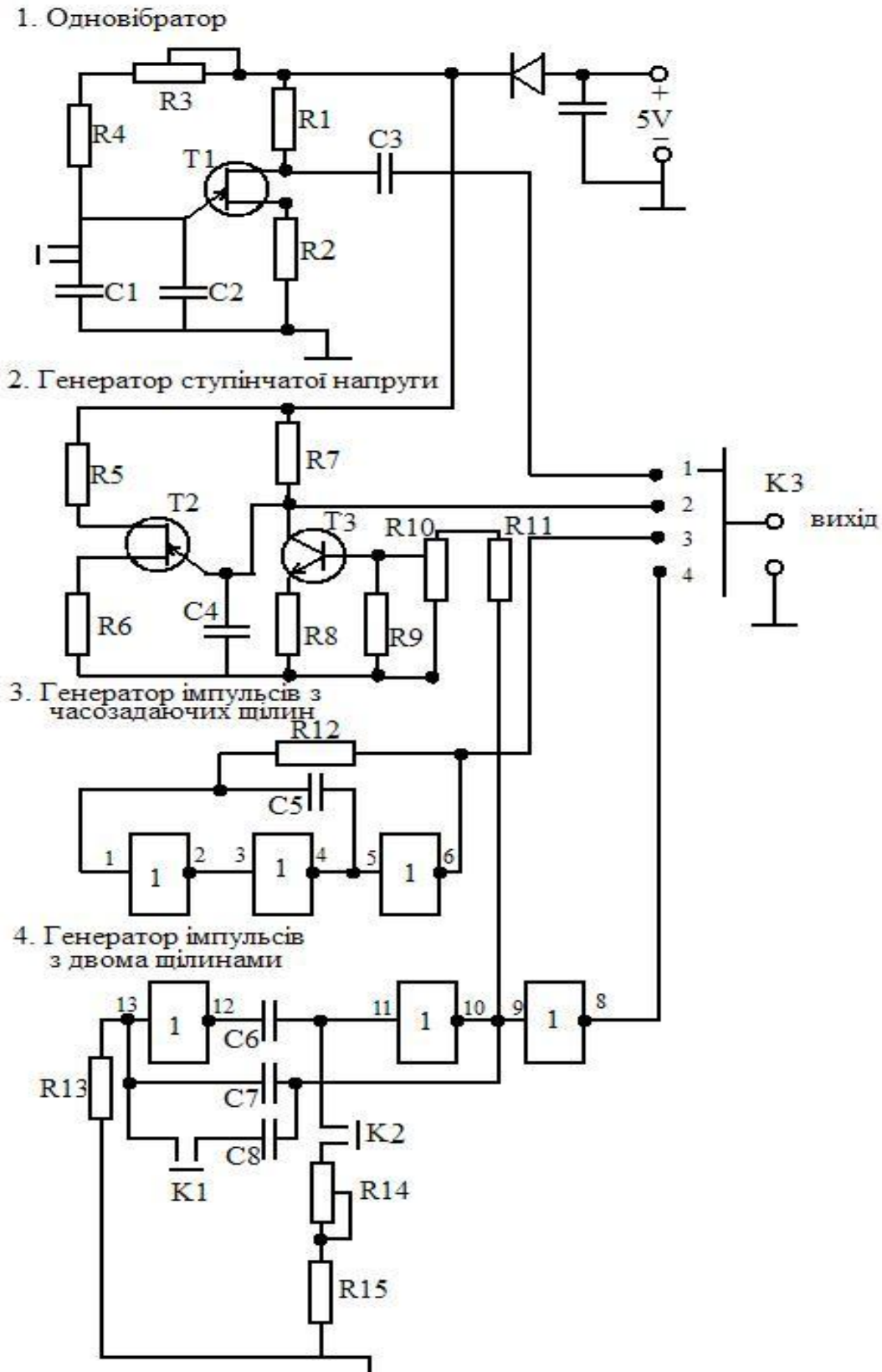


Рис.6. Схема лабораторного макета генераторів прямокутних імпульсів

закритий, конденсатор C_1 (C_2) починає заряджатися через резистори R_3 і R_4 . На базі транзистора B_1 додатна напруга. В момент часу коли напруга на конденсаторі і, відповідно, на емітері транзистора досягає напруги пробою, транзистор відкривається і напруга на базі B_1 зменшується. Конденсатор розряджається через коло $E - B_2 - R_2$ і на виході генератора формується короткий імпульс від'ємної полярності. Ємність конденсаторів C_1 , C_2 визначає частоту повторення імпульсів.

3.2. Генератор ступінчастої напруги складається з одновібратора на транзисторі T_2 (КТ117А) і керуючого пристрою на транзисторі T_3 (КТ342Б). На базу транзистора T_3 подається імпульсний сигнал з генератора 4. Конденсатор C_4 заряджається імпульсами з колектора транзистора T_3 через резистор R_7 до моменту спрацювання одновібратора. При цьому, на конденсаторі C_4 формується ступінчата напруга з частотою повторення, яка задається одновібратором. Частота сходинок задається генератором 4.

3.3. Генератор прямокутних імпульсів на логічному елементі “НІ” з однією ланкою, яка задає час. Генератор (рис.6) працює наступним чином. В початковий момент на вході мікросхеми 1 є напруга нульового рівня тоді на виході 2 і вході 3 формується напруга рівня “1”. На входах 4 і 5 – “0”, на вході 6 – “1”. Конденсатор C_5 починає заряджатися через резистор R_{12} і через деякий час на вході 1 формується стан “1”, а на виході 6 – “1” і конденсатор починає розряджатися. В подальшому цей процес повторюється і на виході схеми формуються симетричні прямокутні імпульси. Їх період визначається величиною ємності конденсатора C_5 і резистора R_{12} .

3.4. Генератор прямокутних імпульсів на логічному елементі “НІ” з двома ланками, які задають час. Генератор (рис.6) працює аналогічно попередньому. Тривалість імпульсів визначається ємністю конденсаторів C_6 та C_7 (C_8) і регулюється резисторами R_{14} , R_{15} . Шпаруватість імпульсів визначається величиною резистора R_{13} .

Примітка: Сигнали з виходу генераторів перемикаються з допомогою перемикача K_3 і подаються на клему “вихід”. Осцилограф слід використовувати в режимі чекаючої розгортки з від критим входом.

4. Завдання та методика виконання роботи

1. Засвоїти загальні відомості про генератори прямокутних імпульсів; ознайомитися з принципом дії одновібратора на транзисторах, основними параметрами логічних елементів, схемою транзисторно-транзисторної логіки, принципами роботи генераторів прямокутних імпульсів на логічних елементах “АБО-НІ” та “І-НІ”.

2. Вивчити схему лабораторного макета до роботи (рис.6).

3. Дослідити роботу одновібратора на транзисторі; зарисувати і визначити параметри вихідних імпульсів.

4. Дослідити генератор імпульсів ступінчастої напруги і зарисувати вихідні імпульси при двох значеннях частоти.

5. Визначити параметри і зарисувати форму імпульсів генератора на основі однієї ланки логічних елементів “НІ”, які визначають тривалість вихідного імпульсу.

6. Виміряти параметри генератора прямокутних імпульсів на основі логічних елементів “НІ” з двома ланками, які задають тривалість вихідних імпульсів; зарисувати форму вихідних імпульсів.

7. Зробити висновки з одержаних результатів.

5. Контрольні запитання

1. Наведіть загальні відомості про методи генерації низьковольтних прямокутних імпульсів.
2. Намалюйте схему одновібратора на транзисторах і поясніть принцип її роботи.
3. Охарактеризуйте основні параметри логічних елементів.
4. Намалюйте принципову схему, яка ілюструє роботу транзисторно-транзисторної логіки, поясніть роботу даної схеми.
5. Намалюйте схему генератора прямокутних імпульсів на основі логічних елементів “АБО-НІ” та поясніть принцип її роботи.
6. Намалюйте схему генератора прямокутних імпульсів на основі логічних елементів “І – НІ” і поясніть принципи її роботи.

6. Література до лабораторної роботи № 4

1. В.В.Гусев, Л.Г.Зеличенко, К.В.Конев и др. // Основы импульсной и цифровой техники. М. «Сов. радио». 1975. 440 с.
2. В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.Я.Жуйков та інші // Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої. К. “Вища школа”. 2004. 395 с.
3. В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.Я.Жуйков та інші // Цифрова схемотехніка. К. “Вища школа”. 2004. 423 с.
4. Ю.А.Браммер, И.Н.Пашук // Импульсная техника, М. «Высшая школа». 1985. 320 с.
5. В.Н.Яковлев // Микроэлектронные генераторы импульсов. К. «Техніка». 1982. 208 с.
6. А.Н.Старостин // Импульсная техника. М. «Высшая школа». 1973. 334 с.

ЗАГАЛЬНИЙ СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРА

1. В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.Я.Жуйков та інші // Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої. К. “Вища школа”. 2004. 365 с.
2. В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.Я.Жуйков та інші // Цифрова схемотехніка. К. “Вища школа”. 2004. 423 с.
3. В.Г.Гусев, Ю.М.Гусев // Электроника. М. «Высшая школа», 1991. 622 с.
4. В.В.Гусев, Л.Г.Зеличенко, К.В.Конев и др. // Основы импульсной и цифровой техники. М. «Сов. радио». 1975. 440 с.
5. Ю.А.Браммер, И.Н.Пащук // Импульсная техника, М. «Высшая школа». 1985. 320 с.
6. В.Н.Яковлев // Микроэлектронные генераторы импульсов. К. «Техніка”. 1982. 208 с.
7. А.Н.Старостин // Импульсная техника. М. «Высшая школа». 1973. 334 с.
8. З.П.Важенина // Импульсные генераторы на транзисторах. Л. «Энергия». 1971. 128 с.
9. К.С.Петров // Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника. М., С.-П. «Питер». 2004. 521 с.