Лабораторна робота № 1

ОСВОЄННЯ МЕТОДІВ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОННИХ СХЕМ В СЕРЕДОВИЩІ ПРОГРАМИ MULTISIM

Мета: ознайомитися з принципами роботи в середовищі програми Multisim, опанувати навички побудови електронних схем та їх дослідження за допомогою віртуальних вимірювальних приладів. Набути навичок дослідження електронних схем в середовищі Multisim. Вивчити властивості RC-схем та їх вплив на спотворення аналогових та імпульсних інформаційних сигналів.

Хід роботи:

1.Дослідження схеми подільника напруги

Резистивний подільник напруги - це електронна схема, призначена для пропорційного зменшення вхідної напруги до потрібного рівня. Вона складається з двох послідовно з'єднаних резисторів, підключених до джерела вхідної напруги. Вихідна напруга знімається з одного з резисторів.

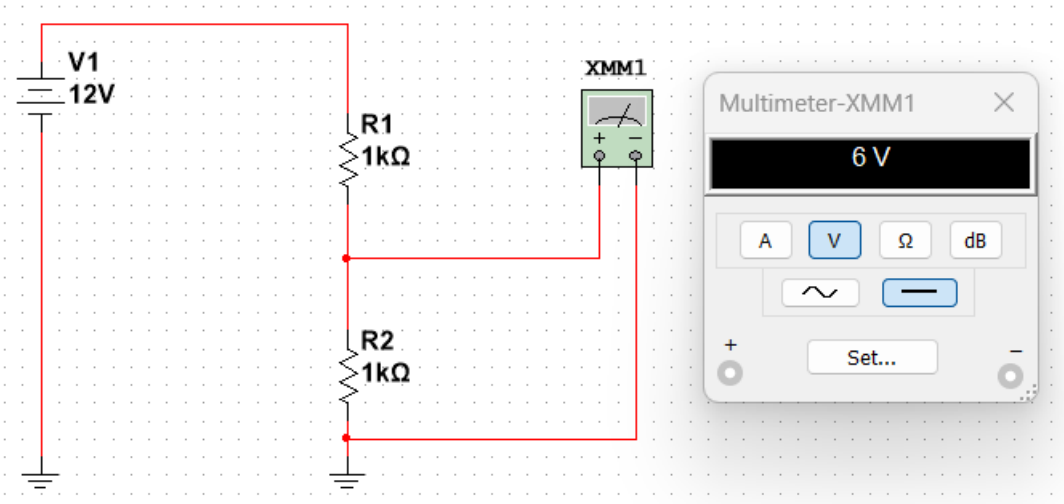


Рис 1.1 Схема подільника напруги

					МІАТ.420 003.003 - ЗЛ1		
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Вернидуб Б. Д.			Звіт з лабораторної роботи	Літ.	Арк. / Акрушів
Перевір.		Воронова Т.С.					1
					Електроніка та мікропроцесорна техніка	ДУ “Житомирська політехніка”, АТ-38	
Н. Контр.							
Затверд.							

Змінюємо значення опору резистора R_1 з кроком 1кОм, отримані значення записуємо в таблицю вихідних напруг.

№	R_1, кОм	R_2, кОм	$U_{вх}$, В	$U_{вих}$, В	$K_{д\ екс}$	$K_{д\ тео}$
1	1	1	12	6	2	2
2	2	1	12	4	3	3
3	3	1	12	3	4	4
4	4	1	12	2,4	5	5
5	5	1	12	2	6	6
6	6	1	12	1,714	7	7
7	7	1	12	1,5	8	8
8	8	1	12	1,33	9,023	9
9	9	1	12	1,2	10	10
10	10	1	12	1,091	10,999	11

Розраховуємо експериментальні коефіцієнти ділення даної схеми при кожному значенні опору R_1 за формулою: $K_{д\ екс} = \frac{U_{вх}}{U_{вих}}$

Розраховуємо теоретичні коефіцієнти ділення даної схеми при кожному значенні опору R_1 за формулою: $K_{д\ тео} = \frac{R_1+R_2}{R_2}$

Отримані експериментальні дані повністю підтверджують теоретичні розрахунки. Коефіцієнт ділення напруги залежить виключно від співвідношення опорів резисторів і не залежить від абсолютної величини вхідної напруги.

Резистивний подільник дозволяє пропорційно та прогнозовано зменшувати рівень сигналу чи напруги живлення до заданого значення.

2. Дослідження диференціюючої RC-схеми.

Диференціююча RC-схема (фільтр верхніх частот, ФВЧ) - це електричне коло, у якому вхідний сигнал подається через послідовно включений конденсатор, а вихідна напруга знімається з резистора, підключеного паралельно виходу на спільну шину землі.

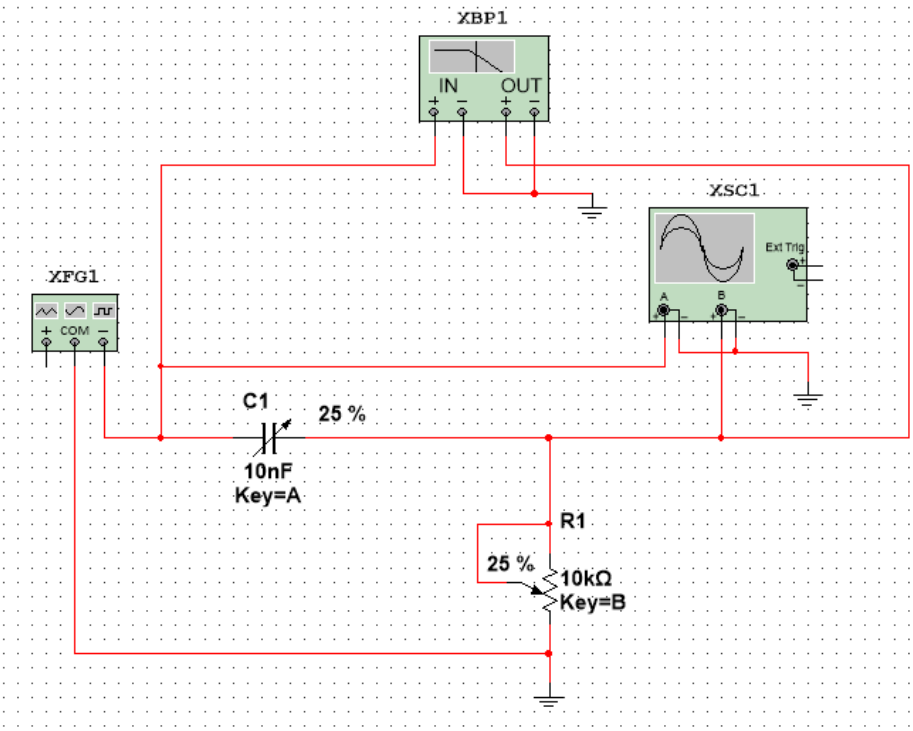


Рис 1.2 Схема дослідження диференціюючої RC-схеми

Встановлюємо у функціональному генераторі режим генерації гармонічних сигналів та наступні параметри сигналу: частота 10 кГц, амплітуда 10 В.

Досліджуємо частотні характеристики диференціальної схеми за допомогою вимірювача АЧХ та ФЧХ (Bode Plotter). У відповідних віконцях встановлюємо: мінімальне послаблення вихідного сигналу = 0 дБ (максимальний коефіцієнт передачі), максимальне послаблення = −40 дБ (мінімальний коефіцієнт передачі), максимальна частота = 5 МГц, мінімальна частота = 100Гц .

Моделюємо та за допомогою візирної лінійки визначаємо нижню граничну частоту н диференційної RC-схеми (частоту, на якій коефіцієнт передачі зменшується до 3 дБ).

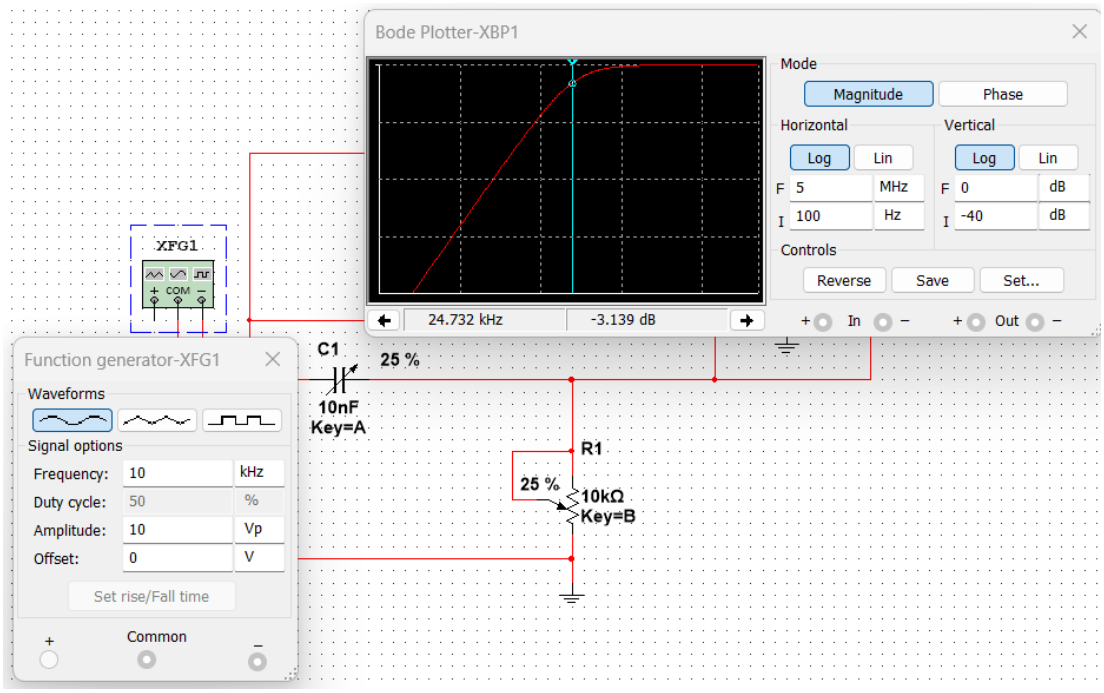


Рис 1.3 АЧХ диференціюючої RC-схеми при значенні параметрів 25 %

Переводимо Bode Plotter в режим дослідження ФЧХ. На передній панелі натискаємо кнопку «Phase» та виставляємо значення параметрів:

$$F = 135°, I = -45°.$$

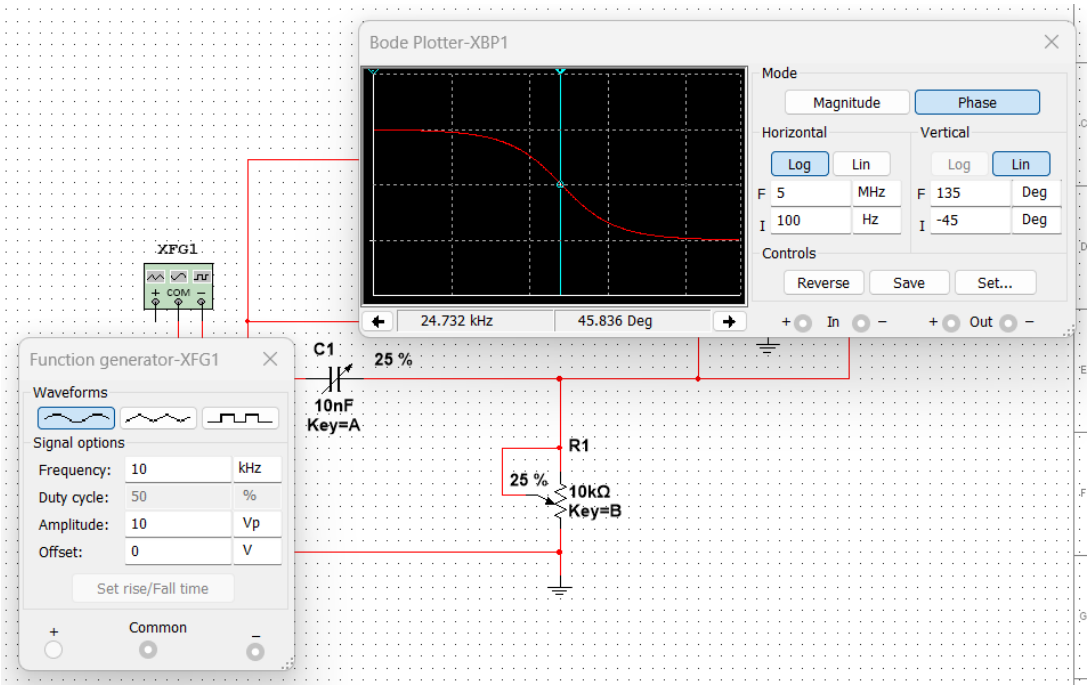


Рис 1.4 ФЧХ диференціюючої RC-схеми при значенні параметрів 25 %

Повторюємо експерименти при одночасному збільшенні опору потенціометра і ємності конденсатора до 50%, а потім до 75% від номінального значення.

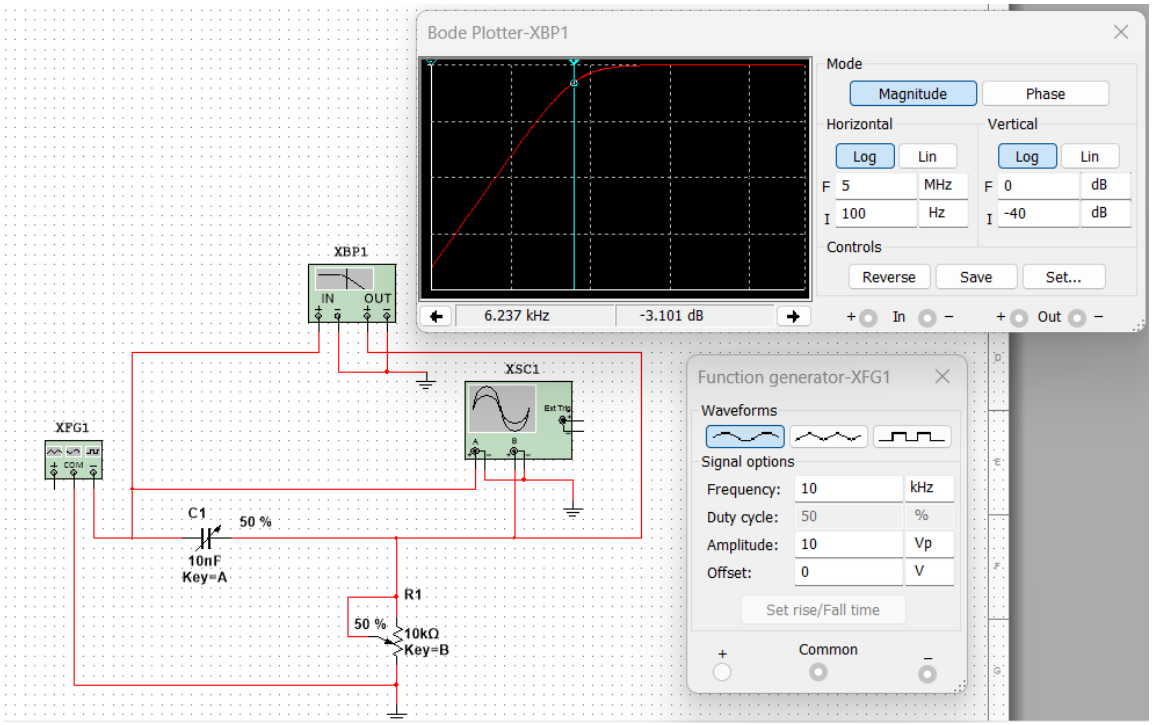


Рис 1.5 АЧХ диференціюючої RC-схеми при значенні параметрів 50 %

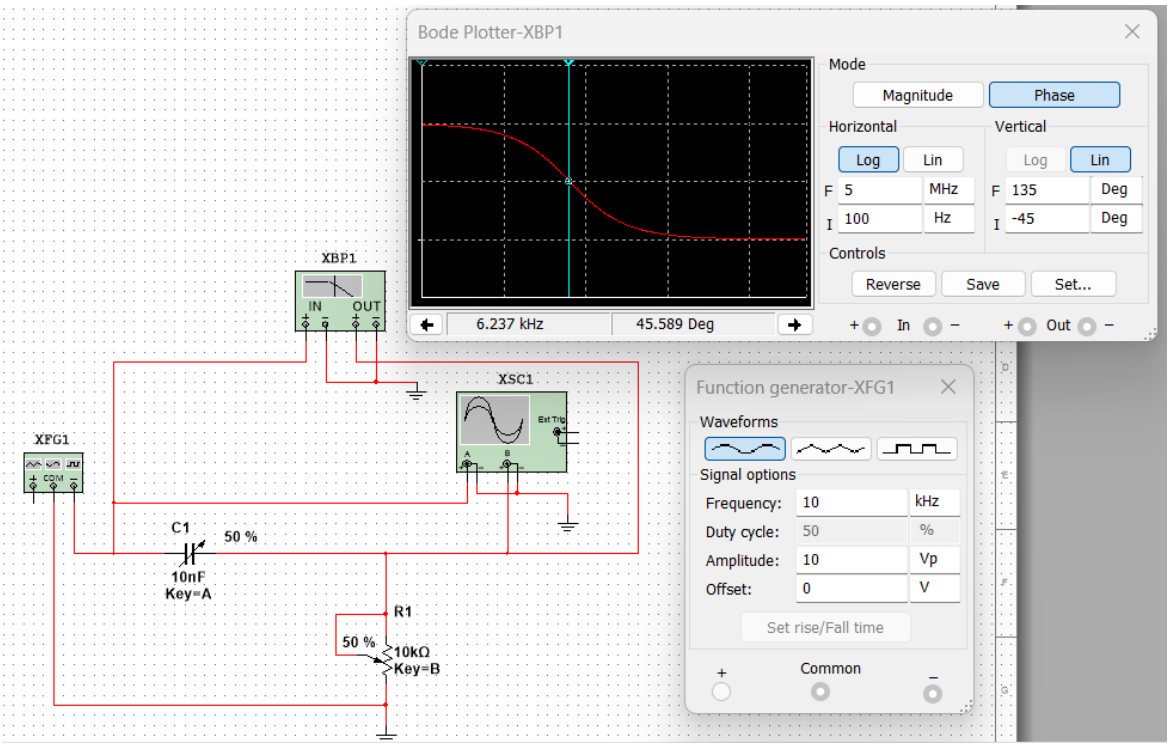


Рис 1.6 ФЧХ диференціюючої RC-схеми при значенні параметрів 50 %

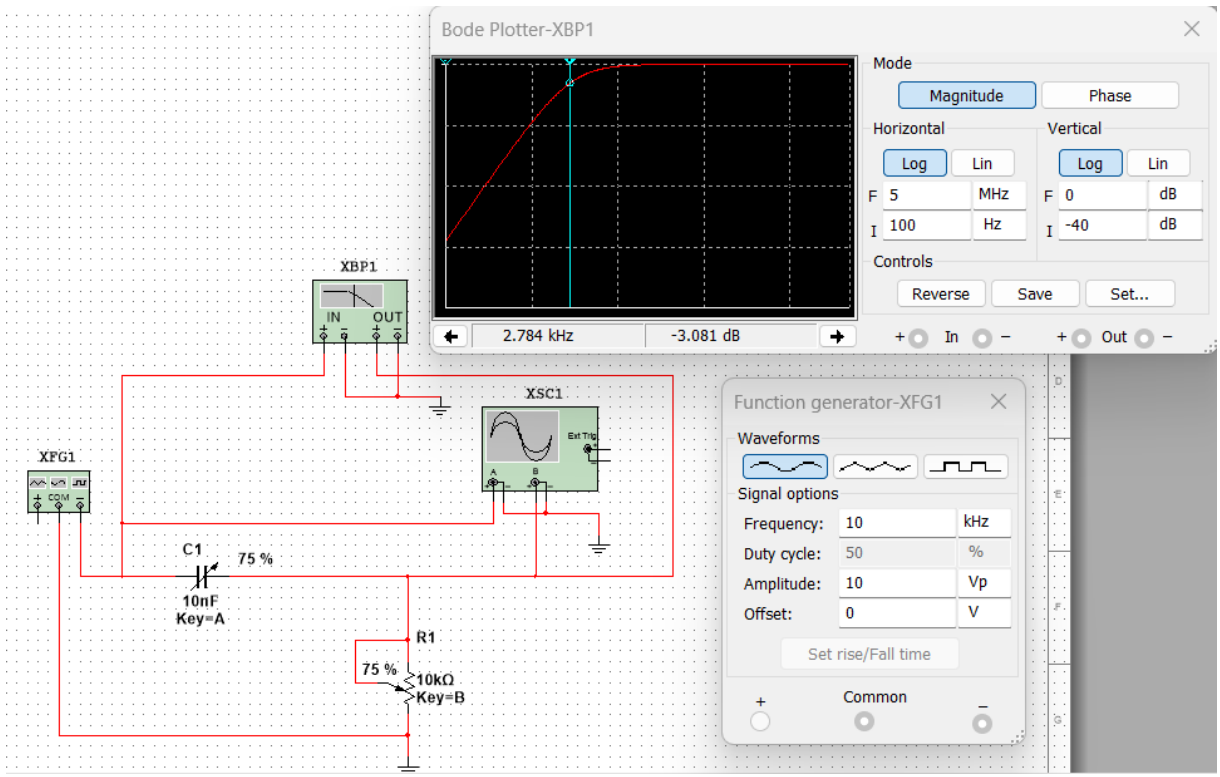


Рис 1.7 АЧХ диференціюючої RC-схеми при значенні параметрів 75 %

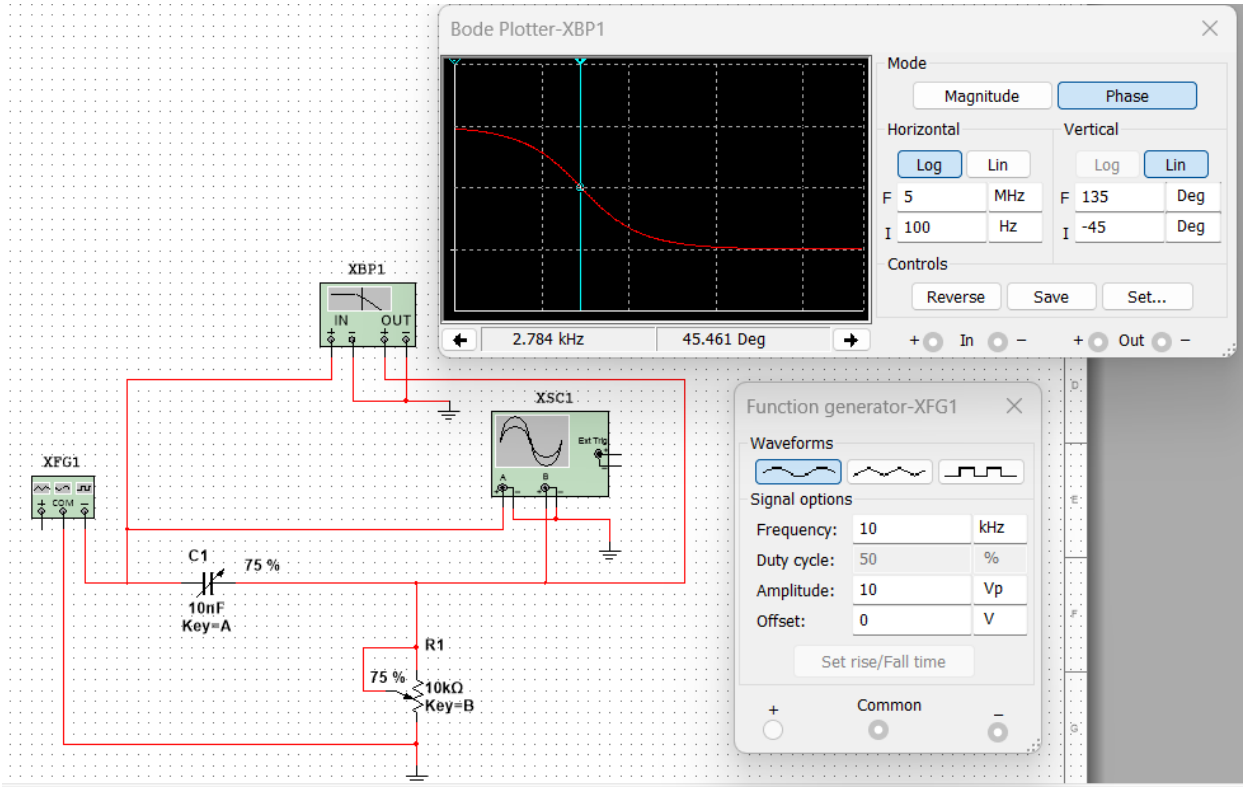


Рис 1.8 ФЧХ диференціюючої RC-схеми при значенні параметрів 75 %

З отриманих амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) видно, що диференціююча RC-схема працює як фільтр верхніх часто. Вона вільно пропускає високочастотні сигнали без послаблення, а на низьких частотах коефіцієнт передачі зменшується.

Одночасне збільшення опору та ємності від 25\% до 75\% від номінального значення призводить до того, що нижня гранична частоти (на рівні -3 дБ) монотонно зменшується з 24 кГц до 2,78 кГц. Це розширює смугу пропускання фільтра в бік низьких частот.

На низьких частотах вихідний сигнал випереджає вхідний за фазою майже на 90°. Зі зростанням частоти зсув фаз зменшується і на граничній частоті для всіх трьох експериментів становить близько 45°. На високих частотах фазовий зсув наближається до 0°.

Досліджуємо диференціюючу RC-схему в часовій області. Встановлюємо такі параметри імпульсів генератора: частота 10 кГц (період 100 мкс), заповнення (Duty cycle) 50% (тривалість імпульсів 50 мкс), амплітуда 10 В.

Налаштовуємо режим осцилографа:

- тривалість розгортки (Time base) 20 мкс/поділка;
- тип функціональної залежності Y/ T;
- чутливість каналу «А» – 20 В/поділка;
- зміщення по вертикалі осцилограми сигналу каналу «А» 2 под;
- тип входу каналу А «DC» (закритий вхід, за змінним струмом);
- чутливість каналу «В» – 10 В/под.;
- зміщення по вертикалі осцилограми сигналу каналу «В» – 1.2 под.;
- Режим синхронізації – запуск вхідними сигналами, тобто сигналами каналу «А».

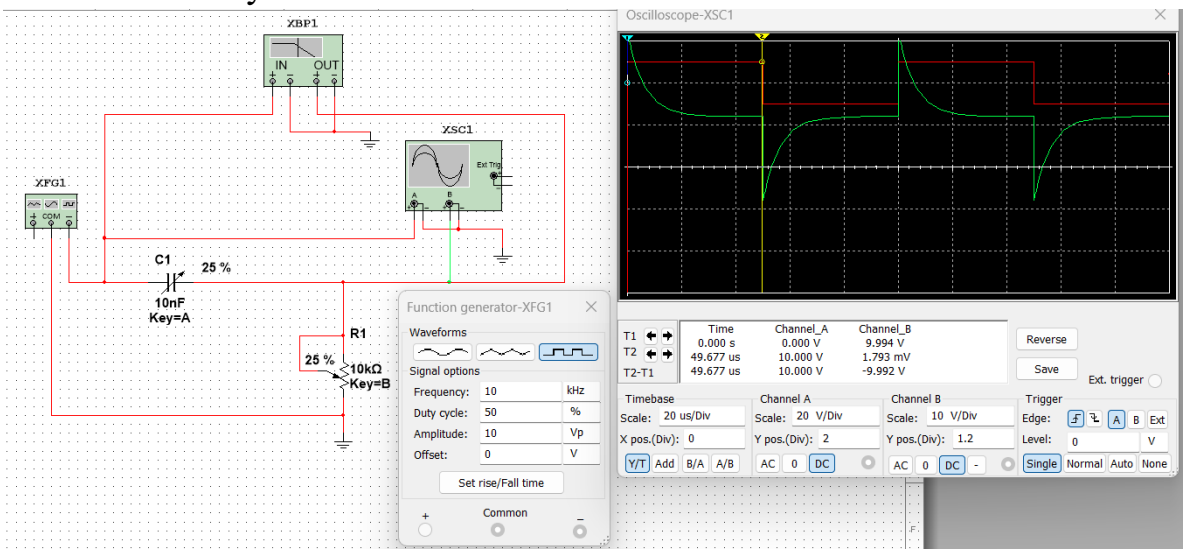


Рис 1.9 Осцилограма вхідних та вихідних при значенні параметрів 25 %

Повторюємо експерименти при одночасному збільшенні опору потенціометра та ємності конденсатора до 50%, а потім до 75% від номінального значення.

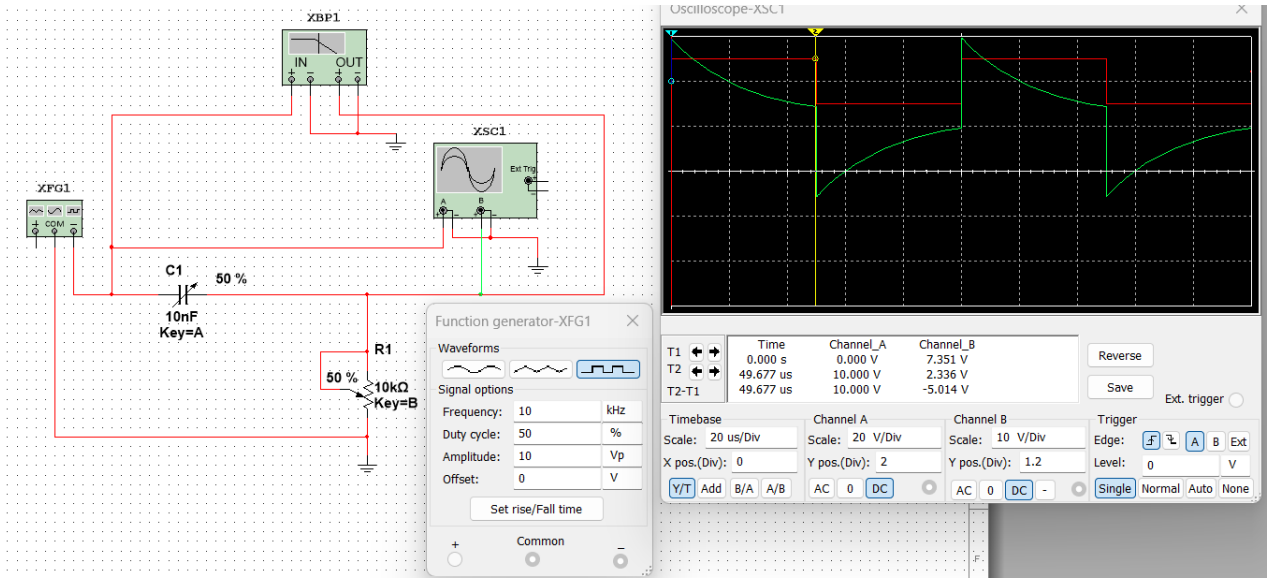


Рис 1.10 Осцилограма вхідних та вихідних при значенні параметрів 50 %

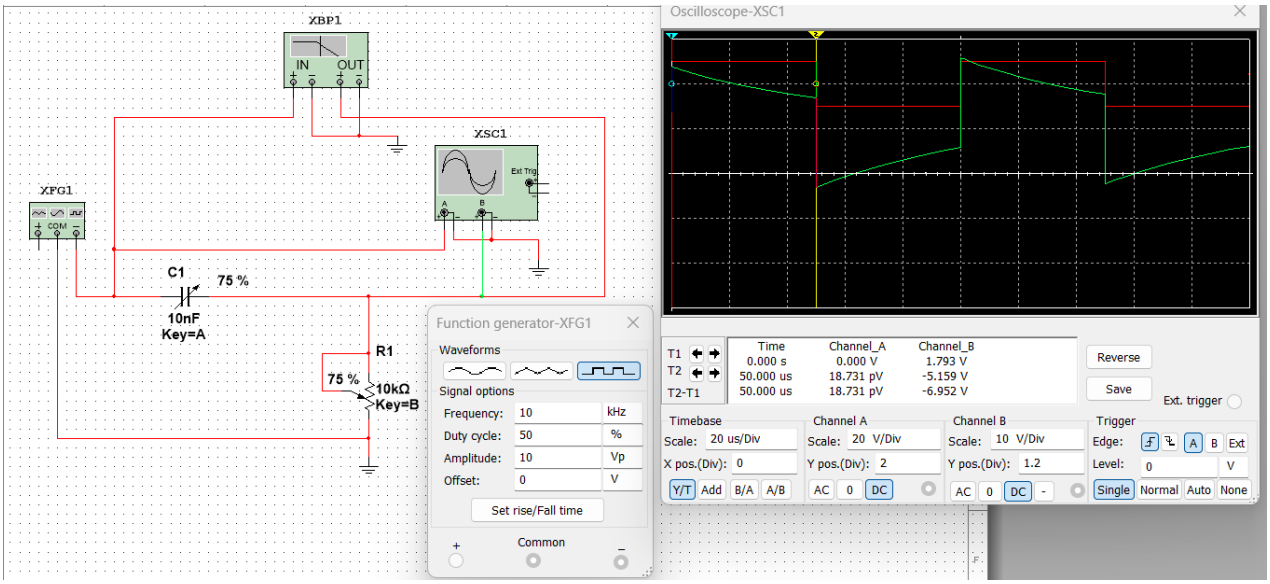


Рис 1.11 Осцилограма вхідних та вихідних при значенні параметрів 75 %

У момент стрибка вхідної напруги розряджений конденсатор чинить нульовий опір, тому вихідна напруга на резисторі стрибком досягає амплітудного значення вхідного сигналу. Далі відбудеться експоненційне зарядження конденсатора, через що струм у колі та вихідна напруга зменшуються до нуля.

3. Дослідження інтегруючої RC–схеми.

Інтегруюча RC-схема (ФНЧ) - це електричне коло, у якому вхідний сигнал подається через послідовно підключений резистор R, а вихідна напруга знімається з паралельно включеного на спільну шину землі конденсатора С.

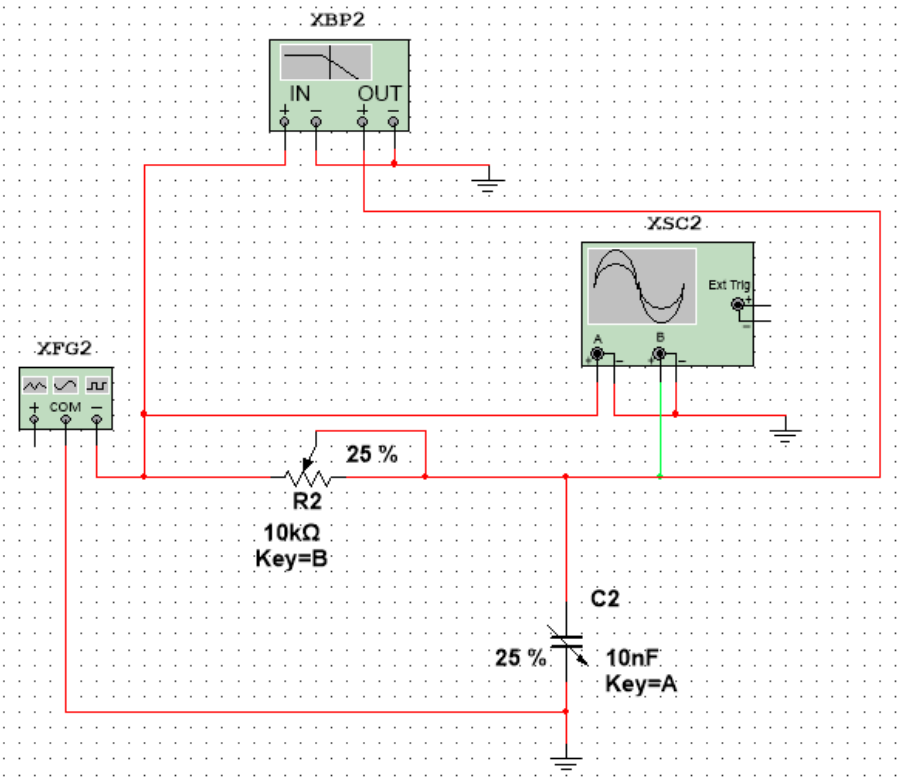


Рис 1.12 Схема дослідження інтегруючої RC- схеми

Переводимо генератор в режим формування гармонічного сигналу. Виставляємо амплітуду 10 В. Проводимо дослідження АЧХ та ФЧХ інтегруючої RC– схеми для значень R і C (25, 50 та 100%).

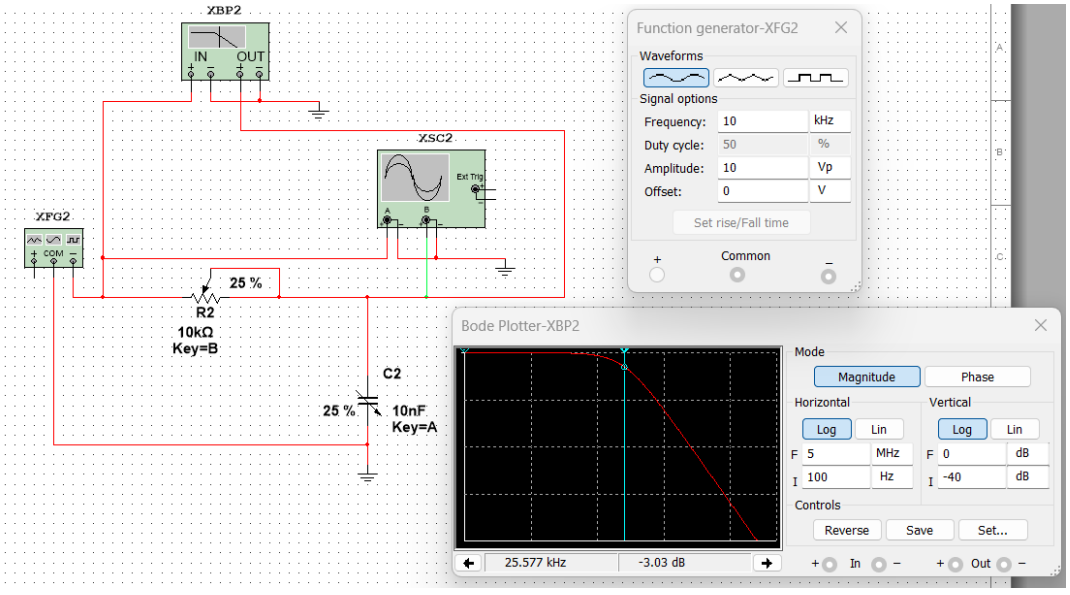


Рис 1.13 АЧХ інтегруючої RC-схеми при значенні параметрів 25 %

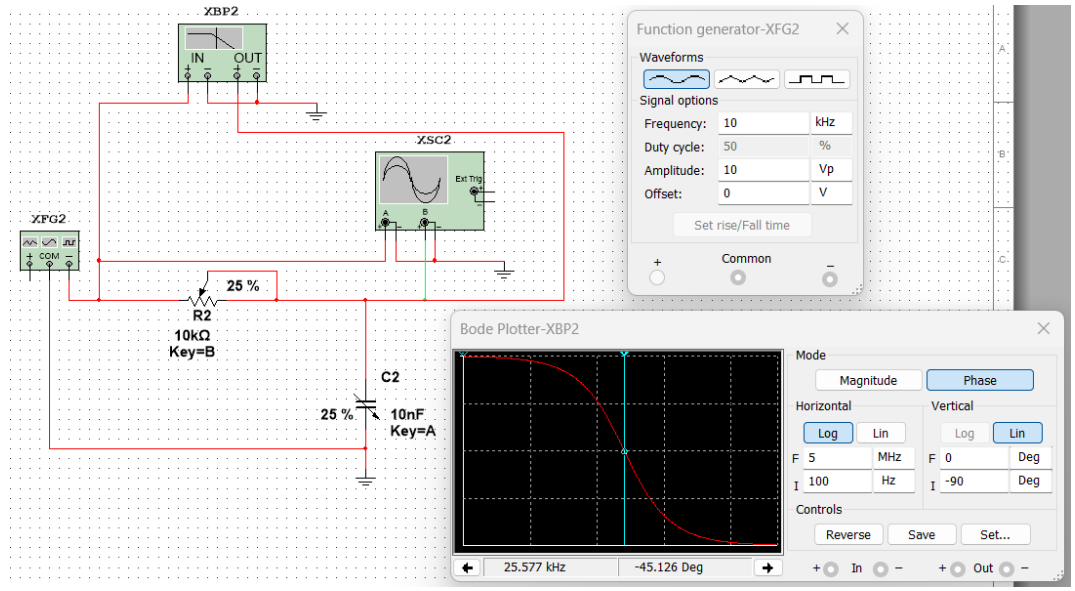


Рис 1.14 ФЧХ інтегруючої RC-схеми при значенні параметрів 25 %

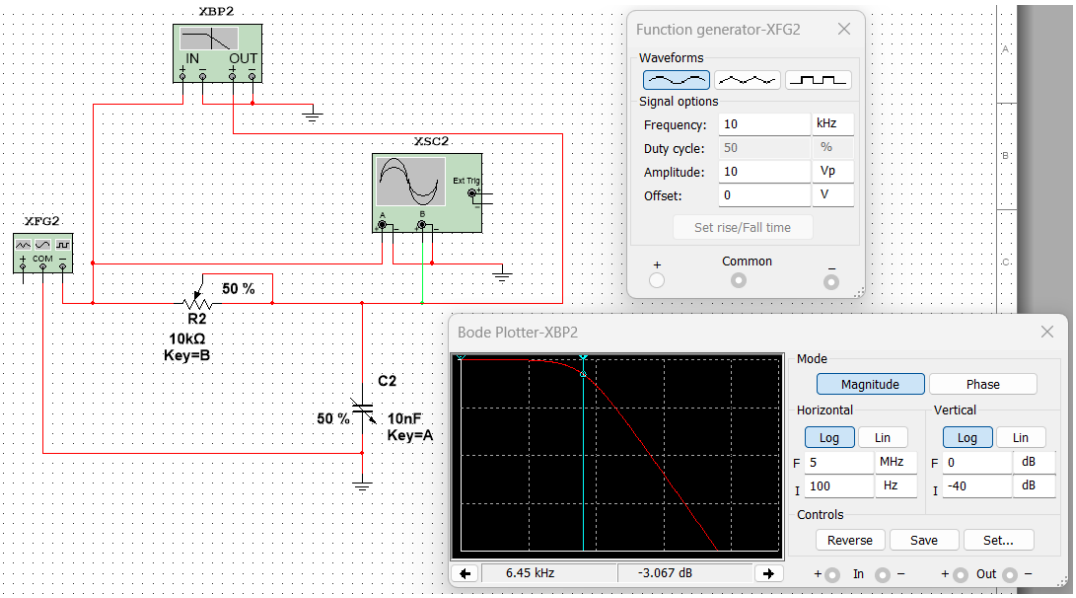


Рис 1.15 АЧХ інтегруючої RC-схеми при значенні параметрів 50 %

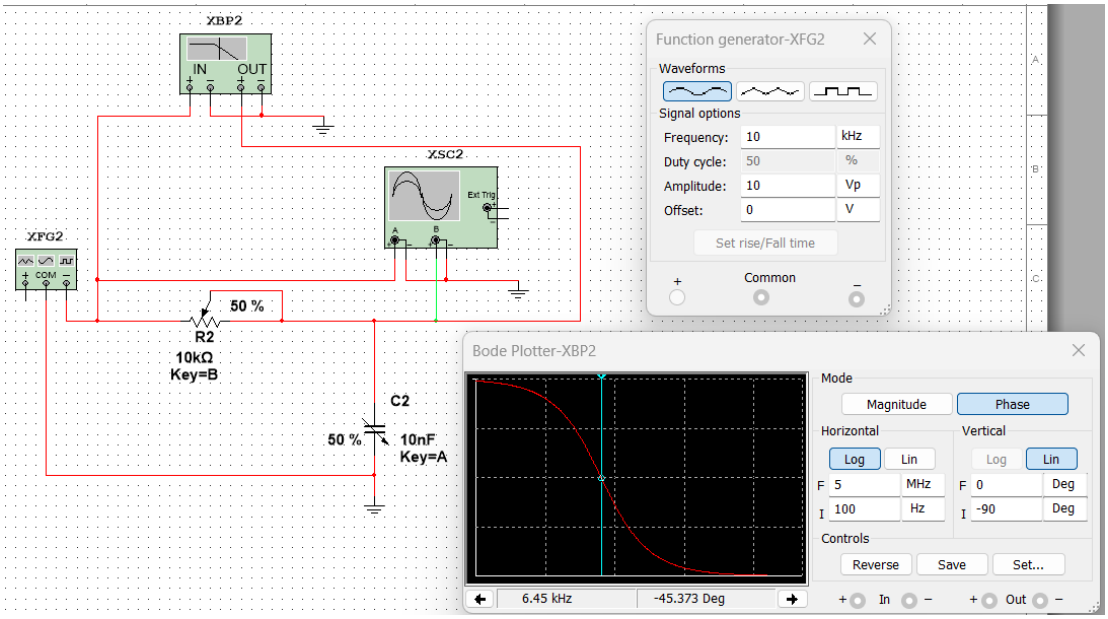


Рис 1.16 ФЧХ інтегруючої RC-схеми при значенні параметрів 50 %

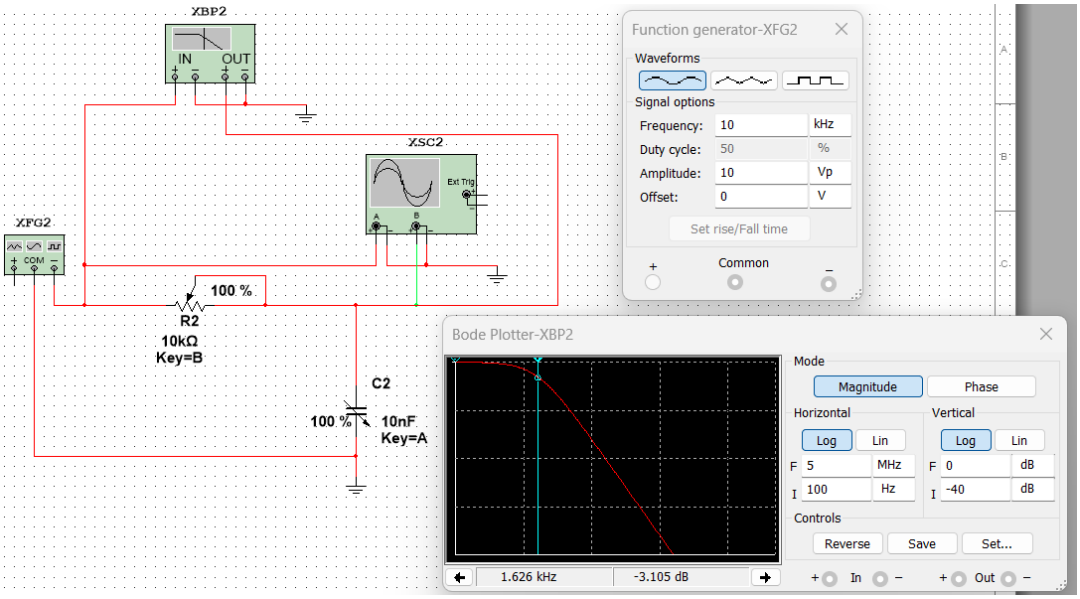


Рис 1.17 АЧХ інтегруючої RC-схеми при значенні параметрів 100 %

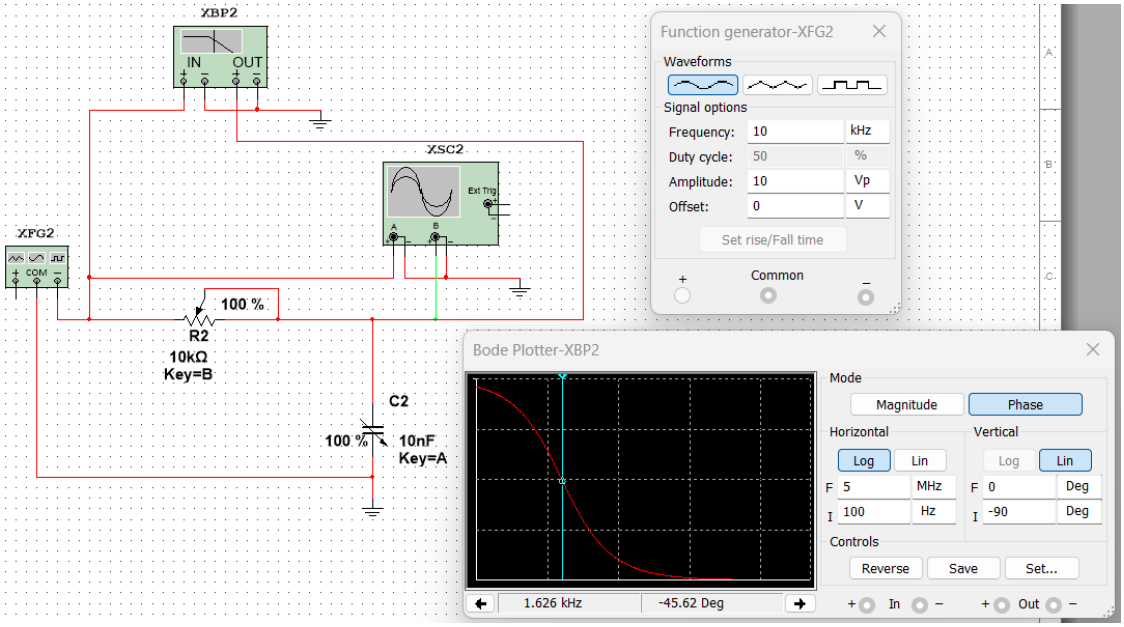


Рис 1.18 ФЧХ інтегруючої RC-схеми при значенні параметрів 100 %

З графіків видно, що інтегруюча RC-схема працює як фільтр нижніх частот. На низьких частотах коефіцієнт передачі схеми є максимальним, а зі зростанням частоти сигналів спостерігається спад амплітуди.

При збільшенні опору та ємності від 25% до 100% від номінальних значень верхня гранична монотонно зменшується від 25,577 кГц до 1,626 кГц. Це звужує смугу пропускання схеми.

На низьких частотах фазовий зсув наближається до 0°. На граничних частотах для всіх трьох параметрів виміряний зсув фази становить 45°, що вказує на те, що вихідний сигнал відстає за фазою від вхідного. На високих частотах зсув фази прямує до 90°.

Дослідимо перехідні процеси в інтегруючій RC–схемі. Переводимо функціональний генератор в режим формування прямокутних імпульсів, виставляємо наступні параметри імпульсів: частота 10 кГц, відсотки заповнення 50% (тобто тривалість імпульсів 5 мкс), амплітуда 10 В.

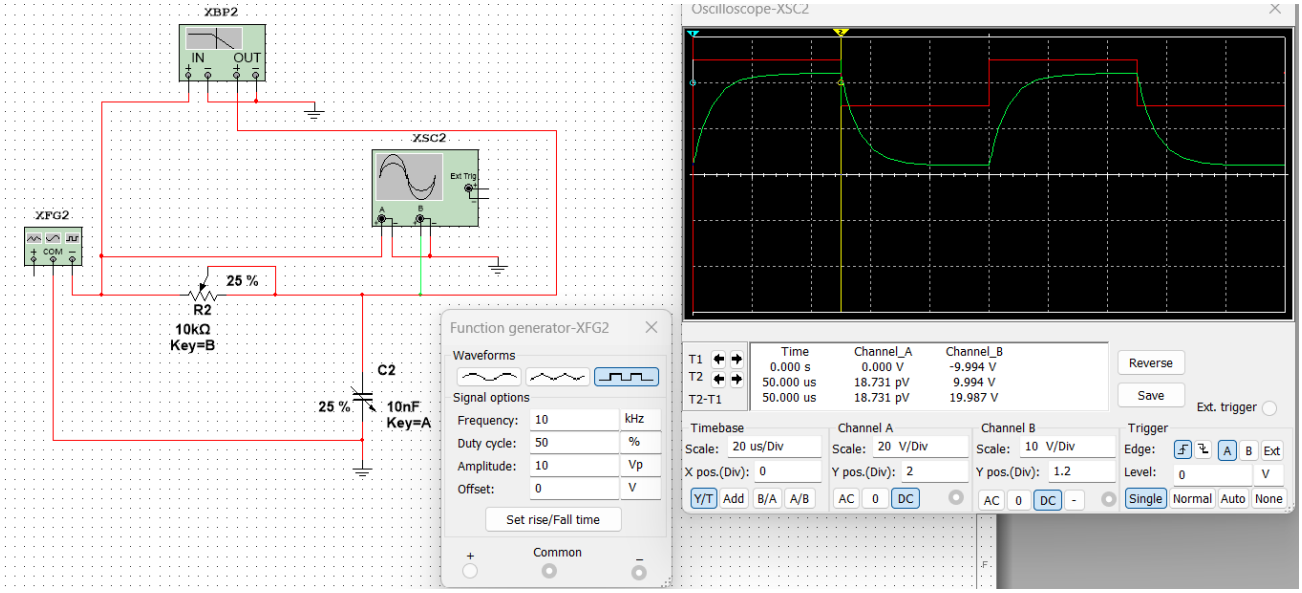


Рис 1.19 Осцилограма вхідних та вихідних сигналів при значенні 25 %

Повторюємо експерименти ще для двох значень опору потенціометра та ємностей конденсатора – 50% та 100% номінального значення.

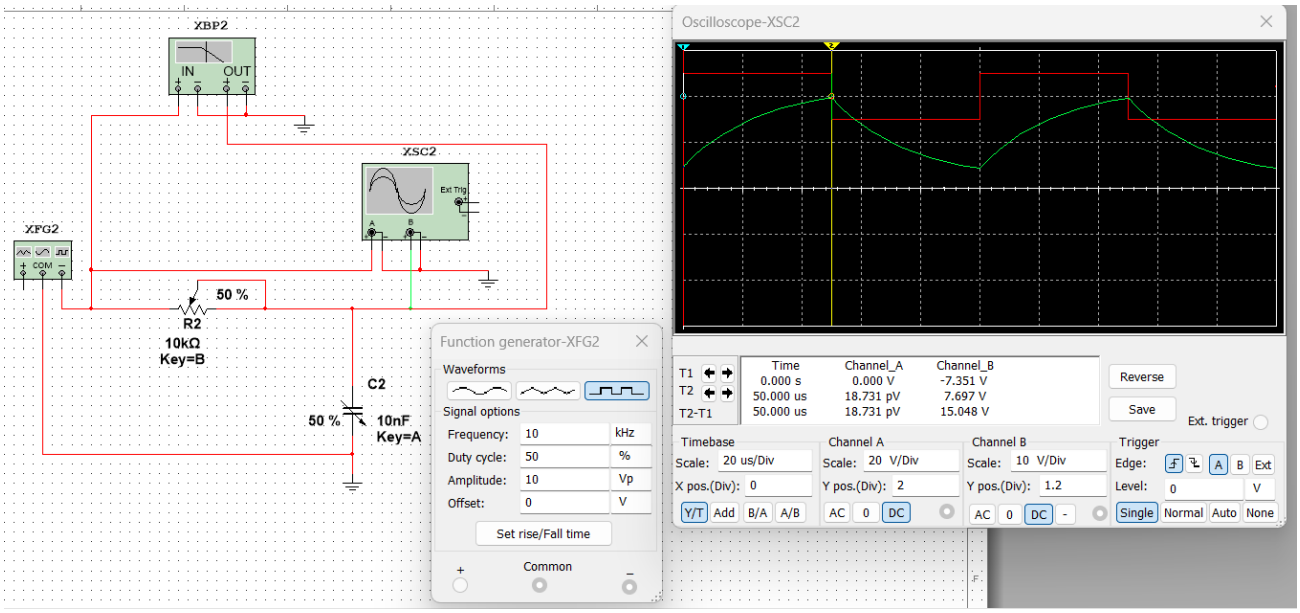


Рис 1.20 Осцилограма вхідних та вихідних сигналів при значенні 50 %

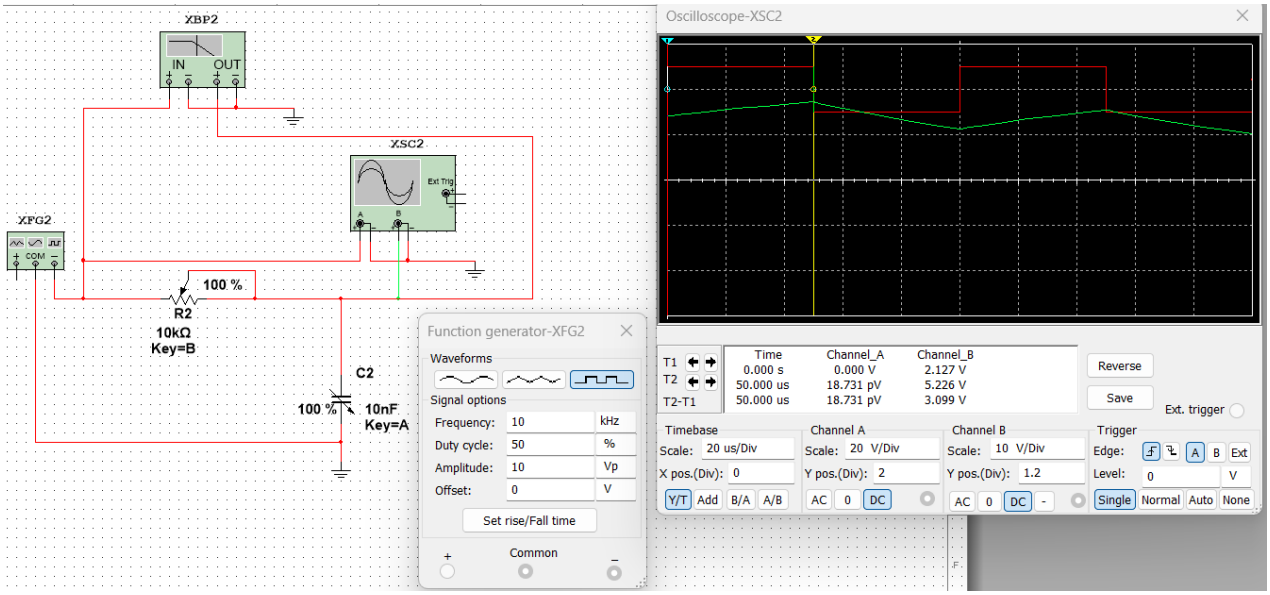


Рис 1.21 Осцилограма вхідних та вихідних сигналів при значенні 100 %

Вихідна напруга інтегруючої схеми знімається з конденсатора, який не може зарядитися миттєво. У момент зміни вхідного сигналу починається експоненційний процес заряду (розряду) конденсатора через резистор.

Режим передачі сигналу при 25%: конденсатор встигає практично повністю зарядитися до амплітудного значення на початку дії імпульсу. Розмах напруги сягає 19,987 В. Вихідний сигнал зберігає прямокутну форму лише з незначним закругленням переднього та заднього фронтів.

Режим передачі сигналу при 50%: конденсатор не встигає повністю зарядитися до рівня вхідної амплітуди (амплітуда виходу досягає 7,697 В, розмах - 15,048 В). Форма вихідного сигналу стає виражено експоненційною.

Режим передачі сигналу при 100%: експоненціальна крива заряду (розряду) на початковій ділянці стає практично лінійною. Схема перетворює вхідний прямокутний сигнал трикутний. При цьому амплітуда вихідного сигналу істотно зменшується, розмах становить лише 3,099 В.

4. Дослідження подвійного Т-подібного мосту.

Подвійний Т-подібний міст - це пасивна електрична RC-схема, яка виконує функцію режекторного (загороджувального) фільтра. Головне її призначення - повністю пригнічувати сигнал однієї конкретної частоти, вільно пропускаючи при цьому як нижчі, так і вищі частоти.

№ варіант	R, кОм	C, нФ	F_1, кГц	F_2, кГц
3	11	7,5	0,3	30

$R_1 = R_2 = R = 11$ кОм

$R_3 = \frac{R_2}{2} = 5{,}5$ кОм

$R_4 = 10R = 110$ кОм

$C_1 = C_2 = C = 7{,}5$ нФ

$C_3 = 2C = 15$ нФ

$$F_3 = f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2 \times \pi \times 11000 \times 7{,}5 \times 10^{-9}} \approx 1929 \text{ Гц}$$

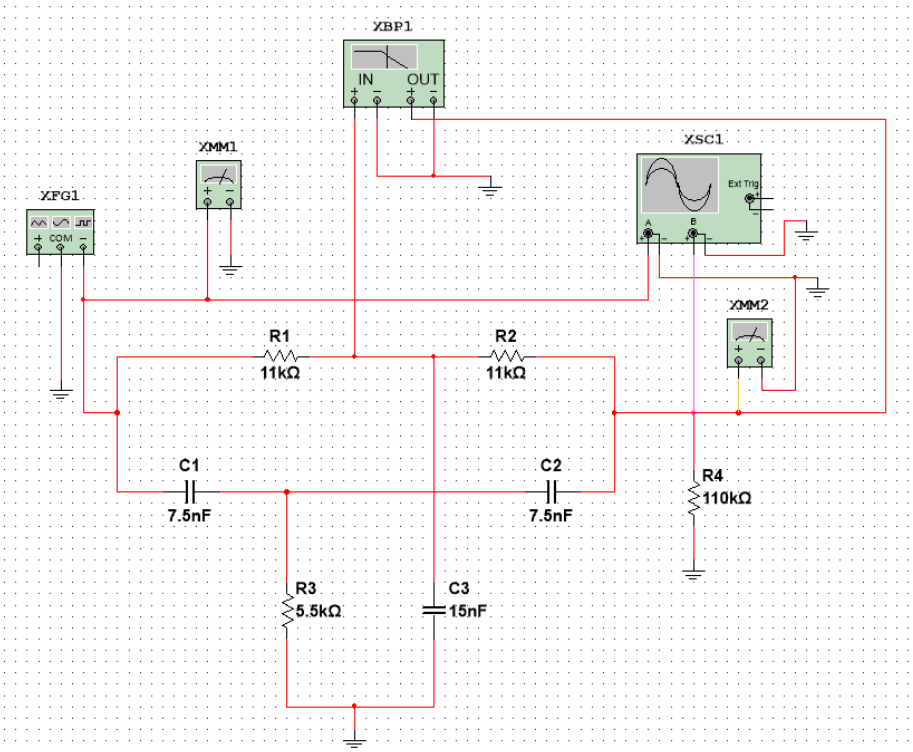


Рис 1.22 Схема подвійного Т-подібного мосту

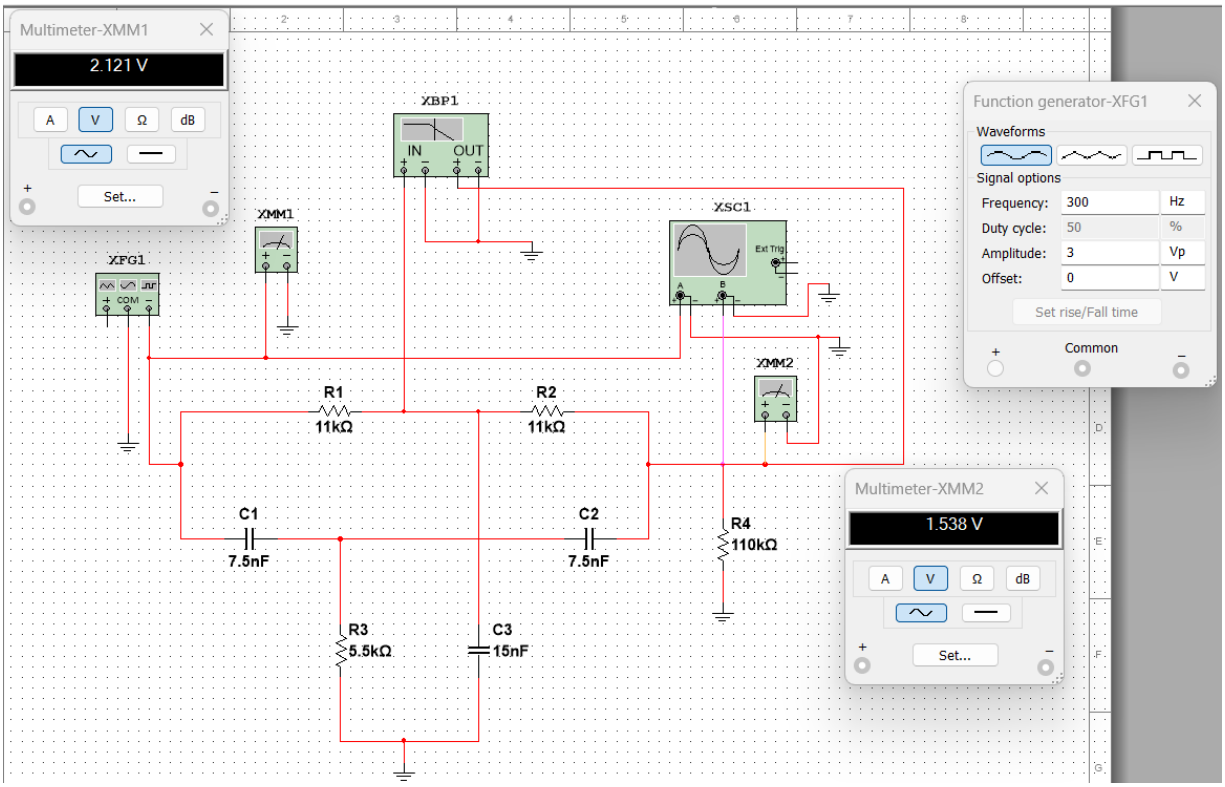


Рис 1.23 Покази вольтметрів на вході та виході схеми при частоті $F_1 = 300$ Гц

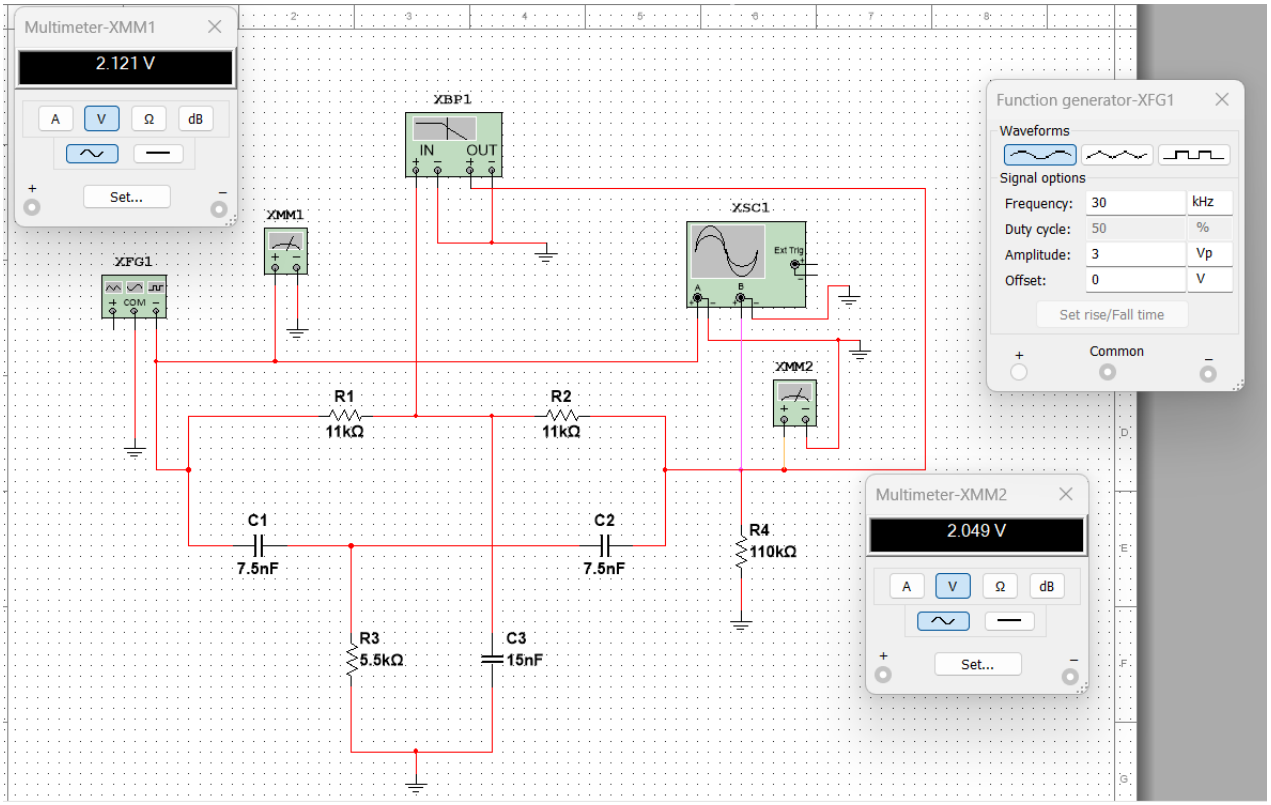


Рис 1.24 Покази вольтметрів на вході та виході схеми при частоті $F_2 = 30$ кГц

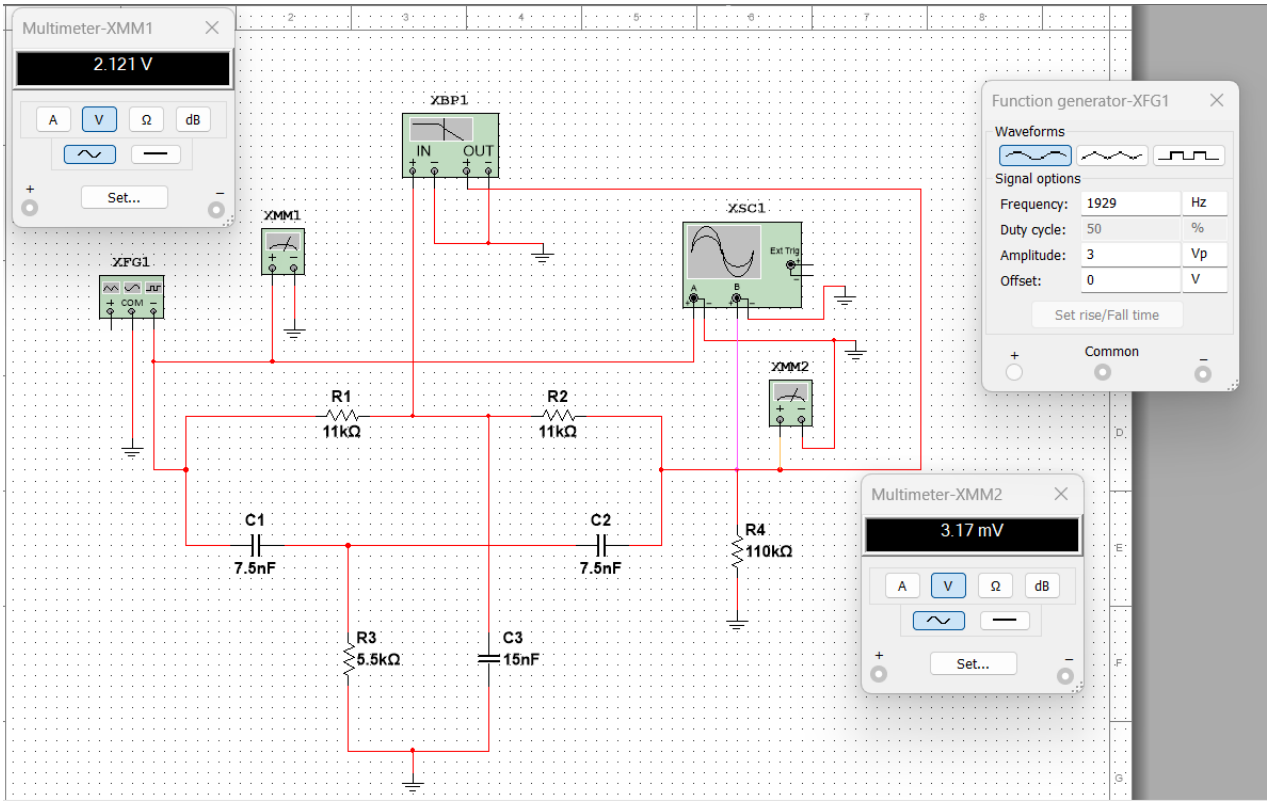


Рис 1.25 Покази вольтметрів на вході та виході схеми при частоті $F_3 = f_0 = 1929$ Гц

Для дослідження частотних властивостей функціональний генератор XFG1 було переведено в режим формування гармонічного сигналу з амплітудою 3 В. Вимірювання проводились на трьох частотах: $F_1 = 300$ Гц, $F_2 = 30$ кГц, та $F_3 = f_0 = 1929$ Гц. Вхідна напруга $U_{вх}$ вимірювалась мультиметром XMM1, вихідна напруга Uвих мультиметром XMM2. Мультиметри працювали в режимі вимірювання діючого значення змінної напруги, тому при амплітуді 3 В діюче значення вхідної напруги становить

$$V_{\text{дію}} = \frac{3}{\sqrt{2}} = 2{,}12 \text{ В}$$

4.1 Визначаємо коефіцієнти передачі мосту (відношення вихідної напруги до вхідної) на цих частотах:

$$К = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}$$

Таблиця 1.1 Коефіцієнти передачі мосту

Частота	$U_{вх}$, В	$U_{вих}$, В	К
$F_1 = 300$ Гц	2,121	1,538	0,725
$F_2 = 30$ кГц	2,121	2,049	0,966
$F_3 = f_0 = 1929$ Гц	2,121	0,003	0,0014

$$К_1 = \frac{1,538}{2,121} = 0,725$$

$$К_2 = \frac{2,049}{2,121} = 0,966$$

$$К_3 = \frac{0,003}{2,121} = 0,0014$$

На низькій частоті F_1 напруга на виході становить 1,538 В, а на високій частоті F_2 вихідний сигнал передається майже без затухання 2,049 В. Це демонструє, що міст вільно пропускає частоти, віддалені від точки квазірезонансу.

На квазірезонансній частоті F_3 вихідна напруга схематично знижується практично до нуля 0,0014 В при діючому значенні вхідного сигналу 2,121 В. Це підтверджує, що схема повністю глушить сигнал на розрахованій квазірезонансній частоті.

4.2 Визначимо значення струмів у всіх ланцюгах, напруги на всіх елементах при двох зазначених частотах вхідного сигналу, а також на частоті квазірезонансу. При вимірюванні струмів і напруг використаємо як амперметри і вольтметри, так і мультиметр.

Таблиця 1.2 Діючі значення струмів на елементах моста

Елемент	I, mA ($F1$= 300 Гц)	I, mA ($F2$=30 кГц)	I, mA ($F3$=1929 Гц)
R_1	0,099	0,192	0,152
R_2	0,095	0,006	0,068
R_3	0,030	0,192	0,137
C_1	0,029	1,151	0,153
C_2	0,002	1,496	0,068
C_3	0,029	0,189	0,137

Таблиця 1.3 Діючі значення напруг на елементах моста

Елемент	U, В ($F1$= 300 Гц)	U, В ($F2$=30 кГц)	U, В ($F3$=1929 Гц)
R_1	1,098	2,118	1,679
R_2	1,048	0,067	0,751
R_3	0,164	1,058	0,751
C_1	2,102	1,067	1,677
C_2	0,163	1,058	0,751
C_3	1,048	0,067	0,749

При частоті $F_1 = 300$ Гц, опір конденсаторів є великим, тому струм протікає переважно через резистивну ланку R_1 ,R_2 (I = 0,099 мА). Більша частина напруги падає на вхідному конденсаторі C_1 (V=2,102 В), а вихідний резистор R_2 отримує напругу 1,048 В, передаючи сигнал на вихід.

При частоті $F_2 = 30$ кГц, опір ємностей падає до сотень ом. Напруга на конденсаторах знижується, а основними елементами падіння напруги стають резистори R_1 (2,118 В) та R_3 (1,058 В), що забезпечує вільне проходження високочастотного сигналу на вихід.

При частоті $F_3 = 1929$ Гц, реактивні опори конденсаторів дорівнюють активним опорам резисторів (X_{C1} = R_1 = 11 кОм; X_{C3} = R_3 = 5,5 кОм). Це забезпечує симетричний розподіл напруг у плечах моста. Сигнали резистивної та ємнісної гілок передаються на вихід у протифазі, що викликає їх повну взаємну компенсацію та забезпечує глибину режекції сигналу.

4.3 Визначаємо періоди та зсуви фаз між вхідним і вихідним сигналом на трьох частотах, вказаних в табл 1.1.

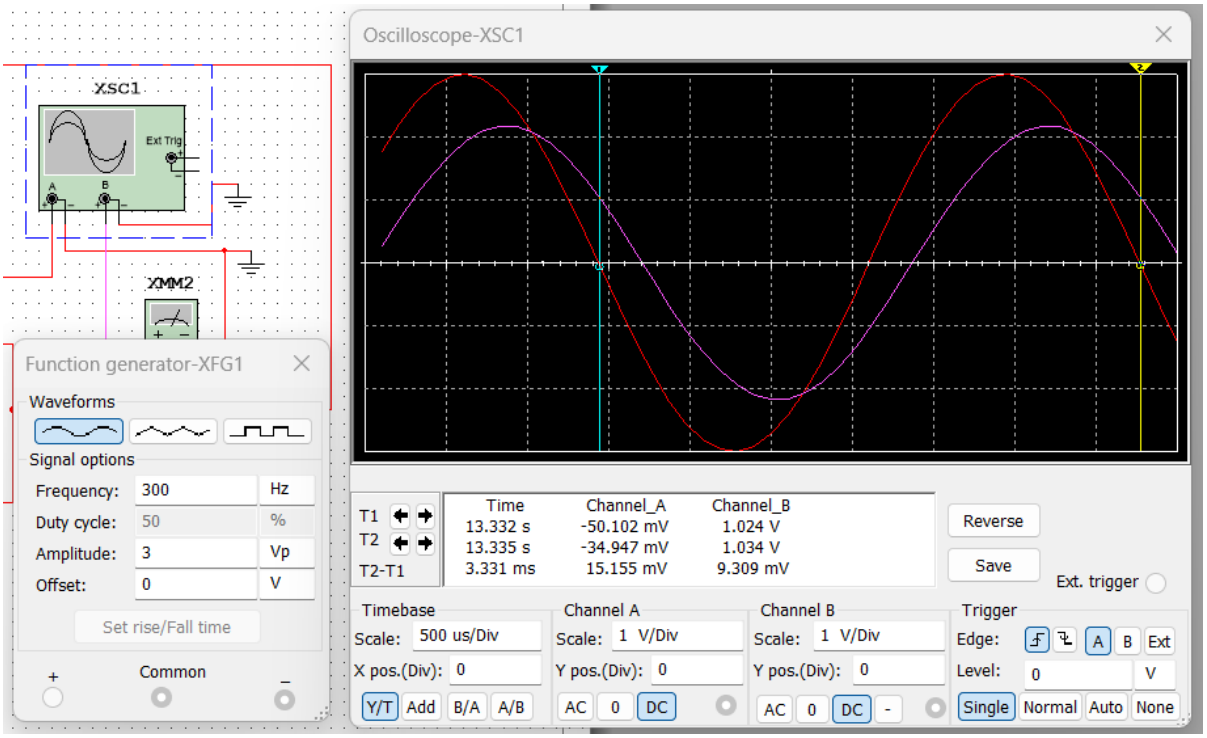


Рис. 1.26 Осцилограма вхідного та вихідного сигналів подвійного Т-подібного моста на частоті F_1 = 300 Гц (вимірювання періоду Т)

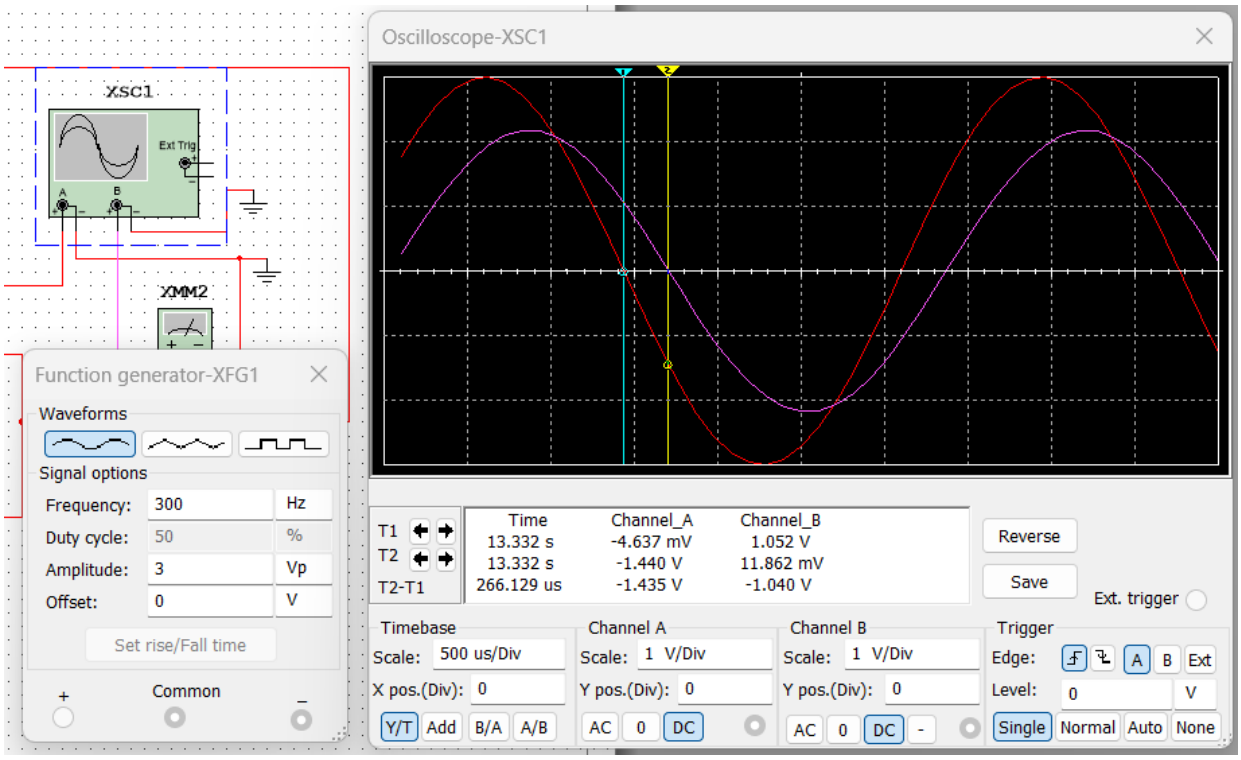


Рис. 1.27 Осцилограма вхідного та вихідного сигналів подвійного Т-подібного моста на частоті F_1 = 300 Гц (вимірювання часового зсуву ΔТ)

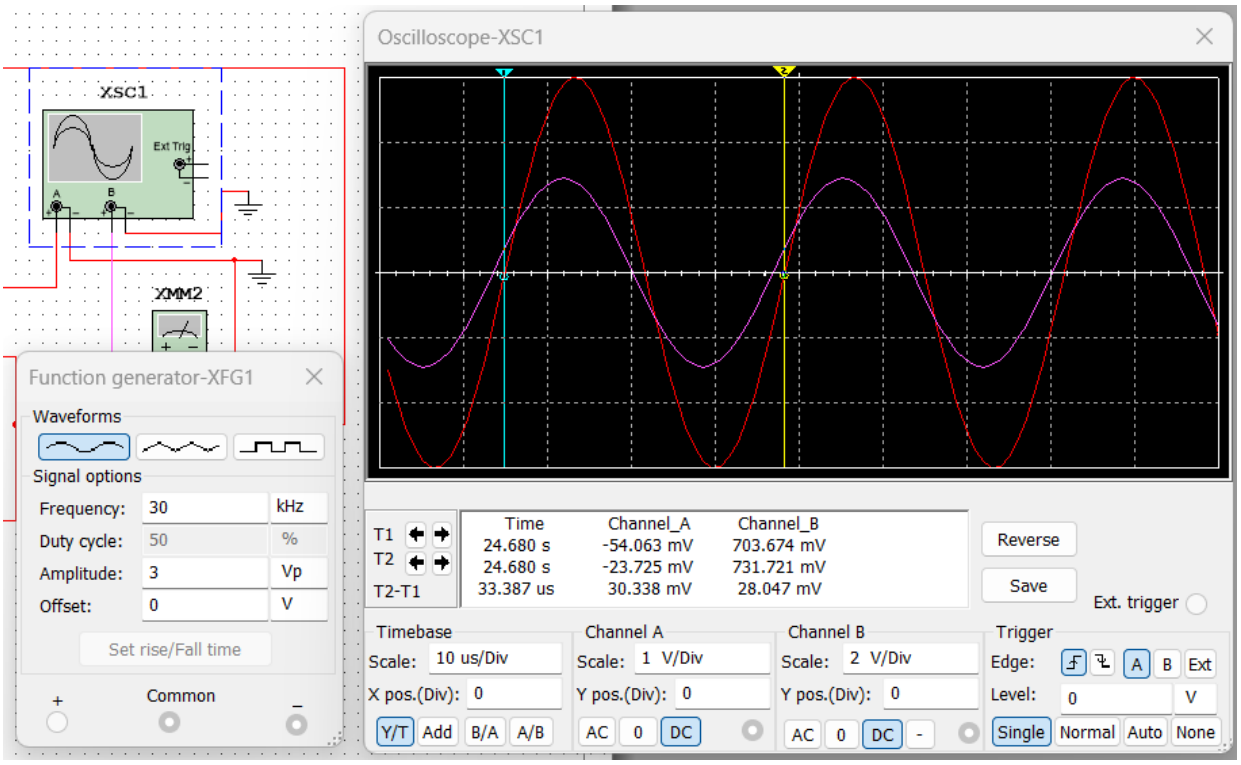


Рис. 1.28 Осцилограма вхідного та вихідного сигналів подвійного Т-подібного моста на частоті F_2 = 30 кГц (вимірювання періоду Т)

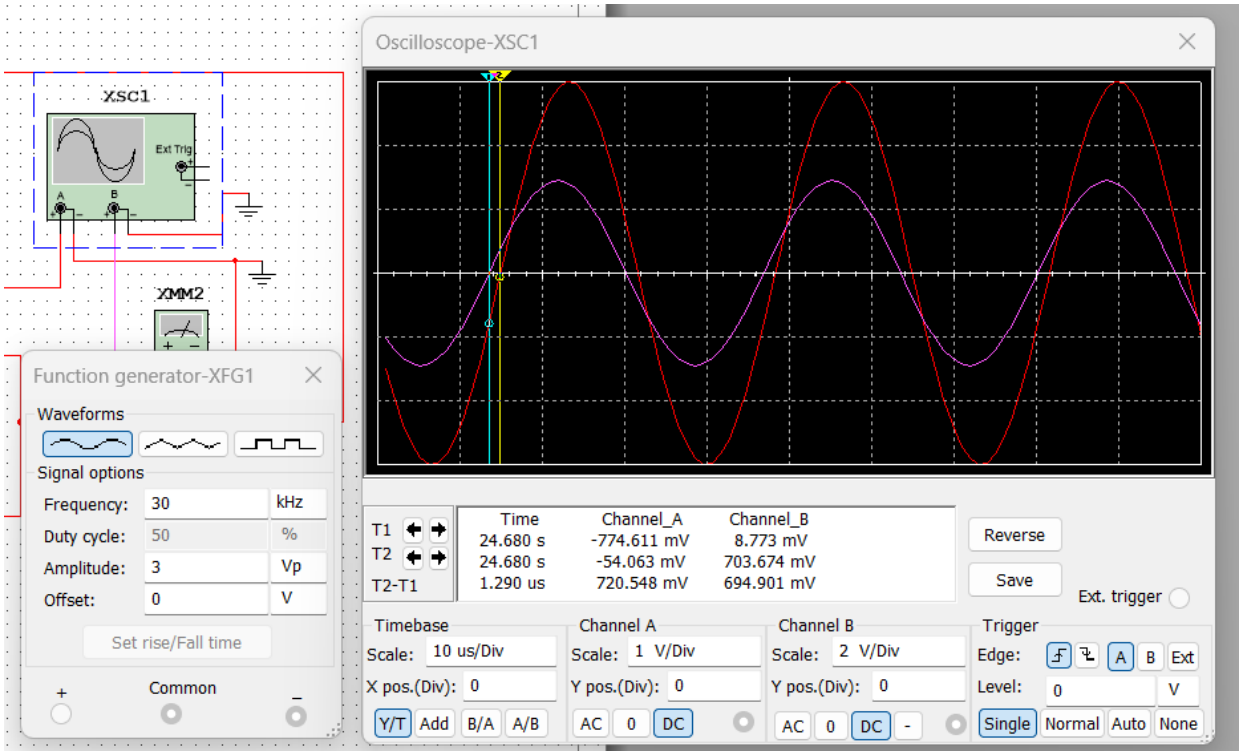


Рис. 1.29 Осцилограма вхідного та вихідного сигналів подвійного Т-подібного моста на частоті F_2 = 30 кГц (вимірювання часового зсуву ΔТ)

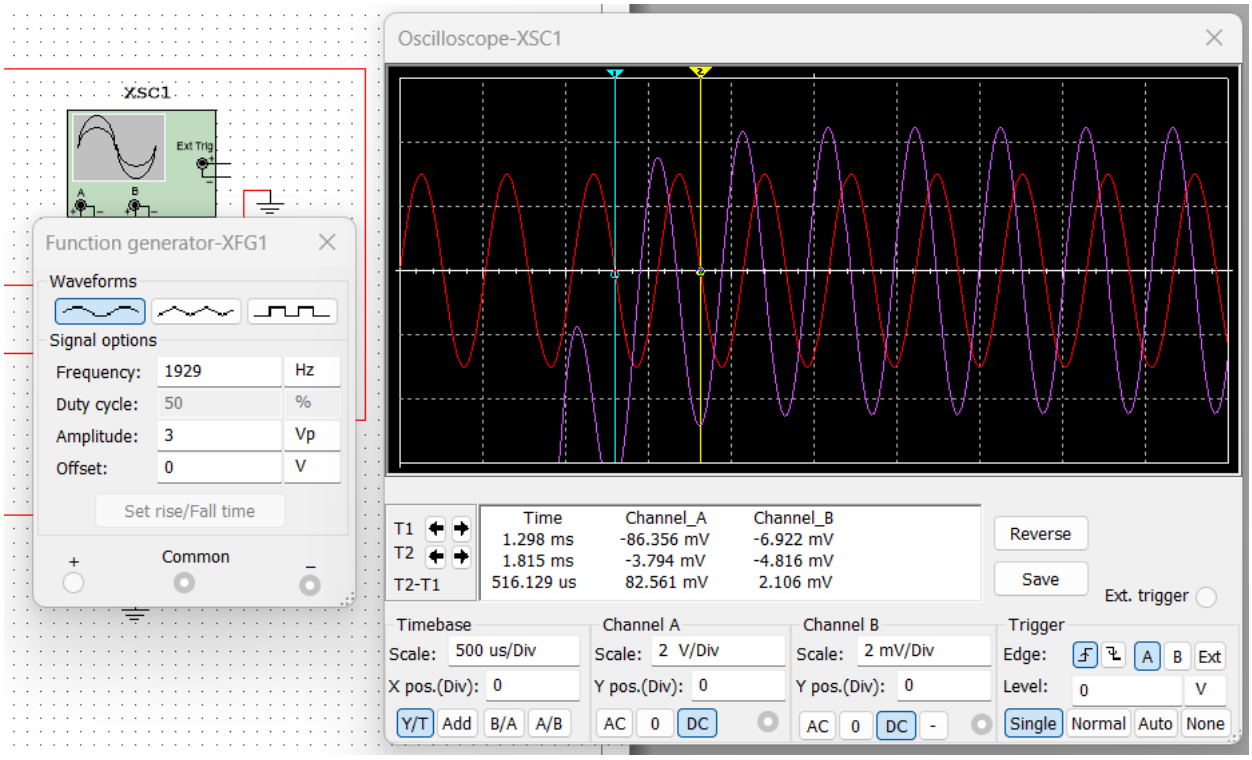


Рис. 1.30 Осцилограма вхідного та вихідного сигналів подвійного Т-подібного моста на частоті $F_3 = f_0 = 1929$ Гц (вимірювання періоду Т)

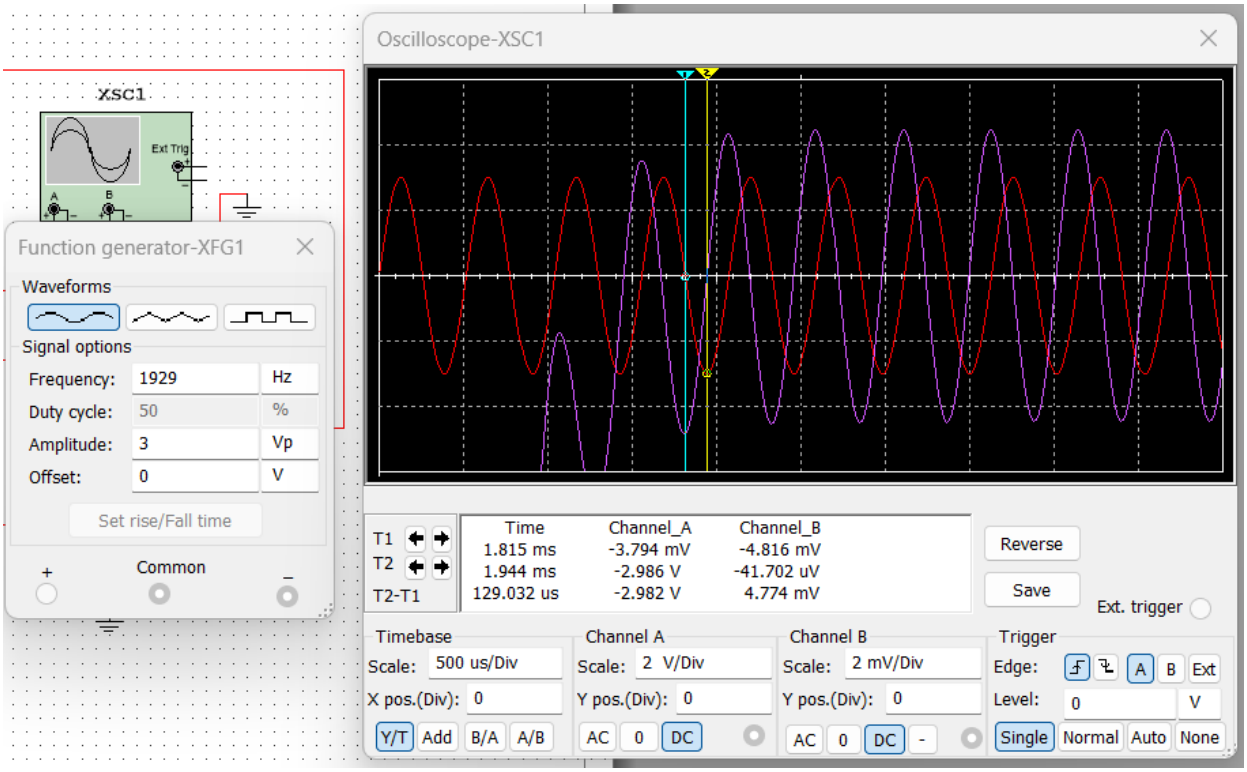


Рис. 1.31 Осцилограма вхідного та вихідного сигналів подвійного Т-подібного моста на частоті $F_3 = f_0 = 1929$ Гц (вимірювання часового зсуву ΔT)

Таблиця 1.4 Періоди та фазові зсуви між вхідним і вихідним сигналами моста

Частота	T, мс	ΔT, мс	F, Гц	φ, рад
$F_1 = 300$ Гц	3,331	0,266	300,2	0,502
$F_2 = 30$ кГц	0,033	0,0013	30 кГц	0,247
$F_3 = f_0 = 1929$ Гц	0,516	0,129	1937	1,57

4.4 Виконуємо обчислення фазового зсуву:

$$\varphi_1 = 2\pi \times \frac{\Delta T}{T} = 2\pi \times \frac{0{,}266}{3{,}331} = 0{,}502 \text{ рад}$$

$$\varphi_2 = 2\pi \times \frac{\Delta T}{T} = 2\pi \times \frac{0{,}0013}{0{,}033} = 0{,}247 \text{ рад}$$

$$\varphi_3 = 2\pi \times \frac{\Delta T}{T} = 2\pi \times \frac{0{,}129}{0{,}516} = 1{,}57 \text{ рад}$$

4.5 Виконуємо обчислення вихідних частот:

$$F_1 = \frac{1}{T} = \frac{1}{3{,}331 \times 10^{-3}\text{с}} = 300{,}2$$

$$F_2 = \frac{1}{T} = \frac{1}{0{,}033 \times 10^{-3}\text{с}} = 30303 \text{ Гц} \approx 30 \text{ кГц}$$

$$F_3 = \frac{1}{T} = \frac{1}{0{,}516 \times 10^{-3}\text{с}} = 1937 \text{ Гц}$$

На віддалених частотах (F_1 та F_2): фазовий зсув зменшується і становить $\varphi_1 = 0{,}502$ рад (28,8°) при 300 Гц та $\varphi_2 = 0{,}247$ рад (14,1°) при 30 кГц, що вказує на мінімальне фазове спотворення сигналу за межами смуги загородження.

На квазірезонансі F_3 = 1929 Гц: Зсув фаз між вхідним і вихідним сигналами становить $\varphi_1 = 1{,}57$ рад (90°). Це пояснюється тим, що струми резистивної та ємнісної гілок мосту на частоті f_0 є рівними за амплітудою та знаходяться в протифазі (180°), викликаючи повну взаємну компенсацію сигналу на виході.

4.6 Дослідимо АЧХ та ФЧХ:

На приладі Bode Plotter, виставляємо діапазон затухань F = 0 дБ до I = –60 дБ, смугу частот F = 10 кГц, I = 10 Гц.

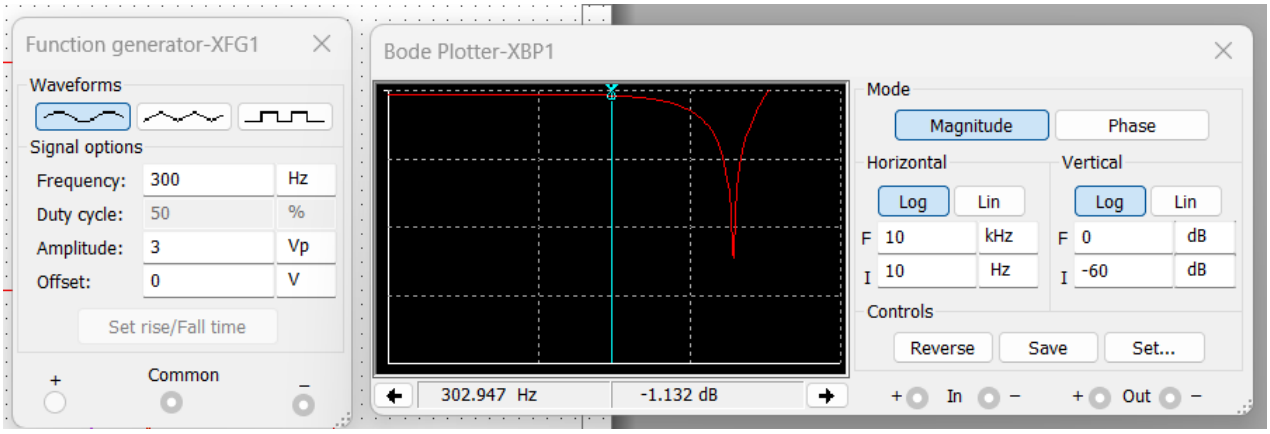


Рис. 1.32 АЧХ подвійного Т-подібного моста на частоті F_2 = 300 Гц

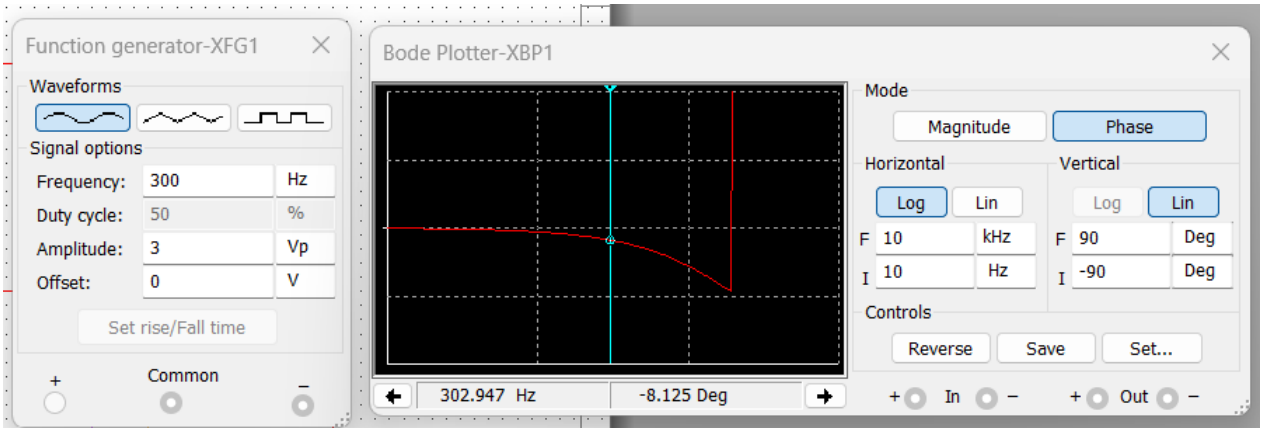


Рис. 1.33 ФЧХ подвійного Т-подібного моста на частоті F_2 = 300 Гц

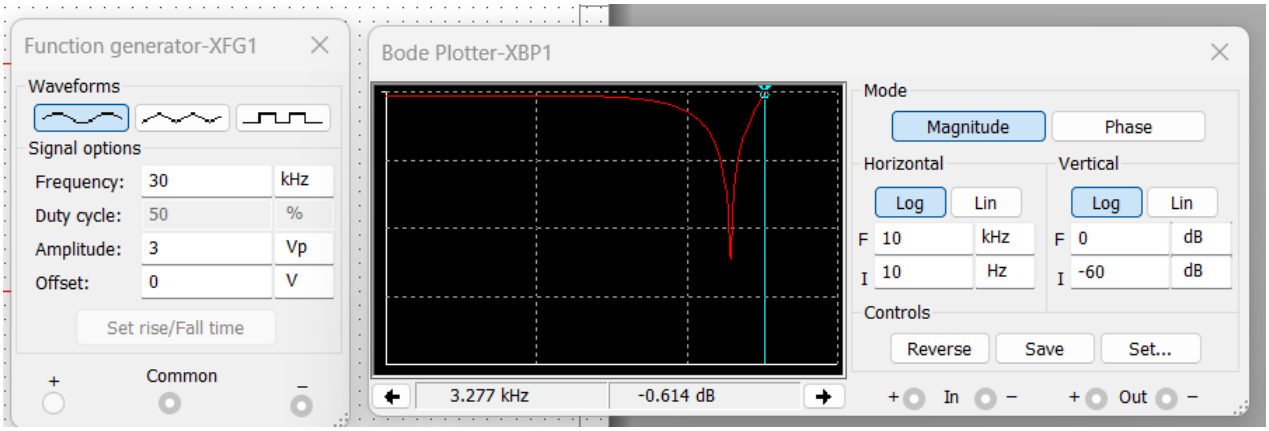


Рис. 1.34 АЧХ подвійного Т-подібного моста на частоті F_2 = 30 кГц

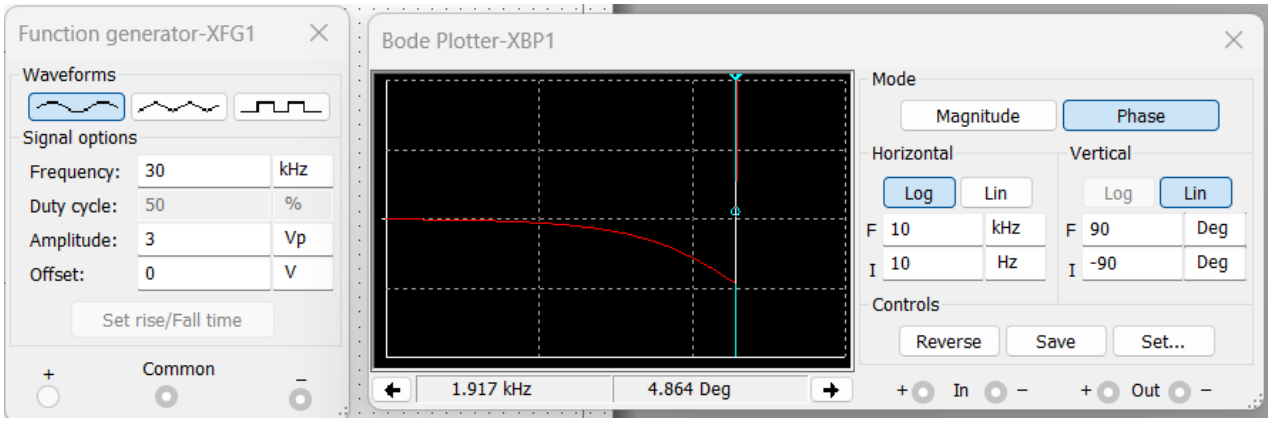


Рис. 1.35 ФЧХ подвійного Т-подібного моста на частоті F_2 = 30 кГц

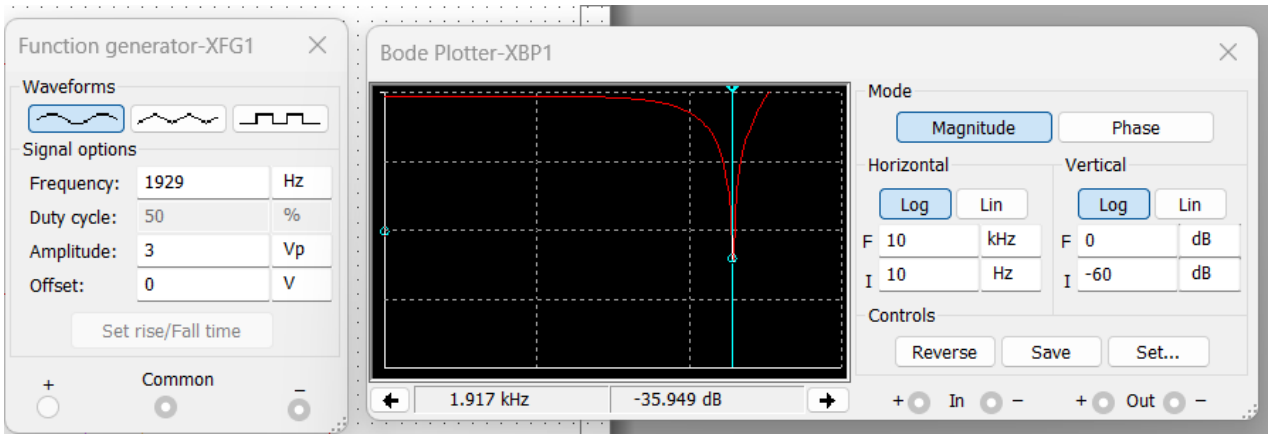


Рис. 1.36 АЧХ подвійного Т-подібного моста на частоті F_2 = 1929 Гц

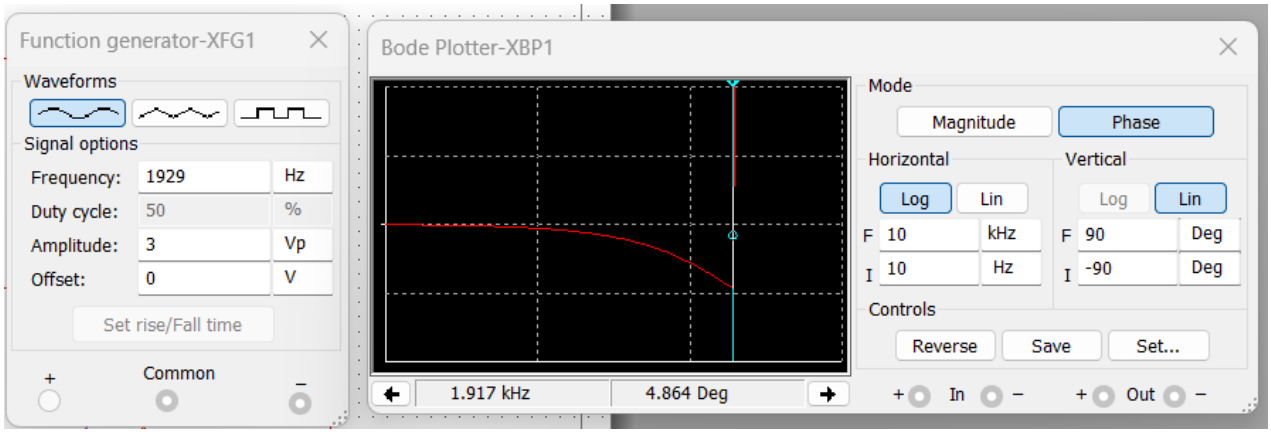


Рис. 1.37 ФЧХ подвійного Т-подібного моста на частоті F_3 = 1929 Гц

При дослідженні низької частоти F_1 = 300 Гц було отримане значення коефіцієнта передачі -1,132 дБ. Це означає, що затухання сигналу мінімальне, і низькочастотний сигнал проходить крізь міст практично без перешкод. На частоті 302,947 Гц фазовий зсув становить −8,125°. Вихідний сигнал зазнає лише незначного запізнення за фазою відносно вхідного.

Дослідження високої частоти F_2 = 30 кГц показало, що за точкою режекції амплітудна характеристика стрімко зростає і повертається до рівня 0 дБ. Вже на частоті 3,277 кГц затухання становить лише -0,614 дБ. Зі зростанням частоти

фазовий зсув швидко зменшується і прямує до 0°. На високих частотах фазові спотворення сигналу відсутні.

Дослідження квазірезонансної частоти $F_3 = f_0 = 1929$ Гц АЧХ показало точку екстремуму характеристики на частоті 1,917 кГц (що відповідає розрахованій 1929 Гц). Значення послаблення сигналу сягає -35,949 дБ. Це демонструє наявність глибокого провалу та підтверджує, що схема повністю пригнічує сигнал цієї частоти. У точці квазірезонансу спостерігається стрімкий стрибок фази на 180°.

Висновки: у ході виконання лабораторної роботи було опановано навички побудови та дослідження електронних схем у середовищі Multisim, а також експериментально підтверджено теоретичні властивості пасивних RC-кіл:

Резистивний подільник напруги: доведено, що коефіцієнт ділення напруги залежить виключно від співвідношення опорів резисторів R_1 та R_2 і не залежить від величини вхідної напруги.

Диференціююча RC-схема (ФВЧ): Працює як фільтр верхніх частот. При подачі прямокутних імпульсів схема формує короткі різкі піки, а збільшення RC-параметрів розширює смугу пропускання в бік низьких частот.

Інтегруюча RC-схема (ФНЧ): Працює як фільтр нижніх частот. Схема затримує високочастотні сигнали та перетворює прямокутний вхідний сигнал на експоненціальний або трикутний.

Подвійний Т-подібний міст: Підтверджено властивості режекторного фільтра. На розрахованій квазірезонансній частоті $f_0 = 1929$ Гц спостерігається глибоке пригнічення сигналу, тоді як низькі (300 Гц) та високі (30 кГц) частоти проходять практично без затухання.