

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Л.М. Павлов

ОСНОВИ МЕТРОЛОГІЇ

ПРИКЛАДНІ АСПЕКТИ

ВИМІРЮВАННЯ ТА МОДЕЛЮВАННЯ

Конспект лекцій

Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавр за освітньою програмою «Інформаційно-
обчислювальні засоби радіоелектронних систем»
спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»

Електронне мережеве навчальне видання

Київ
КПІ ім. ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО
2023

УДК 006.91(075.8)
В19

Автор *Павлов Л.М.*, канд. техн. наук, доц.

Рецензент: *Трапезон К. О.*, канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри акустичних та мультимедійних електронних систем факультету електроніки КПІ ім. І.Сікорського

Відповідальний редактор: *Яганов П.О.*, канд. техн. наук, доцент

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 6 від 28.03.2024 р.)
за поданням вченої ради факультету/навчально-наукового інституту
(протокол № 1 від 18.01.2024 р.)*

Павлов Л.М.
В19 Основи метрології. Прикладні аспекти. Вимірювання та моделювання. [Електронний ресурс]: конспект лекцій: навч. посіб. для здобувачів ступеня бакалавра за освіт. програмою «Інформаційно-обчислювальні засоби радіоелектронних систем» спец. 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електрон. текст. дані (1 файл). – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023, 177 с.

УДК 006.91(075.8)

Реєстр. № НП **XX/XX-XXX**. Обсяг 8,8 авт. арк.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
проспект Берестейський, 37, м. Київ, 03056
<https://kpi.ua>

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру видавців, виготовлювачів і розповсюджувачів видавничої продукції ДК № 5354 від 25.05.2017 р.

© Л.М. Павлов, 2023
© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023

ЗМІСТ

	Стор.
ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ	5
ВСТУП	6
1 ВИМІРЮВАННЯ ТА МОДЕЛЮВАННЯ СТРУМУ ТА НАПРУГИ	8
1.1 Види вимірювання струму та напруги	8
1.2 Джерело напруги та його властивості	9
1.3 Вимірювання постійного струму та постійної напруги	12
1.4 Моделювання в системі ORCAD 9-2	16
1.4.1 Постійний струм	16
1.4.2 Змінний струм	17
1.5 Джерело струму та його властивості	26
Контрольні питання до розділу 1	29
2 ПІДСИЛЕННЯ МАЛОЇ НАПРУГИ ТА СТРУМУ	31
2.1 Діод. Формула У. Шоклі	31
2.2 Транзистор	35
2.2.1 Підключення транзистора зі спільним емітером	36
2.2.2 Підключення транзистора зі спільною базою	45
2.2.3 Підключення транзистора зі спільним колектором – емітерний повторювач	46
2.2.4 Повторювач-інвертор на одному транзисторі	48
2.2.5 Вимірювання затримки сигналу (фази) в моделі зі спільним емітером	51
Контрольні питання до розділу 2	56
3 СИНФАЗНИЙ СИГНАЛ ТА СИНФАЗНА ЗАВАДА В МЕТРОЛОГІЇ	57
3.1 Синфазна завада в підключенні зі спільним емітером	57
3.2 Диференційний підсилювач з ідеалізованим джерелом струму для схеми вимірювань	59
3.3 Найпростіший диференційний підсилювач	67

3.4	Джерело струму для диференційного підсилювача	72
3.5	Диференційний підсилювач для схеми вимірювань зі дзеркалом струму	75
	Контрольні питання до розділу 3	85
4	ОПЕРАЦІЙНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ В МЕТРОЛОГІЇ	87
4.1	Джерело напруги, що кероване напругою як модель операційного підсилювача	87
4.2	Операційний підсилювач. Основні параметри та їх вимірювання	91
4.2.1	Вимірювання електрорушійної сили зміщення за входами операційного підсилювача	92
4.2.2	Вимірювання величини вхідних струмів	95
4.2.3	Вимірювання різниці вхідних струмів	95
4.2.4	Вимірювання діапазону рівнів вхідної напруги	96
4.2.5	Вимірювання діапазону рівнів вихідної напруги	96
4.2.6	Вимірювання коефіцієнта підсилення	99
4.3	Масштабний підсилювач для схеми вимірювань, що інвертує	103
4.4	Масштабний підсилювач для схеми вимірювань, що не інвертує	106
4.5	Повторювач напруги для вимірювань	109
4.6	Пристрій вибирання та зберігання для аналого-цифрового перетворювача	113
4.7	Вимірювальний підсилювач, що стійкий до синфазної завади	115
4.8	Вимірювальний підсилювач з великим вхідним опором, що стійкий до синфазної завади	118
	Контрольні питання до розділу 4	121
5	ПЕРЕТВОРЕННЯ ТА ВИМІРЮВАННЯ В УМОВАХ СИНФАЗНОГО СИГНАЛУ ТА СИНФАЗНОЇ ЗАВАДИ	122
5.1	Перетворення на ОП змінної напруги в постійну для моделі вимірювань	122
5.2	Перетворення струм-напруга відносно потенціалу землі	125

5.3	Вимірювання струму на ДНКН, що стійке до синфазного сигналу та синфазної завади	127
5.4	Вплив синфазного сигналу в схемі вимірювання струму на фірмових моделях операційного підсилювача	131
5.5	Цифро-аналоговий перетворювач з калібратором на ДНКН та генераторах струму. Умови працездатності моделі	132
5.5.1	Особливості реалізації схеми ЦАП	134
5.5.2	Робота схеми	135
5.5.3	Моделювання	136
5.6	Цифро-аналоговий перетворювач з калібратором на ОП та генераторах струму. Працездатність в діапазоні температур	139
5.7	Аналого-цифровий перетворювач порозрядного врівноваження	150
5.7.1	Особливості реалізації моделі АЦП на ДНКН	150
5.7.2	Робота схеми	151
5.7.3	Моделювання	152
5.8	Аналого-цифровий перетворювач порозрядного врівноваження на ОП. Умови мінімального впливу синфазної завади	153
	Контрольні питання до розділу 5	158
6	МЕТРОЛОГІЯ АМПЛІТУДНО-ЧАСТОТНИХ ТА ФАЗО-ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК	160
	Контрольні питання до розділу 6	172
7	ВИМІРЮВАННЯ З ГАЛЬВАНІЧНИМ РОЗВ'ЯЗАННЯМ КОЛА ВИМІРЮВАННЯ ТА ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПРИЛАДУ	173
	Контрольні питання до розділу 7	173
	ВИСНОВКИ	174
	ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	175
	РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА	176

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

- АЦП – аналого-цифровий перетворювач;
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;
ВАХ – вольт-амперна характеристика;
Дифкаскад – диференційний каскад підсилення
Дифпара – диференційна пара
ДНКН – джерело напруги кероване напругою;
ЕП – емітерний повторювач;
КП – коефіцієнт підсилення
СБ – спільна база;
СЕ – спільний емітер;
СК – спільний колектор;
ОП – операційний підсилювач;
ФЧХ – фазо-частотна характеристика;
ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач;

ВСТУП

Значною складовою похибки вимірювань при конструюванні електронно-обчислювальної апаратури є похибка від завад природного та неприродного походження: грозових явищ, електричних мереж, іскріння в контакторах електротранспорту, електричних інструментів, випромінювання систем зв'язку, радіо, телебачення й т.п. Оцінка такої похибки ускладнена тим, що вона залежить від місця, часу та інших інколи непередбачуваних обставин. Про боротьбу з завадами написано багато монографій та наукових статей, створено чимало рекомендацій. Багато з них плідно впроваджено в міжнародні, державні, галузеві стандарти та стандарти організацій. Відомим прикладом боротьби з так званою синфазною завадою є технологія прокладки шлейфів ліній електромереж, дротового зв'язку та ліній місцевого радіомовлення. Але практика вимірювань доводить, що проблема завад не зникає, і для кожної створюваної схеми вимірювання потрібно розуміння того, звідки може виникнути завада та яка повинна бути профілактика для зменшення впливу цієї завади.

Близьким до поняття синфазної завади є термін синфазного сигналу. Ідентифікація цього явища потребує додаткового вивчення, аби зрозуміти природу цього явища. Важливе також розуміння того, які параметри сучасної елементної бази відображають стійкість радіоелектронних компонентів до синфазного сигналу та синфазної завади, та яким чином перевірити компонент або схему вимірювання в цілому на стійкість до синфазної завади.

Саме для боротьби з синфазними сигналами створені спеціальні вимірювальні підсилювачі та спеціальні схеми перетворення сигналів.

Навчальний посібник допоможе в самостійній роботі студентів досягнути принципи вимірювання в першу чергу струму та напруги. Зрозуміти неминучість виникнення паразитних сигналів як в схемі, що досліджується, так і в схемі вимірювання.

При дослідженні явищ синфазного сигналу та синфазної завади в межах запропонованого навчального посібника студенти зможуть зрозуміти природу виникнення найбільш поширеної завади. Зрозуміти причини того, що подолання впливів таких шкідливих явищ можливе, але лише частково. Шляхи подолання впливів синфазних сигналів та синфазних завад наведені в конкретних прикладах. З цих прикладів також випливає розуміння потенційних можливостей для розглянутих схем вимірювання.

Значна частина рисунків створена за допомогою системи моделювання ORCAD 9-2. Тому вони в даному виданні рисунки мають такий самий вигляд, як і на лекційних, практичних та лабораторних заняттях. Багаторічний досвід роботи з цією системою моделювання виявив надзвичайно корисну властивість: якщо розрахунок моделі проходить без затруднення, тобто відсутні сповіщення про малий крок і т.п., то реалізація пристрою проходить без проблем. Але система має свої умовності, наприклад: при аналізі в часовій області по осі ординат в деяких випадках не відтворюється позначення фізичної величини. Що саме: струм чи напруга потрібно дивитись у лівій нижній частині діаграми. Часом струм в амперах виводиться без позначки «А». Те саме відноситься і до діаграм розгортки за температурою. Ось часу має позначку “Time”. Ось температур позначена надписом “Temperature”. Але кожній діаграмі передуює рисунок самої моделі. Тип даних додатково прописано в підпису рисунку. Тобто питання знімаються при розгляді рисунку та супровідного тексту. Крім того, за стратегією навчання, читач відтворить модель чи то в цій же системі ORCAD 9-2, чи то в іншій системі моделювання й проведе власні дослідження з іншими значеннями компонентів моделі, набуде власний досвід та компетентність за яких не буде питань щодо позначення будь-якої осі.

1 ВИМІРЮВАННЯ ТА МОДЕЛЮВАННЯ СТРУМУ ТА НАПРУГИ

1.1 Види вимірювання струму та напруги

Існують різні класифікації щодо вимірювання фізичних величин [1]. Але переважна більшість вимірювань кінець кінцем зводиться до вимірювання напруги та струму. А врешті решт і вимірювання струму найчастіше також проводиться через проміжний процес перетворення його в напругу. Чому? Так зручно, бо на теперішній час існує широка номенклатура перетворювачів аналогової напруги в цифровий код (АЦП). Отже, потрібно довести вхідний сигнал до прийняттого вхідного діапазону АЦП, тобто провести масштабування, отримати цифровий код та його масштабний коефіцієнт (мкВ, Мв, В...), потім надіслати цей код та масштабний коефіцієнт чи то на індикатор, чи то в інформаційну шину. Причому на цей час досягнута така швидкість аналого-цифрових перетворень, що дозволяє перетворити в цифровий код навіть відліки коливань хвиль в магнетроні пічки надвисокої частоти. А це частота понад 3 ГГц.

Що тоді залишається? Існують начебто незначні, але насправді важливі особливості вимірювань струму та напруги.

Є два основні види вимірювань струму та напруги. Перші та найпростіші вимірювання стосуються вимірювання згаданих величин відносно землі.

Другий вид вимірювання стосується випадків, коли необхідно вимірювати різницю напруги, а інколи й струмів всередині досліджуваної схеми. Наприклад, вимірювання різниці напруги між вузлами «А» та «Б» у дослідній схемі. Тоді, здається, що просто виміряти дві напруги відносно потенціалу землі, та обрахувати різницю. Так. Дійсно інколи так просто. Але, коли напруга у вузлі «А» складає 1200 мВ, а у вузлі «Б» 1201,35 мВ, а інформація міститься в різниці, тобто мілівольтах-мікрвольтах на фоні вольт, то таке послідовне вимірювання відносно землі втрачає сенс. Потрібне пряме вимірювання самої різниці ось цієї маленької напруги на фоні великої. Таке вимірювання на фоні постійної (а інколи й змінної) складової називається вимірюванням диференційного сигналу на фоні синфазного сигналу (завади) [2], в такому випадку 1200 мВ. Ця задача стояла, наприклад, при дослідженні так званого

джерела опорної напруги для метрологічних потреб [3-8]. Особливість полягає в тому, що вимірвальний прилад повинен мати «ізолювані» від потенціалу землі входи для вимірювання. Чим досягається така можливість? Вольтметр повинен або мати автономне живлення, або мати стійкість до синфазного сигналу, а інколи мати ще і гальванічну розв'язку відносно джерела диференційного сигналу.

Те саме стосується і вимірювання струму. Дуже просто виміряти струм, що тече до землі. Другий вид вимірювань струму – це вимірювання в будь-якому колі без прямої – провідником, тобто **гальванічної**, прив'язки до землі. Так, можливо виміряти струм в колі за допомогою автономного (без додаткового джерела живлення) застарілим мікроамперметром. Але з якою похибкою? Зразу виникає безліч питань. Саме через ці питання задачу краще звести до того, аби перетворити струм в напругу і застосувати АЦП. Але перетворити струм, що тече до шини землі в напругу (перший вид) багато простіше, ніж струм, що протікає через, наприклад, резистор між вузлами «А» та «Б» (другий вид).

Нарешті – боротьба з завадами. На цю тему написано досить книг (в тому числі вже згадана [2]) і стандартів, але при проведенні вимірювань і створенні нових вимірвальних схем змінюються умови й ця проблема має бути вирішена для цих нових умов. Тому потрібне розуміння суті підходів до розв'язання цих задач, аби не припуститися помилки в нових умовах.

Деякі підходи до розв'язання означених задач викладено в наступних розділах.

Спочатку розглянемо саме джерело напруги.

1.2 Джерело напруги та його властивості.

Поняття напруги зазвичай вводиться як різниця електричних потенціалів, наприклад, між двома зарядженими кульками: перша додатними зарядами, а друга – від'ємними. Якщо їх наблизити, то між ними, проскочить іскровий розряд – один зі зразків імпульсного протікання струму. Для того, аби струм в електричних колах протікав не тільки імпульсом, а й тривалий

час, потрібно створити генерацію зарядів протягом тривалого часу, аби відтворювати втрачений запас. Можливість відтворювати енергію на своїх електродах надається джерелами живлення. До первинних джерел відносяться генератори річкових, атомних та вітрових електростанцій, гальванічні джерела, що функціонують на основі електрохімічних процесів. Приклади гальванічних джерел живлення наведено на фото, рисунок 1.1... 1.3.



Рисунок 1.1 – Елемент живлення на основі літію



Рисунок 1.2 – Батарея елементів живлення галетного типу

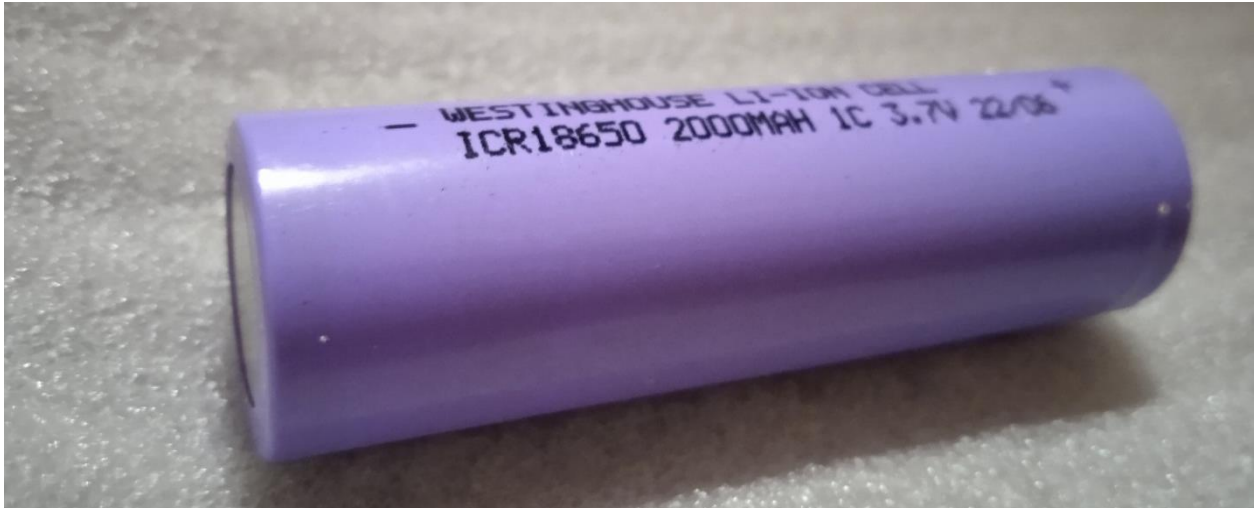


Рисунок 1.3 – Літій-іонний акумулятор

До вторинних джерел відносяться акумулятори, батареї акумуляторів, різні перетворювачі напруги: зі змінної в постійну, з постійної в змінну, з одного рівня постійної напруги в інший. Але незмінним залишається те, про що згадувалось в перших рядках розділу: при наближенні електродів може виникнути розряд, величина якого буде обумовлена потужністю джерела. Струм може сягати такої величини, що спопелить і самі електроди. Таким чином, потрібно усвідомити, що джерело напруги – це джерело енергії, струм якого майже не обмежений, або ці обмеження не потрібно брати до уваги при побіжному розгляді процесу протікання струму. А коли так, то ідеальне джерело напруги – це таке джерело енергії, внутрішній опір якого прагне до нуля. Звідси витікає **правило техніки безпеки:**

Забороняється з'єднувати між собою електроди джерела напруги!

Наслідком є коротке замикання, що супроводжується аварією з викидом великої кількості енергії. Це може завершитись непередбачуваними подіями: виникненням іскри, електричної дуги, пожежі і навіть вибуху. Наслідки можуть бути навіть трагічні, якщо в колі джерела напруги не встановлено **запобіжник**.

Забороняється торкатись електродів джерела напруги, що живиться від мережі 220В! Будь-яке обладнання може вийти з ладу.

1.3 Вимірювання постійного струму та постійної напруги.

При детальному розгляді реальних джерел напруги виявляється потрібним брати до уваги той фактор, що обмежує кількість зарядів q за одиницю часу t , яке може надати джерело напруги, а це є струм

$$I = q/t. \quad (1.1)$$

А саме той фактор, що обмежує струм I , називають внутрішнім опором R джерела напруги U . При застосуванні **закону Ома** до формули (1.1) маємо максимально можливий струм від джерела живлення як

$$I = U/R. \quad (1.2)$$

Формулу (1.2) можна уявити як модель, схему вимірювання струму, рисунок 1.4, що виконана на бібліотечних компонентах системи ORCAD 9.2. На цьому рисунку позначено:

- $V1$ – математична модель джерела постійної напруги 5 В з нульовим опором
- $R1$ – доданий до математичної моделі внутрішній опір джерела напруги, який в даному прикладі дорівнює 10 Ом.

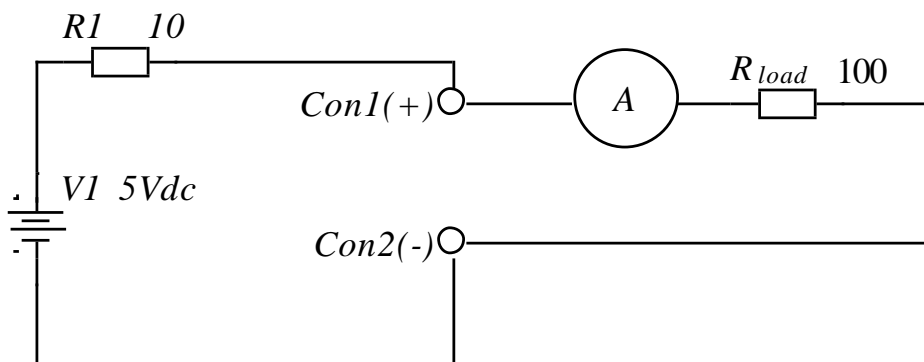


Рисунок 1.4 – Вимірювання струму в колі джерела напруги та споживача енергії

- $Con1, Con2$ – вихідні електроди (коннектори) джерела напруги (роз’єми, затискачі, різьбові з’єднувачі й т.і.)
- A – амперметр, вимірювач струму з нульовим внутрішнім опором.
- R_{load} – споживач струму – зовнішній опір, навантаження джерела напруги. Чим менше опір – тим більше навантаження, бо буде споживатися більший струм.
- Включення компонентів схеми VI та RI називають еквівалентною схемою цього джерела постійної напруги. Байдуже де підключити резистор RI до самого джерела напруги: до (+) чи до (-) затискача з точки зору коректності схеми. А от при розрахунках інколи зручніше, коли резистори RI та R_{load} розташовані поряд. Тоді їх можна об’єднати в один резистор, номінальне значення якого дорівнює сумі їхніх опорів.

Основне це те, що **амперметр включено послідовно** в коло навантаження R_{load} , а **вольтметр – паралельно**. Отже, нагадаємо, що вважаємо, що амперметр – це прилад з нульовим, або безмежно малим внутрішнім опором, а вольтметр – з нескінченним великим опором.

Тому правила підключення амперметра передбачають:

1. Знеструмити коло вимірювання: найпростіше відключити джерело живлення. Дочекатися, поки розрядяться конденсатори та розсіються поля в котушках.
2. Розірвати ланку, де буде вимірюватися струм. Замкнути цю ланку тим, що **підключити амперметр з потрібним діапазоном вимірювання**, аби він своїм нульовим внутрішнім опором повернув ланку до попереднього стану. Таким чином амперметр не впливатиме на протікання струму.
3. Знову підключити джерело живлення і пильнувати показання амперметра.

Якби джерело напруги було ідеальне, тоді його внутрішній опір був би нульовим і прилад показав би струм $I = 5/100 = 0.05$ А. Але, через обмеження виробником максимального струму, ми припускаємо, що максимальний внутрішній опір дорівнює 10 Ом. Тому прилад може показати такий результат за формулою (1.2)

$$I = 5 / (100 + 10) = 0.0454545 \text{ A.}$$

Залишається для наочності додати, що наведені дані про напругу $U = 5 \text{ В}$, та максимальний струм $I = 0,5 \text{ А}$, відповідають вимогам живлення шини *USB 2,0*. Отже, регламентований внутрішній опір джерела живлення цієї шини вважаємо 10 Ом . Чи є він насправді таким? Саме за схемою рисунок 1.4 при відомому опорі R_{load} можливо підрахувати реальний внутрішній опір джерела постійної напруги $V1$. Як це зробити?

1. Вимірюємо вихідну напругу U_{xx} джерела $V1$ без навантаження. Це називається режимом холостого ходу. В цьому випадку на внутрішньому опорі немає падіння напруги. Нехай $U_{xx} = 5 \text{ В}$.
2. Зібрали вимірювальну схему за рисунок 1.4. Нехай амперметр показав струм $I = 0.048 \text{ А}$.
3. Обчислюємо напругу на резисторі

$$U = 0.048 * 100 = 4.8 \text{ В}$$

4. Обчислюємо напругу U_R , що впала на внутрішньому опорі джерела напруги $V1$ як різницю між холостим ходом і з навантаженням.

$$U_R = 5 - 4.8 = 0.2 \text{ В}$$

5. Обчислюємо за законом Ома внутрішній опір R_{V1} джерела постійної напруги $V1$

$$R_{V1} = \frac{0.2}{0.048} = 4,1666 \text{ Ом.}$$

Що цікаво. Якщо цей експеримент повторити з іншими значеннями резистора R_{load} , то результати вимірювання та обчислень можуть виявитись іншими і тоді можна побудувати залежність вихідного опору джерела постійної напруги $V1$ від

навантаження. Розв'язання цієї задачі допомогло б глибше зрозуміти який саме внутрішній опір джерела напруги як функція від навантаження.

Потрібно також зауважити, що зазвичай навантаження не повинно бути занадто великим: тобто його опір повинен бути багато більшим, ніж внутрішній опір джерела напруги. В наведеному прикладі опір резистора навантаження в 10 разів більше опору джерела напруги. Це, з точки зору побудови схеми прийнятно за критерієм допуску навантаження. Джерело живлення в цьому випадку ще не має відмовити. А про метрологічні аспекти схеми вимірювання, рисунок 1.4, трохи пізніше. Підведемо деякі висновки.

Особливість джерела напруги полягає в тому, що:

1. Внутрішній опір ідеального джерела напруги дорівнює нулю.
2. Внутрішній опір реального джерела напруги в еквівалентній схемі підключається послідовно до джерела. Цей опір – символ втрат напруги (падіння напруги) і потужності.
3. На компоненті схеми V_I напруга буде такою, як зазначена, але на внутрішньому опорі будуть втрати напруги. В результаті до споживача дійде менша напруга, ніж на електродах джерела напруги в режимі холостого ходу.
4. Гідравлічна модель реального джерела напруги – тиск води у водопроводі. При щільно закритому крані тиск води буде номінальним. Це аналогія напруги в режимі холостого ходу. Але при відкриванні крану і протіканні води тиск буде тим менше, чим довша і чим тонша труба. Тобто, в даному прикладі довжина труби та її перетин – це механічна модель внутрішнього опору джерела напруги. Другий приклад – поливання грядок. Чим довший та тонший шланг – тим ближче падає струмінь води. Отже, шланг – це модель внутрішнього опору, де в функції моделі джерела виступає помпа свердловини.

1.4 Моделювання в системі ORCAD 9-2.

1.4.1 Постійний струм.

Вимірювання за постійним струмом означає не тільки вимірювання власне струму, а також і напруги. Воно може здійснюватися наприклад, стрілковими приладами магнітоелектричної системи, що не потребують джерел живлення. Але ці прилади мають істотну ваду: споживають енергію від кола вимірювання. Прилади, що потребують живлення від батарейок або мережі 220 В, мало втручаються в коло вимірювання, але все одно потребують створення реального лабораторного робочого місця. Тільки моделювання може бути проведено на будь-якому комп'ютері без створення лабораторних умов. Розглянемо приклад моделювання джерела постійної напруги в системі ORCAD 9-2, рисунок 1.5 та рисунок 1.6.

На рисунку 1.5 наведено приклад ідеального джерела напруги $A1$ $VCC = 5$ В з навантаженням $R1 = 1$ кОм, а на рисунку 1.6 – реального $A2$ $V1 = 5$ В з внутрішнім опором $R2 = 10$ Ом і з таким же за опором навантаженням $R3 = 1$ кОм.

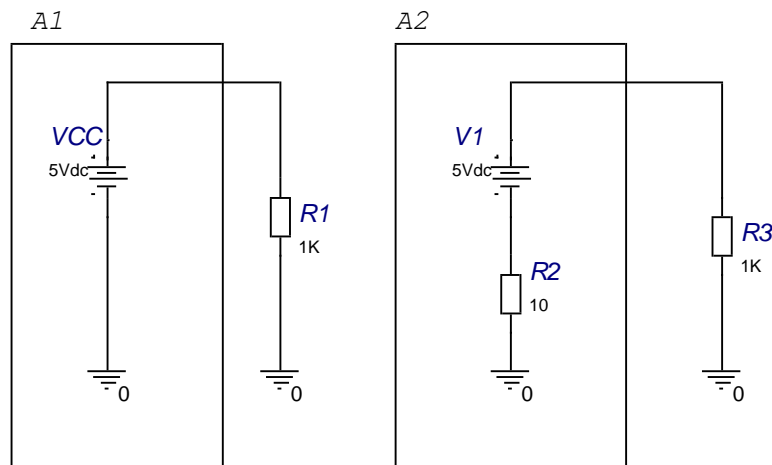


Рисунок 1.5 – Модель ідеального джерела напруги та споживача енергії

Рисунок 1.6 – Модель реального джерела напруги та споживача енергії

Результат розрахунку напруги та струмів в цих схемах приведено на рисунку 1.7.

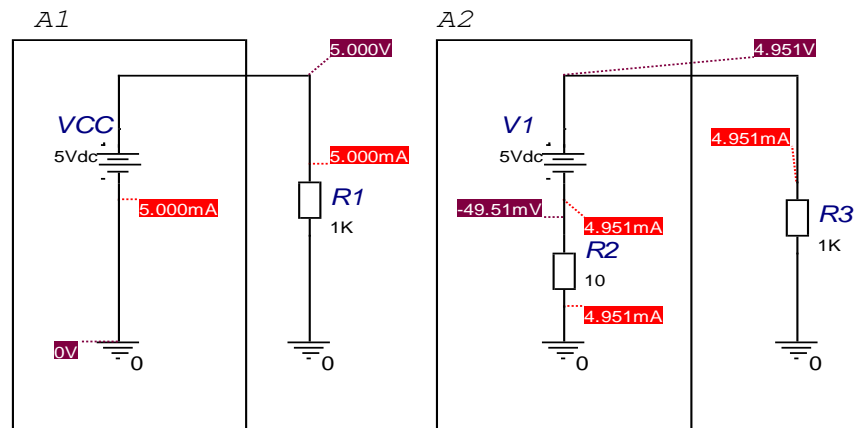


Рисунок 1.7 – Розрахунок моделі ідеального та реального джерела напруги

Видно, що втрати на внутрішньому опорі складають 45 мВ.

1.4.2 Змінний струм

Розглянемо, як впливають на ці джерела внутрішні процеси тих пристроїв, які вони живлять. Отже, замість навантажень у вигляді резисторів по 1 кОм підключимо, наприклад, генератор сіносоїдального коливання, що має внутрішній опір 50 Ом.

Модель цього експерименту наведена на рисунку 1.8 блок A1

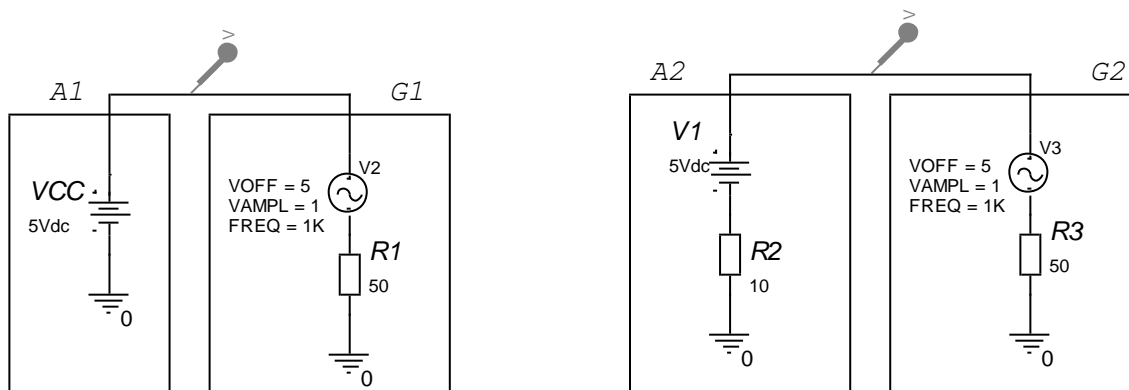


Рисунок 1.8 – Розрахунок моделі ідеального та реального джерела напруги за змінним струмом

відображає споживання змінної складової напруги генератором $G1$ за рахунок його внутрішнього опору $R1 = 50$ Ом, амплітудою 1 В та частотою 1 кГц споживання потужності від джерела постійної напруги $VCC = 5$ В.

Постійна складова генератора змінної напруги дорівнює напрузі живлення. Тому споживання за постійним струмом відсутнє.

Схема експерименту умовна в тому сенсі, що вона не відображає точку вихода напруги. Але вона достатня для висвітлення впливу синусоїдального струму на точку підключення до джерела постійної напруги. Доказ коректності такої моделі спирається на [теорему Тевенена](#) про те, що резистор зі струмом може бути еквівалентним джерелу напруги. Детальний розгляд [теорему Тевенена](#) не входить до даної дисципліни. Але подальше моделювання доведе, що в межах запропонованого дослідження за змінним струмом модель коректна.

Примітка: в наступних розділах цей експеримент наведено з моделлю транзистора після ознайомлення з цим компонентом.

Результат розрахунку робочої точки, тобто за постійним струмом, наведено на рисунку , а за змінним струмом – на рисунку 1.9. Опція VOFF

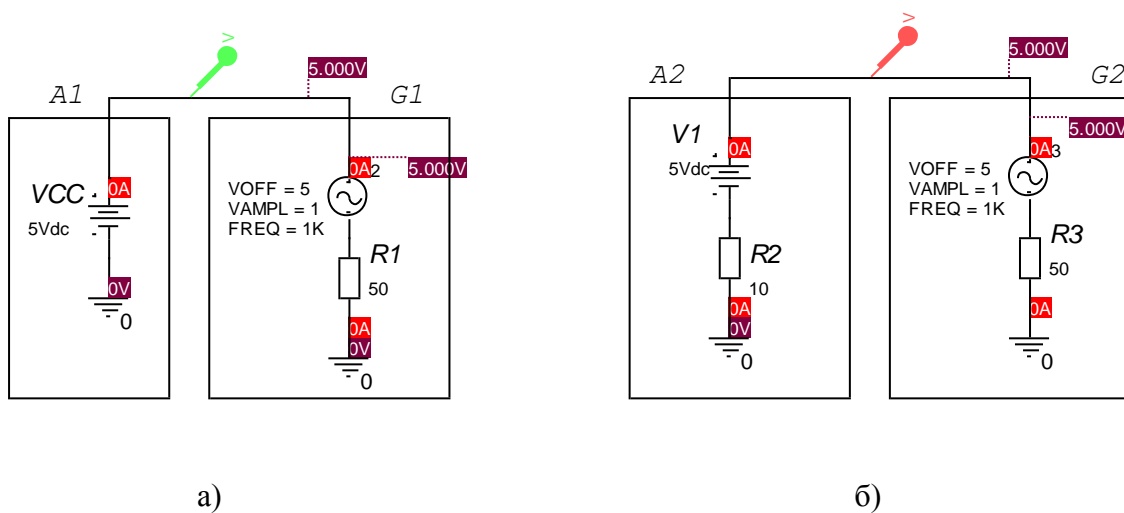


Рисунок 1.9 – Розрахунок моделі ідеального $A1$ та реального $A2$ джерела напруги за змінним струмом у початковій робочій точці

означає постійний рівень напруги джерела у вольтах, VAMPL – амплітуду, FREQ – частоту, в такому випадку 1 кілогерц.

Часова діаграма наведена на рисунку 1.10.

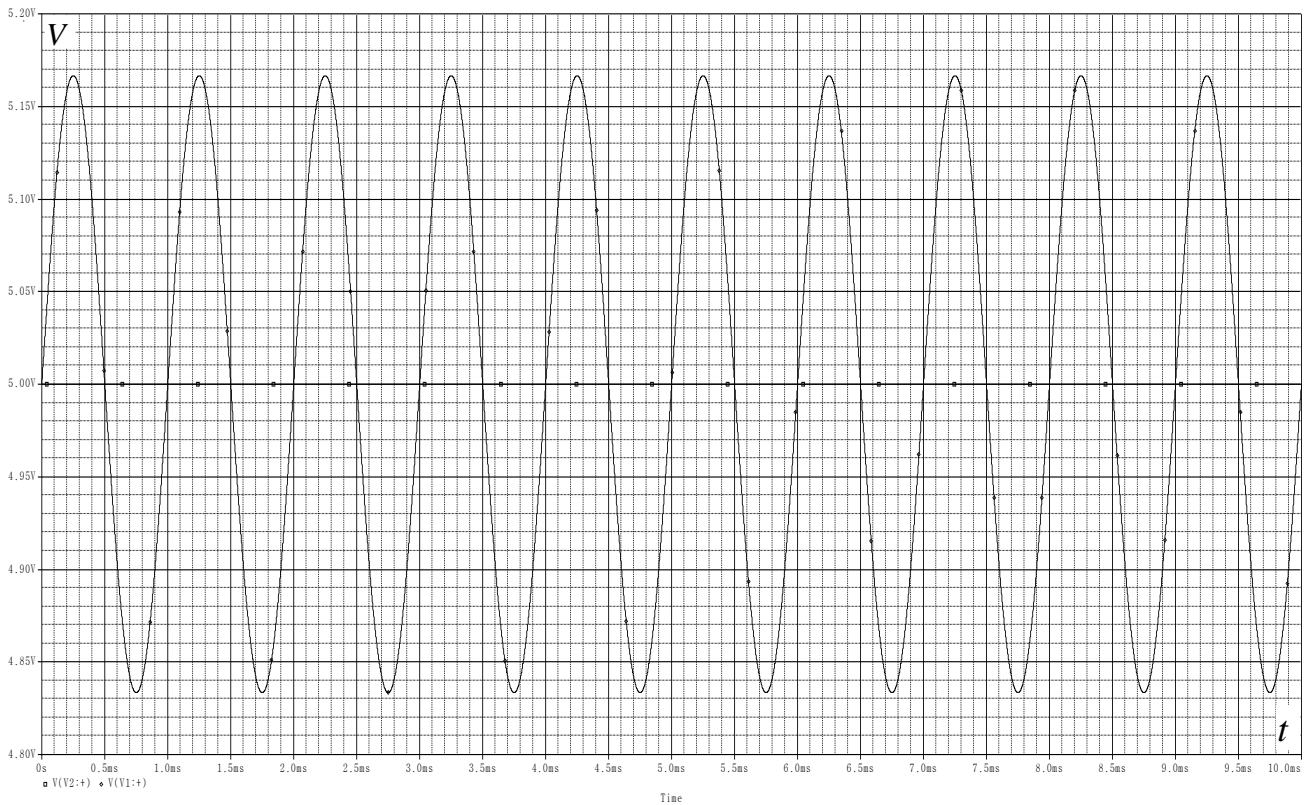


Рисунок 1.10 – Розрахунок моделі ідеального та реального джерела напруги за змінним струмом у часовому просторі

Розрахунок підтверджує, що в початковій робочій точці постійні струми не протікають, отже, дослідницька модель узгоджена з точки зору можливості спостереження впливу змінної напруги, що протікає в колі живлення. На рисунку 1.10 видно, що в точці підключення генератора до ідеального джерела напруги, рисунок 1.9-а, присутня лише постійна складова напруги. Вона відмічена таким же зеленим кольором, як і прапорець на моделі. А от в точці підключення до реального джерела, рисунок 1.9-б, спостерігаємо заваду, рисунок 1.10, відповідна діаграма червоного кольору.

Розглянемо сигнали тієї ж моделі, але вже на виходах генераторів *OUT1* та *OUT2*, рисунок 1.11. Вихід *OUT1* облаштовано від генератора *VI*, який за задумом експерименту «живиться» від ідеального джерела напруги. Звичайно, насправді генератора *VI* є *математична модель*, яка ніякого живлення не потребує.

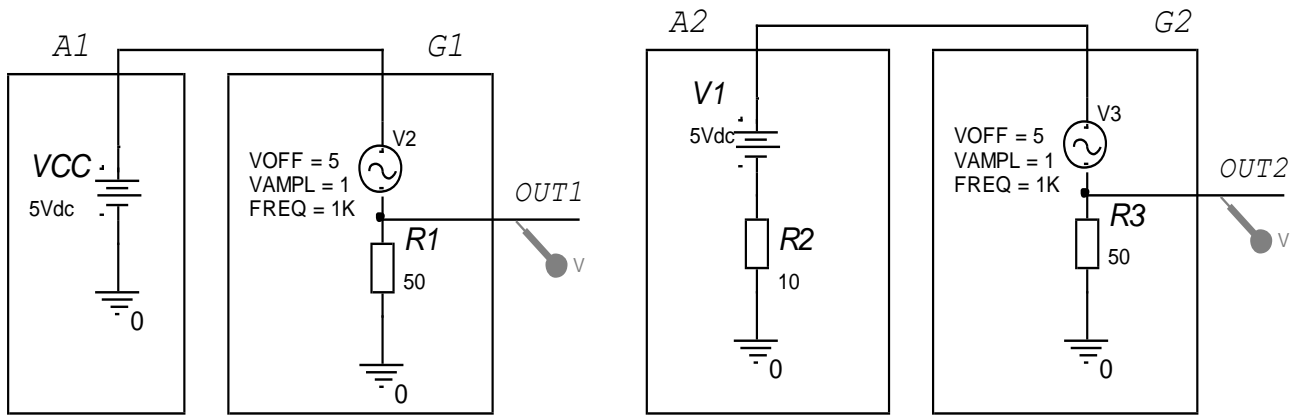


Рисунок 1.11 – Виявлення впливу опору джерела живлення на виходах

Але загальна модель дозволяє провести імітацію впливу опору джерела живлення на вихідний сигнал в точці підключення навантаження – резистор $R1 = 50$ Ом. Це відповідає тому, що сигнал від генератора буде направлено в коаксіальний кабель з хвильовим опором $\rho = 50$ Ом. Таке підключення є стандартним узгодженням виходу генератора та входу кабеля і запобігає утворенню так званих стоячих хвиль через підключення кабеля. Часові діаграми наведені на рисунку 1.12.

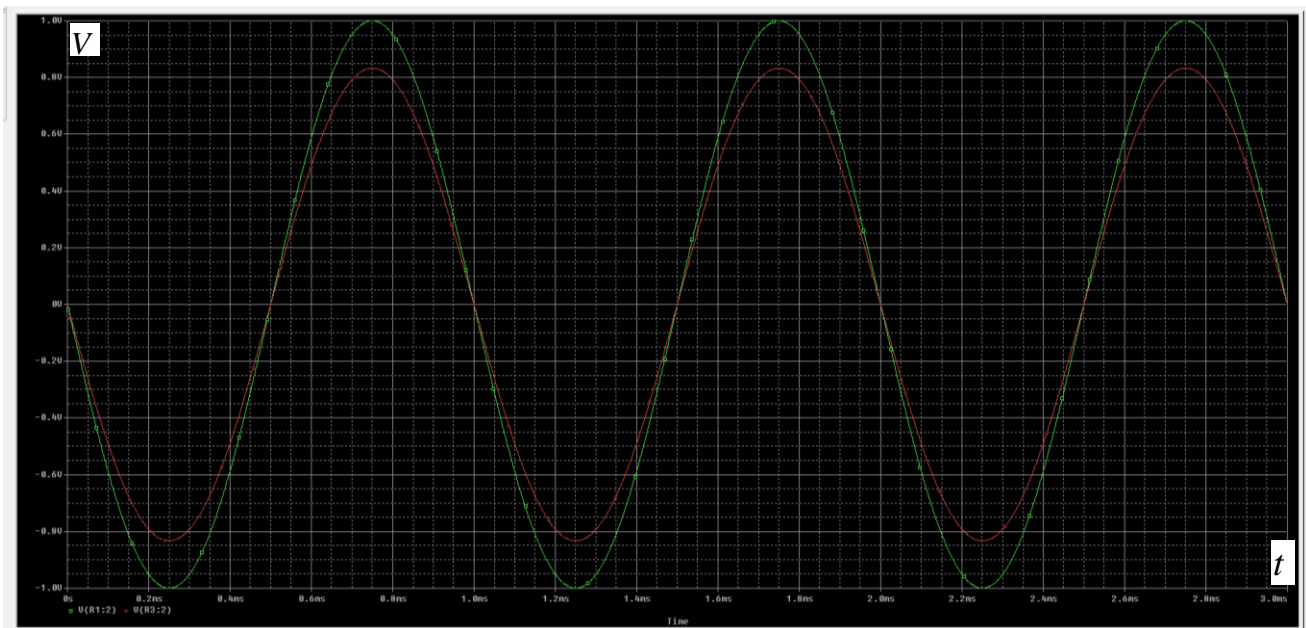


Рисунок 1.12 – Зелений колір – вихідний сигнал $OUT1$ при нульовому внутрішньому опорі джерела живлення. Червоний колір $OUT2$ – при внутрішньому опорі джерела живлення 10 Ом.

Діаграма вихідних сигналів дійсно проявила зниження рівня вихідного сигналу для моделі A2, рисунок 1.11.

Розглянемо випадок, коли в вимірювальній схемі з реальним джерелом живлення протікають одночасно два сигнали, що показано на рисунку 1.13.

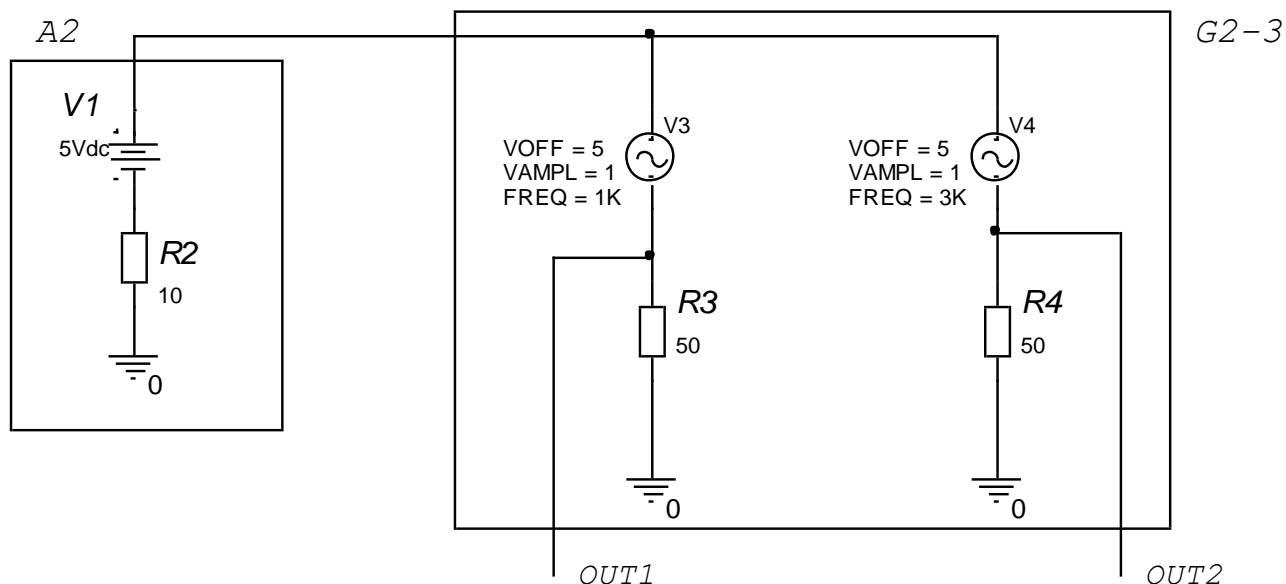


Рисунок 1.13. Виявлення впливу опору джерела живлення

В даному разі утворено два вихідних сигнали генераторів V3 – OUT1 та V4 – OUT2. Результат моделювання наведено на рисунку 1.14.

Розмах напруги спотворень складає понад 200 мВ.

На верхньому графіку наведено часову діаграму на джерелі живлення, а на нижньому – вихідні сигнали генераторів V3 – OUT1 зеленим кольором, та V4 – OUT2 червоним кольором.

Добре видно як вихідні сигнали OUT1 та OUT2 спотворені: взаємно впливають один на одного.

Часто буває, що опір джерела живлення визначений його сутністю. Наприклад, як сумою опорів послідовно з'єднаних елементів живлення галетного типу в батарейці, рисунок 1.2. Тому загальний опір джерела живлення дорівнює сумі опорів послідовно включених елементів батареї.

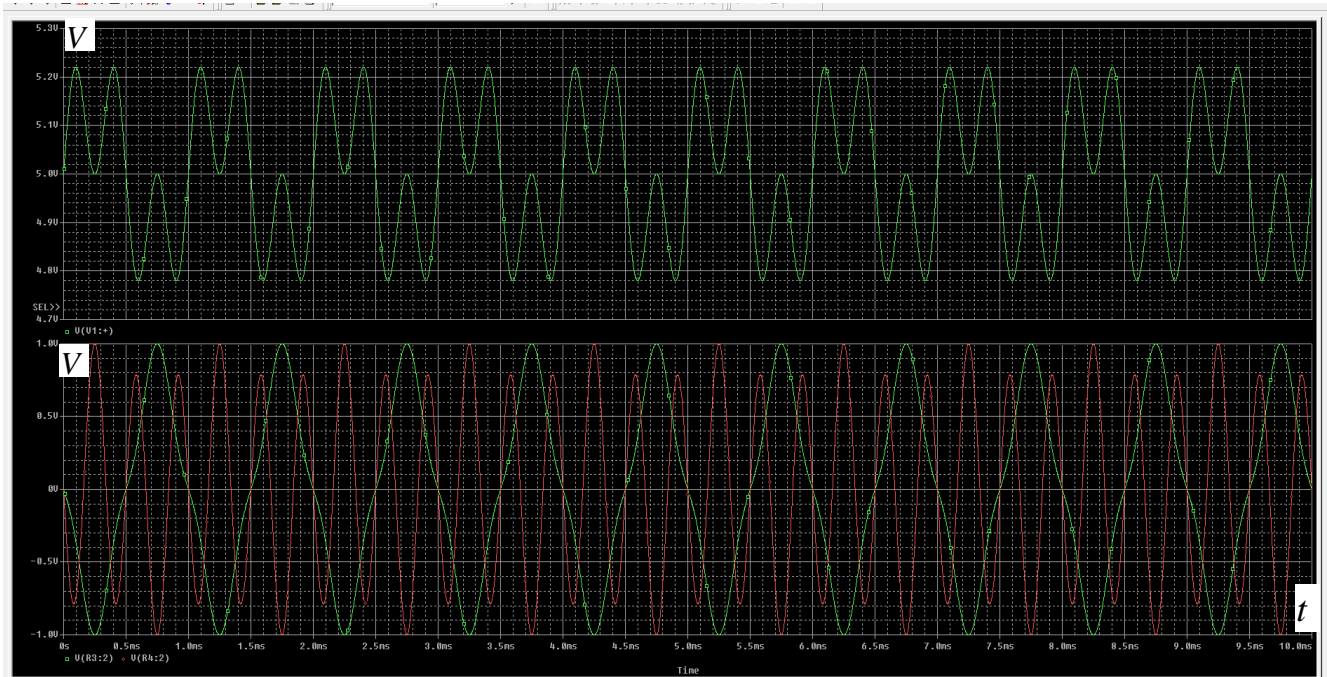


Рисунок 1.14 – Часові діаграми. Верхній графік – напруга на шині живлення. Нижній графік: зелена діаграма – OUT1, червоний – OUT2

В такому разі, для зменшення внутрішнього опору за змінним струмом до джерела живлення приєднують конденсатор, в такому випадку C1, рисунок 1.15.

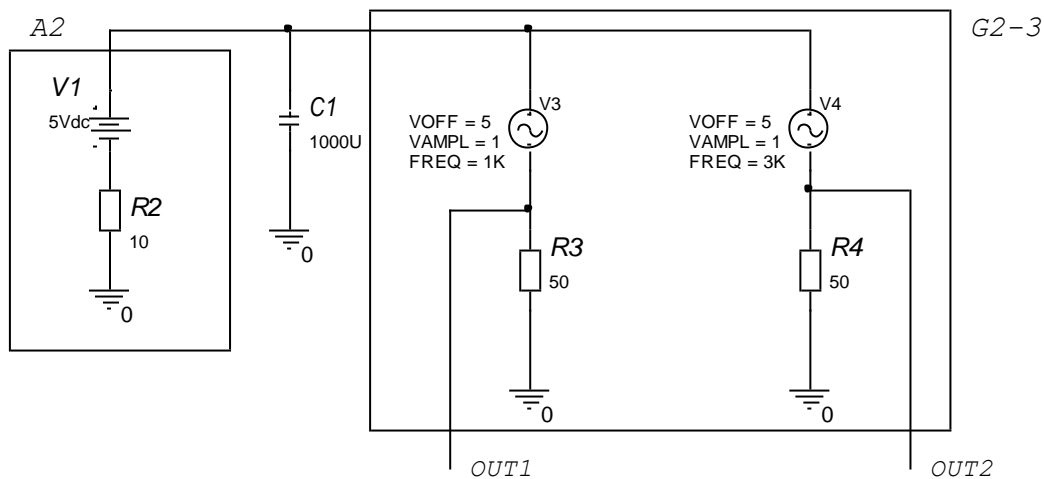


Рисунок 1.15 – Блокування впливу опору джерела живлення за допомогою конденсатора

Атрибут $1000u$ означає ємність конденсатора $C1=1000$ мкФ. Опір конденсатора падає з підвищенням частоти.

Результат моделювання з конденсатором наведено на рисунку 1.16.

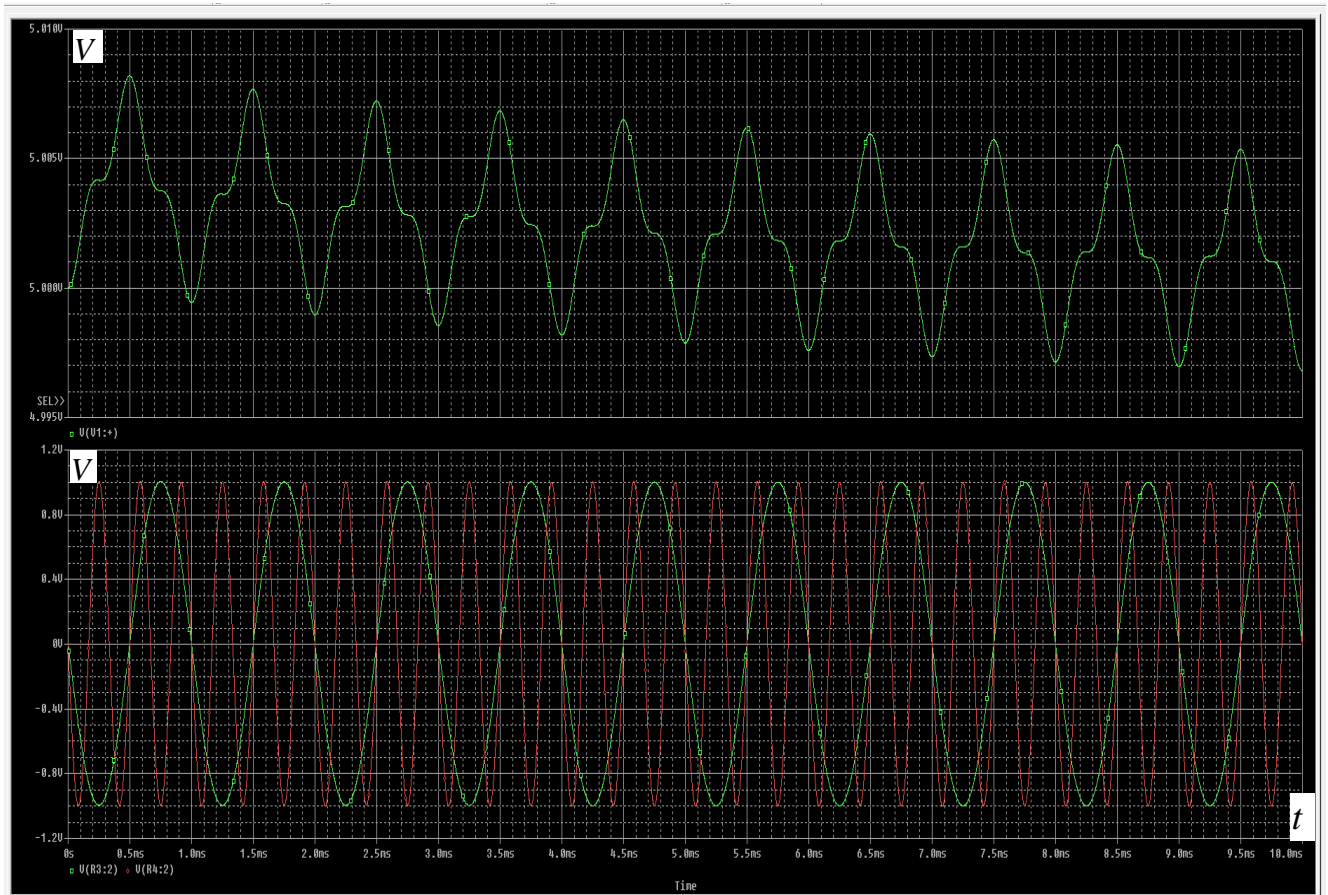


Рисунок 1.16 – Часові діаграми моделі, що доповнена конденсатором $C1=1000$ мкФ

Завдяки тому, що до внутрішнього опору джерела напруги $R2=10$ Ом паралельно під'єднано конденсатор $C1$, розмах спотворень складає лише 8,5 мВ, отже, зменшено в 20 разів. Чому підключення $C1$ паралельно до $R1$? Бо само джерело $V1$ має як математична модель нульовий опір і при аналізі змінного струму вважається закороченням.

Висновок 1. Моделювання відображає вплив внутрішнього опору джерел напруги при аналізі за постійним та змінним струмом.

Висновок 2. При створенні схем вимірювання потрібно враховувати те, що струми, які протікають у різних частинах схеми вимірювання, все одно проходять через джерело живлення і таким чином ці частини схеми пов'язані одна з одною. Такий зв'язок називається паразитним.

Висновок 3. Якщо внутрішній опір реального джерела напруги не прагне до нуля, то на цьому опорі спостерігається паразитна напруга відповідно до закону Ома. Ця

напруга створює впливання однієї частини схеми на іншу і погіршує метрологічні характеристики схеми.

Висновок 4. Рівень паразитної напруги можна зменшити, якщо заблокувати вихід джерела напруги конденсатором, який зменшить сумарний еквівалентний опір за змінним струмом на затискачах джерела напруги, бо разом з внутрішнім опором джерела живлення утвориться фільтр нижніх частот що буде поглинати паразитні коливання.

Висновок 5. Через конденсатор, що блокує реальне джерело живлення, протікають лише змінні струми, що створені схемою. Чим більша ємність конденсатора, тим менше різні частини схеми впливають одна на одну.

Висновок 6. Конденсатори, що блокують реальне джерело живлення, можуть бути встановлені в окремі частини схеми, аби блокувати вплив локальних змінних струмів на загальний струм джерела живлення. Цей вплив можна також заблокувати в кожній окремій частині схеми на вузлі її живлення вимірювання конденсатором та ще одним резистором, що разом утворюють фільтр нижніх частот. Приклад блокування впливу опору джерела живлення за допомогою фільтрів нижніх частот по колу живлення наведено на рисунку 1.17, а результат моделювання – на рисунку 1.18.

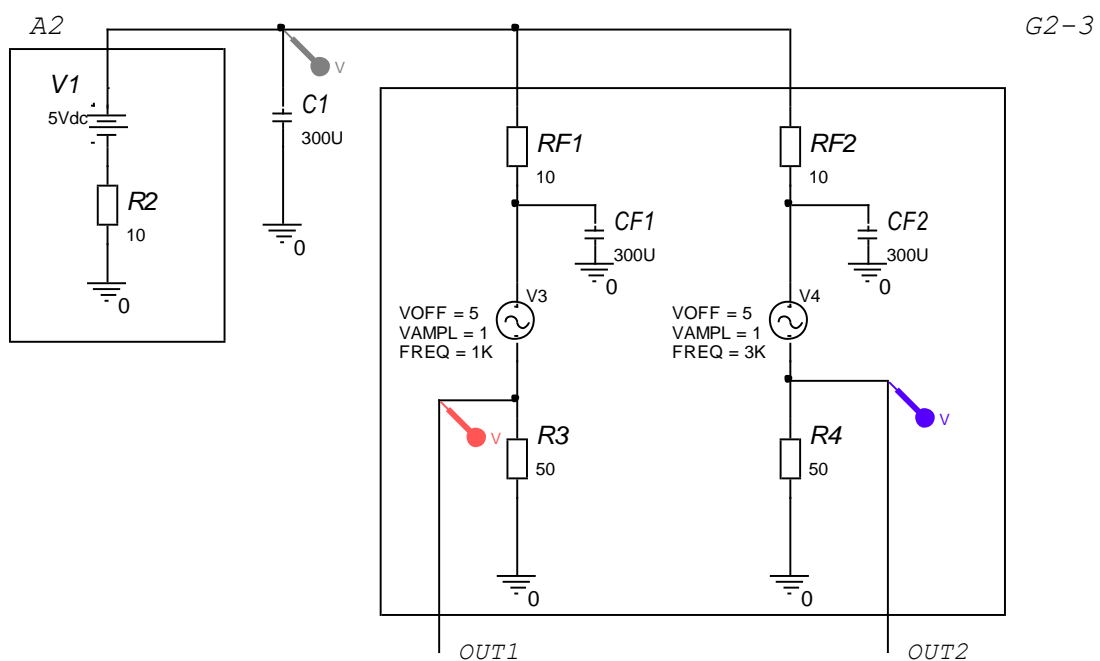


Рисунок 1.17 – Модель, що доповнена конденсатором $C1=1000$ мкФ

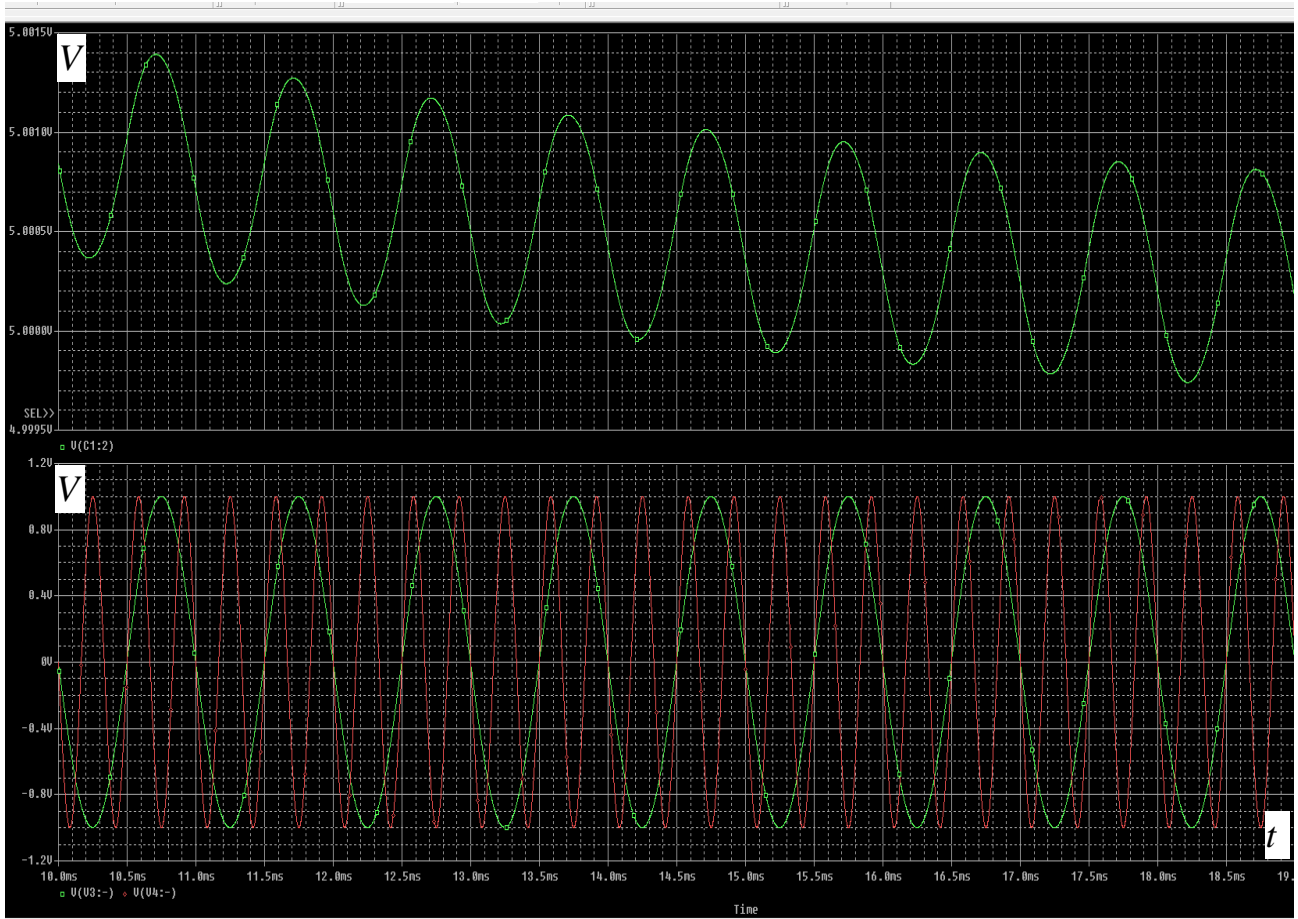


Рисунок 1.18 – Часові діаграми моделі, що доповнена фільтрами нижніх частот по колу живлення

В результаті завади на джерелі живлення не перевищують за розмахом 1 мВ при розмаху вихідного сигналу 2,4 В. Тобто завада менше корисного сигналу у 2400 разів. А це – похибка $\delta < 0,00042$, або 0,042%.

Висновок 7: попри те, що сумарна ємність конденсаторів навіть зменшена з 1000 мкФ до 900 мкФ, вдалось завдяки фільтрації в кожній частині схеми зменшити завади приблизно в 10 разів порівняно з застосуванням лише одного конденсатора.

Це важливий результат, бо те, що додали по резистору в кожну частину схеми мало вплинуло на вартість – резистори значно дешевші ніж конденсатори.

1.5 Джерело струму та його властивості

Осягнути, що це таке – джерело струму, трохи важче, ніж джерело напруги. Найпростіше, і то лише на початку, можна вважати, що джерело струму – це джерело напруги з великим внутрішнім опором. Наприклад, батарейка, до якої додали резистор, опір якого в тисячу і більше разів перевищує внутрішній опір самої батарейки. Чим більша напруга джерела та чим більший опір – тим якісніше найпростіше джерело струму. Найчастіший випадок для використання джерела струму в метрології – це вимірювання опору з застосуванням закону Ома:

$$R = \frac{U}{I}$$

де U – напруга на невідомому опорі, I – відомий струм джерела струму.

Існують спеціальні технічні рішення, за якими для метрологічних потреб створюються різноманітні джерела струму, або, як ще часто називають цей компонент, генератори струму з традиційними рівнями джерел живлення: ± 15 В, ± 9 В, ± 5 В, ± 3 В, $\pm 1,5$ В. Тобто, зовсім не обов'язково підключати джерело високої напруги, аби отримати метрологічне джерело струму. Але про це – трохи пізніше. А зараз визначимо ідеальний генератор струму як відношення напруги U_{∞} , що прагне до нескінченності, до внутрішнього опору R_{∞} , що також прагне до нескінченності, але при цьому їх відношення має кінцеве значення I_G . У формулі це може мати такий вигляд:

$$I_G = U_{\infty} / R_{\infty}.$$

Тому, якщо послідовно до джерела напруги включити резистор з великим опором, то отримаємо джерело струму. Але і тут виникає деяка складність. Бо моделі джерела струму заведено позначати так, як це показано, наприклад, на рисунку

1.19. Результат моделювання – розрахунок схеми за постійним струмом, наведено на рисунку 1.20.

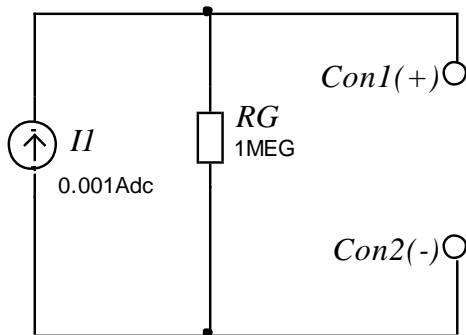


Рисунок 1.19 – Джерело струму з внутрішнім опором 1 МОм

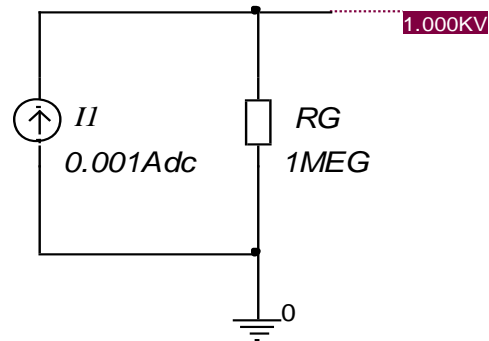


Рисунок 1.20 – Результат моделювання

На відміну від джерел напруги внутрішній опір джерел струму підключають паралельно!

Цей же рисунок – приклад вимірювання опору резистора. Для вимірювання опору ємності, а тому і визначення значення ємності конденсатора потрібно застосовувати джерело змінного струму. Це трохи складніше, бо в цьому разі потрібно контролювати не лише значення струму, але і частоту його сигналу. Модуль опору конденсатора

$$R_c = \frac{1}{\omega C},$$

де $\omega = 2\pi f$, f – частота сигналу джерела струму.

Варто звернути увагу на полярність електродів джерела струму, вектор напрямку струму за стрілкою в середині символу II та полярність напруги на виході розрахункової схеми. Це приклад еквівалентної схеми джерела струму, або, як ще часто називають цей компонент, генератора струму II , з номінальним струмом 1 мА та з внутрішнім опором 1 МОм. Особливість полягає в тому, що:

1. Внутрішній опір ідеального джерела струму є нескінченним, тому його опір на схемі наводити немає сенсу. В такому випадку компонент II – це

математична абстракція, в якій нескінченність опору уже врахована в моделі компонента.

2. Внутрішній опір реального джерела струму в моделі підключається паралельно до джерела. Цей опір – символ втрат струму. Паралельне включення опору шунтує, тобто зменшує нескінченний опір $I\infty$ до реальної величини. Це легко довести за формулою паралельного включення двох резисторів:

$$R = R_G * R_{\infty} / (R_G + R_{\infty}) = R_G.$$

3. Через компонент схеми $I\infty$ буде протікати струм 0,001А. Але будуть втрати струму через внутрішній опір R_G .
4. Гідравлічна модель реального джерела струму – та ж сама система поливу води. Наприклад – система крапельного поливу води. Чим більше отворів на ближніх до помпи грядок – тим менше надходить води до дальніх грядок.

Техніка безпеки щодо джерела струму істотно відрізняється від джерела напруги: для джерела струму замкнені електроди – це звичайне явище. Саме цей факт відображає рисунок 1.21 як приклад вимірювання струму $I\infty$. Бо амперметр – прилад з нищівно малим опором.

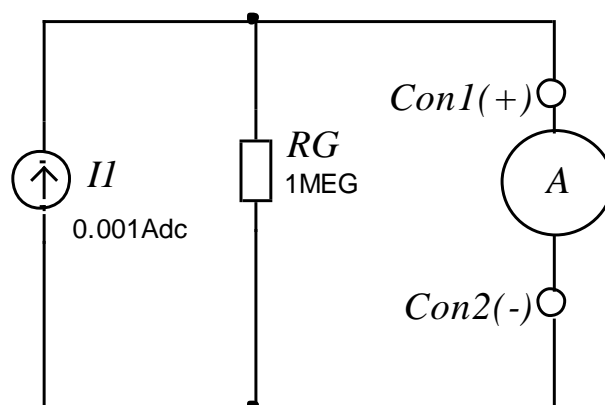


Рисунок 1.21 – Джерело струму $I\infty$ з внутрішнім опором 1 МОм

Але на електродах джерела струму може бути висока напруга!

Торкатися електродів джерела струму заборонено!

5. Якщо застосувати закон Ома до неідеального джерела енергії з внутрішнім опором R , то його модель можна утворити як у вигляді джерела струму I , так і у вигляді джерела напруги U за формулами:

$$I1=VI/R; \quad VI=I1 * R.$$

Ці рівняння складають зміст [теорему Нортон](#). Таким чином маємо правило для перетворення джерела напруги в джерело струму і навпаки, рисунок 1.22, яке орієнтовано на застосування системи ORCAD 9.2 та ін.

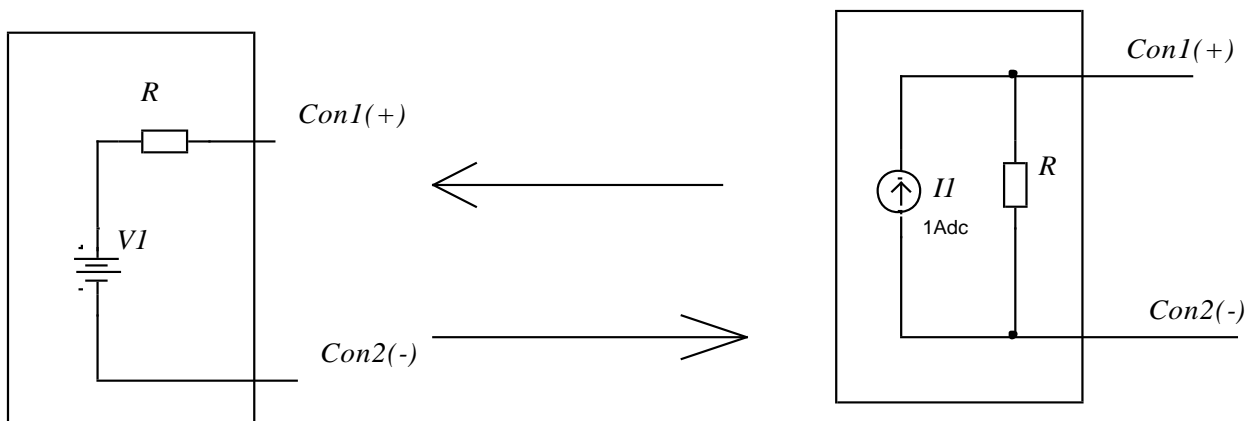


Рисунок 1.22 – Правило переходу від моделі джерела напруги до джерела струму й навпаки.

Трохи забігаючи наперед, можна навести приклад, що колектор біполярного транзистора можна розглядати як електрод джерела струму. Цим підкреслюється важливість вивчення цього і подальших розділів.

Контрольні запитання до розділу 1

1. Які два основні види вимірювань струму і напруги наведені в розділі 1?
2. Що таке джерело напруги?
3. Що таке джерело струму?

4. В чому полягає основне правило техніки безпеки при роботі з джерелом напруги?
5. В чому полягає основне правило техніки безпеки при роботі з джерелом струму?
6. Як підключати вольтметр до джерела живлення?
7. Чи можна підключати амперметр до увімкненого джерела живлення?
8. Який порядок підключення амперметра?
9. Який внутрішній опір джерела напруги?
10. У першого джерела струму внутрішній опір складає 1 МОм, а у другого 2 МОм. Яке з них краще?
11. Як називається сигнал, що утворюється через внутрішній опір джерела напруги?
12. Як зменшити заваду за змінною напругою, що виникає на джерелі живлення?
13. До якої межі прагне опір конденсатора на близьких до нуля частоті та на високих частотах

2 ПІДСИЛЕННЯ МАЛОЇ НАПРУГИ ТА СТРУМУ

2.1 Діод. Формула У. Шоклі

Нехай на початку маємо кришталік кремнію, що вже легований під час його виготовлення бором, рисунок 2.1. Такий кришталік називають базою з дірковою провідністю р-типу.



Рисунок 2.1 – Базовий кришталік кремнію, що легований бором.

Дуже часто під мікроскопом ці області мають відтінок червоного. Проведемо в цей кришталік таке легування фосфором, що в 100 і більше разів перевищить концентрацію бора в місці легування. Таким чином створимо область з електронною провідністю n-типу, рисунок 2.2.

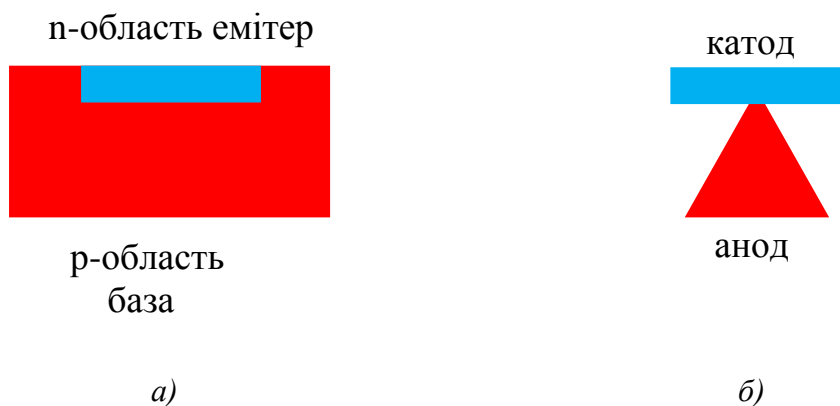


Рисунок 2.2 – Конструкція найпростішого діода: а – блакитне – область емітера (катод), червоне – область бази (анод); б – умовне позначення.

Межа між цими областями називається [p-n-переходом](#).

Часто області, що леговані фосфором, мають блакитний колір. Такі кольори визначаються не провідністю матеріалів, а товщиною плівки над областю легування.

Отже, назви база та емітер з'явилися задовго до появи транзистора, який успадкував ці назви.

Емітер – це область, що емітує переважну кількість носіїв і цим забезпечує струм через діод. Струм проходить лише тоді, коли до анода підключено електрод джерела живлення плюсової, позитивної полярності. Катод – до електроду мінусової, негативної полярності. Таке підключення називається пряме. Протилежне – зворотне. Струм у прямому напрямку може бути в діапазоні від мікроампер до кілоампер. Все залежить від розмірів площі діода. У зворотному напрямку струм має особливу назву – струм насичення. Він може бути в діапазоні від фемтоампер до мікроампер. Так само, струм залежить від розмірів площі діода. Таку назву він отримав через те, що майже не залежить від величини напруги, яка зміщує діод в зворотному напрямку.

Струм через діод обчислюється за широко відомою [формулою У. Шоклі](#)

$$I = I_0 \left[\exp\left(\frac{qU}{kT}\right) - 1 \right] \quad (2.1)$$

де: U - напруга на електродах, I_0 -струм насичення, q - заряд електрона, k - постійна Больцмана, T - абсолютна температура діоду.

Зворотний струм діоду обчислюється за зміни знаку напруги:

$$I = I_0 \left[\exp\left(-\frac{qU}{kT}\right) - 1 \right] = I_0 \left[1/\exp\left(\frac{qU}{kT}\right) - 1 \right] \approx -I_0.$$

Вольт-амперна характеристика (ВАХ) діоду наведена на рисунку 2.3.

При прямому зміщенні діоду маємо незначний струм, доки напруга не сягне 0,7 В. Це – ділянка 1. При інженерному експрес аналізі цим струмом зазвичай нехтують. Надалі при збільшенні напруги спостерігаємо стрімке зростання струму. Це – ділянка 2. Потім можна відзначити обмеження в швидкості наростання струму. Це – ділянка 3. На цій ділянці позначається вплив опору матеріалу напівпровідника.

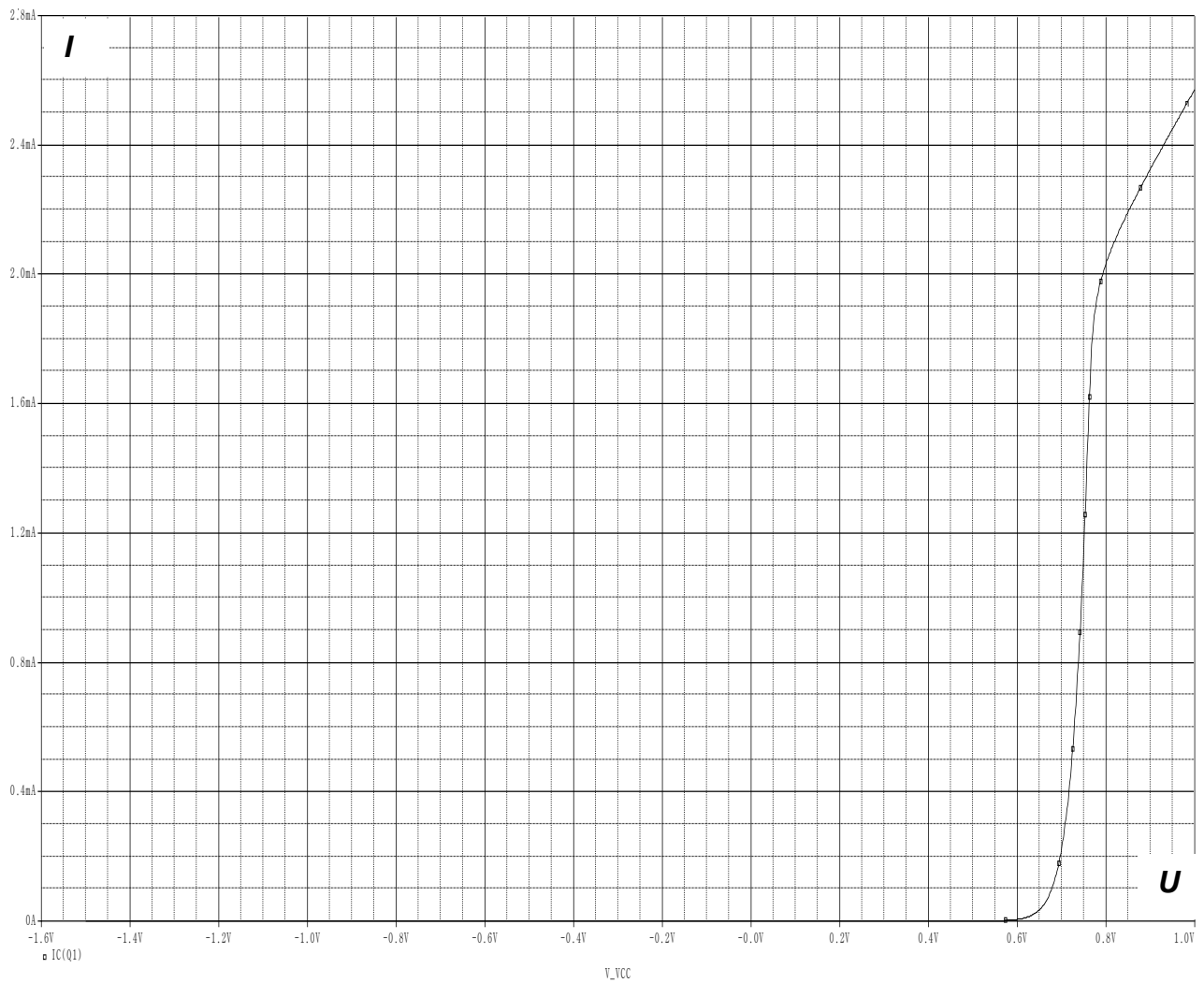


Рисунок 2.3 – Залежність струму через діод від напруги

Тестування діоду від двох джерел з нульовим внутрішнім опором відображено на рисунку 2.4.

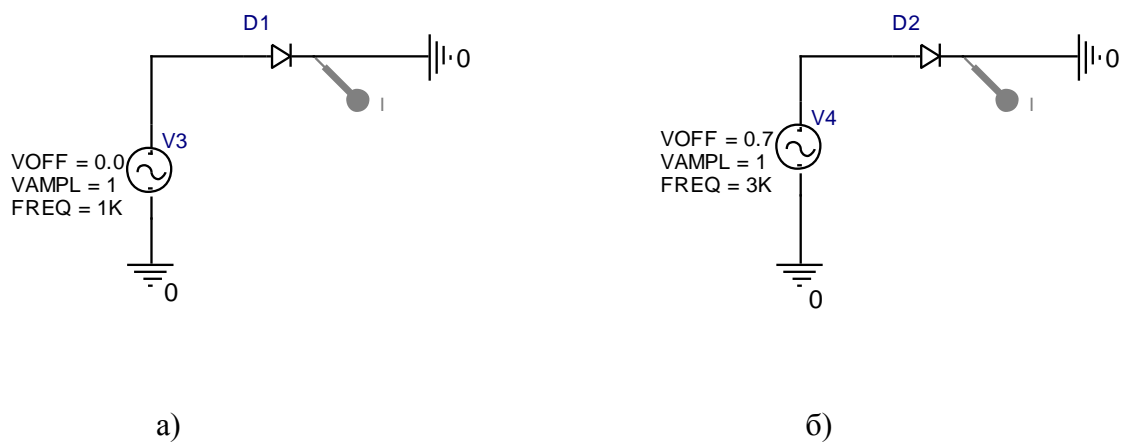


Рисунок 2.4 – Моделювання струму через діод від джерел напруги

а – з нульовим зміщенням; б) зі зміщенням 0,7 В

Джерело $V1$ генерує коливання напруги амплітудою 1 В й частотою 1 кГц відносно нульового рівня. В той же час джерело $V2$ генерує коливання напруги амплітудою 1 В й частотою 3 кГц відносно рівня 0,7 В.

Часові діаграми наведені на рисунку 2.5.

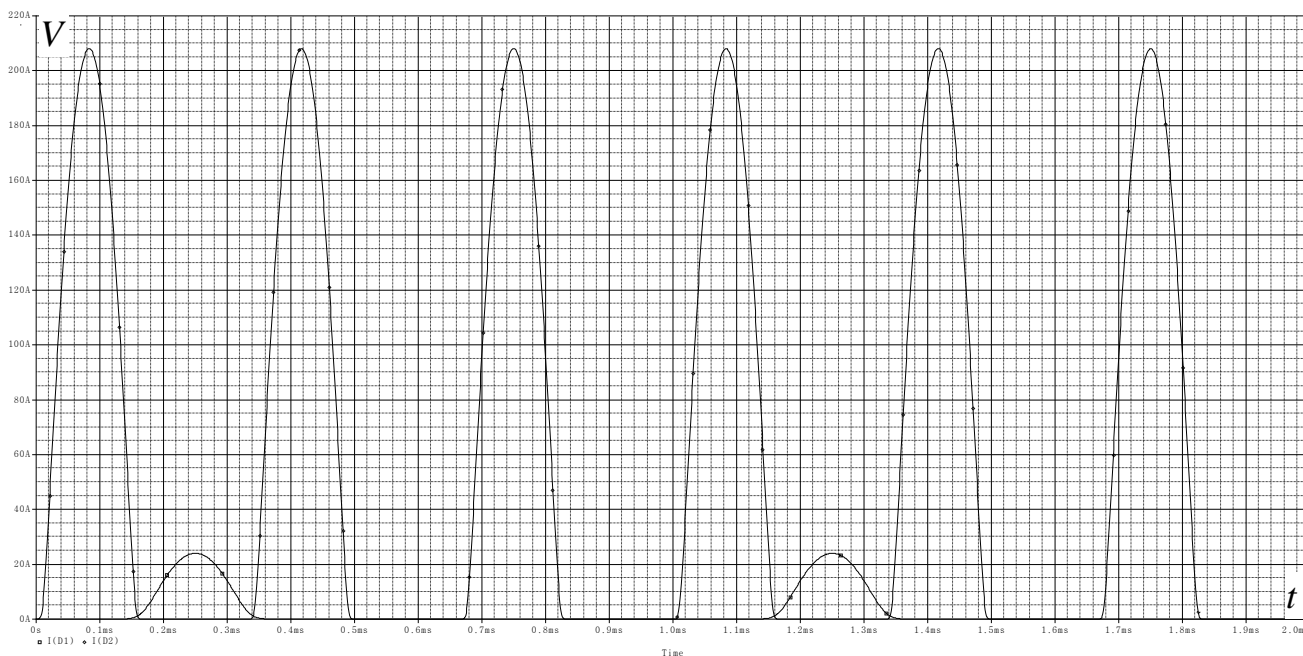


Рисунок 2.5 – Часові діаграми струмів через діоди $D1$ та $D2$

Варіант а) – струми не більше 25 А, бо діод $D1$ починає проводити струм лише тоді, коли амплітуда джерела напруги $V1$ досягне 0,7 В. У варіанті б) ця властивість діоду вже врахована і в опції джерела напруги $V2$ напруга зміщення, тобто постійний рівень напруги, навколо якого генерується коливання, вже встановлено 0,7 В. Тому через діод $D2$ проходять половинки синусоїд, а не тільки верхівки, як в варіанті а) для діоду $D1$.

Отже, отримуємо напівперіодний випрямляч напруги: для випадку а) похибка для напруги 1 в неприйнятна. А у випадку б) отримуємо напівперіодний випрямляч напруги, який скомпенсовано. Інша справа, що джерела напруги для спрощення застосовані з нульовим опором, тому і струм через діод $D2$ сягає понад 200 А. Такий струм розвивається, наприклад, при пуску двигуна автомобіля.

ВАХ діоду містить інформацію про струм через діод в залежності від докладеної до нього напруги. Тому питання про опір діоду можливо ставити в площині реальної напруги в даній точці.

Висновок. **Опору діоду не існує!** Існує **еквівалентний** опір діоду, статичний та динамічний.

Статичний еквівалентний опір – це відношення напруги на діоді до його струму. Тому статичний еквівалентний опір – це функція режиму вимірювання.

Динамічний еквівалентний опір діоду r_D – це відношення приросту напруги до приросту струму. Тому динамічний еквівалентний опір це теж функція режиму вимірювання.

Розрахунок динамічного еквівалентного опору діоду r_D можна виконати за допомогою диференціювання формули У. Шоклі (2.1):

$$r_D = \frac{\varphi_T}{I_D} \text{ Ом},$$

де φ_T – температурний потенціал в точці $T = 300 \text{ К}$, $\varphi_T = 25,9 \text{ мВ}$, I_D – струм через діод.

2.2 Транзистор.

Конструкція транзистора подібна до конструкції діоду: додається ще одна п-область до бази, рисунок 2.6. Цю область називають колектором – збирачем носіїв зарядів.

Особливість транзистора на відміну від діоду полягає в тому, що завдяки зміні струму бази можна керувати струмом через емітер та колектор. Все через рівень концентрації домішок в областях транзистора. Найбільша концентрація домішок в емітері. Коли розглядати його в мікроскоп, то видно, як спотворена кристалева решітка кремнію. Через значні руйнування кристалевої решітки пробивна напруга база-емітерного переходу, якщо його змістити у зворотному напрямку, сягає 7,2 В для транзистора типу КТ315.

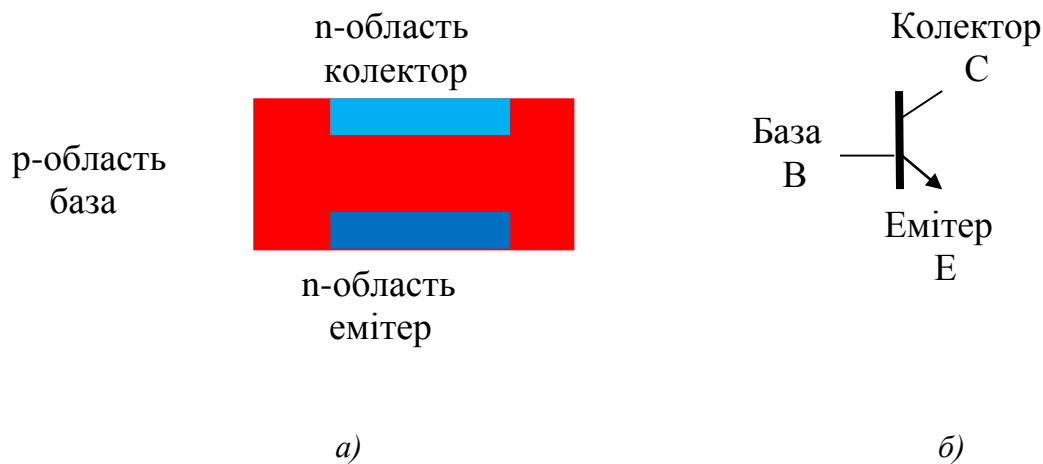


Рисунок 2.6 — n-p-n-транзистор: а – конструкція, б – позначення

Це, коли до бази докласти мінусову полярність, а до емітера – плюсову. Якщо в цьому випадку підвищувати напругу, а струм не обмежити – база-емітерний перехід вигорить.

Але, коли база-емітерний перехід змістити в прямому напрямку: до бази підключити плюсову полярність, а до емітера - мінусову, і в той же час на колектор подати напругу з плюсовою полярністю і більшою за розмахом, ніж на базу, то виявиться, що через електроди транзистора будуть протікати струми: через базу – малий, через емітер та колектор – великий. Якщо концентрація домішок в емітері в 100 раз вища, ніж в базі, то і струм емітера буде приблизно в 100 разів більша, ніж в базі. А колектор підбере всі ті заряди, що вийшли з емітера, та не потрапили на електрод бази. Тому **струм колектора дорівнює струму емітера мінус струм бази.**

2.2.1 Підключення транзистора зі спільним емітером

Найбільше поширене підключення транзистора зі спільним емітером (СЕ). Розглянемо для початку ескіз у випадку відсутності струму, рисунок 2.7, де база поки що з'єднана з емітером. Області n-p-n-транзистора позначені прямокутниками: блакитними – n-області, червоним – p-область бази транзистора. Емітер зображено

темним блакитним кольором, та позначено N^{++} , щоб підкреслити надзвичайно високий рівень концентрації домішок електронного типу. Зазвичай ця

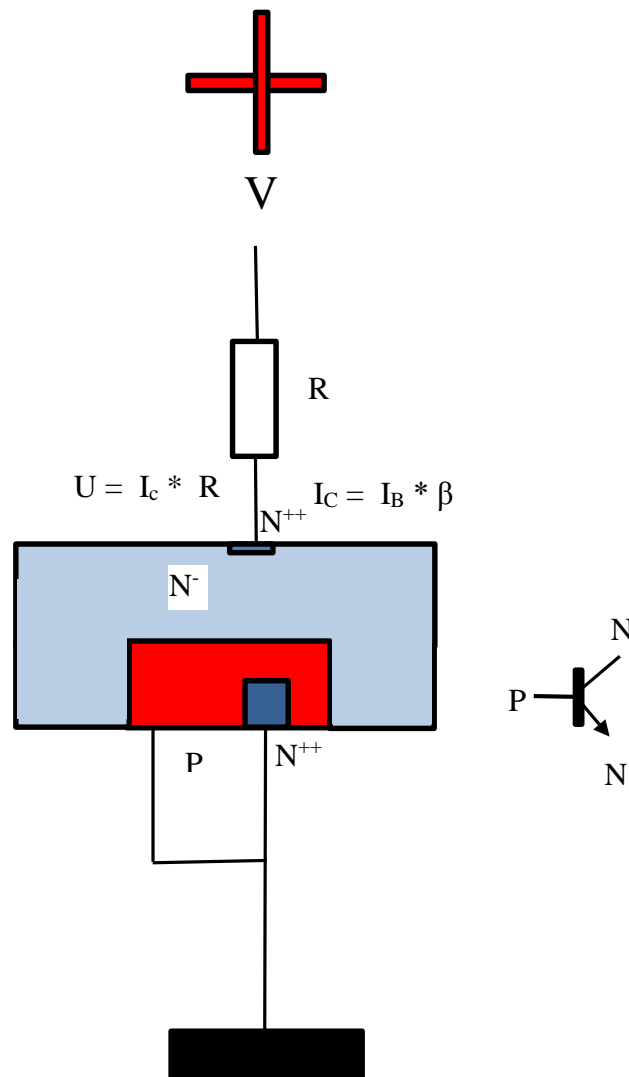


Рисунок 2.7 – Ескіз підключення зі спільним емітером. Випадок відсутності струму

концентрація прагне до межі того, скільки може вмістити ця область кремнію. Кристалічна решітка в області емітера зазнає значних руйнувань, що добре видно навіть за допомогою оптичного мікроскопу. Дифузія N^{++} -емітера виконана безпосередньо в базу. Отже лишилося докласти напругу близько 0,6...0,8 В і електрони жваво подолають бар'єр р-п-переходу база-емітер і наповнять р-область бази транзистора, тобто носіями n-типу. Тут вони будуть не основними носіями. Але їх буде багато більше, ніж основних. У скільки разів більше – тим більше буде струм. Але, поки що, коли база під'єднана до емітера, в базі електронів немає, струм не

протікає, транзистор закритий. Бо в базі нульова напруга відносно емітера. Це – стан **відсічки**. А тепер долучимо до бази джерело струму, що має дві складові: постійна – 4 мкА та змінна – 1 мкА, рисунок 2.8.

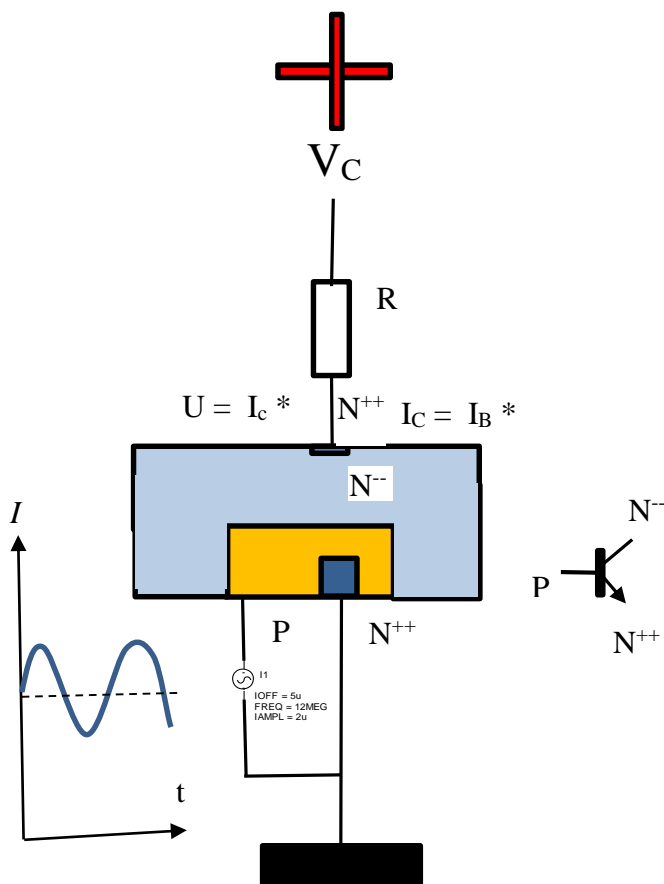


Рисунок 2.8 – Ескіз підключення зі спільним емітером. Випадок протікання струму

Ось тепер, постійна складова струму 4 мкА змістила базо-емітерний перехід в прямому напрямку. Добре видно відмінність стану бази, коли до неї надійшли неосновні носії. Її еквівалентна концентрація істотно змінилася. Тепер стає зрозумілим, чому колектор вільно підбирає носії з бази. Бо електрони легко захоплюються полем колектора. Але структура все одно не змінюється! База-колекторний перехід залишається зміщеним у зворотному напрямку! Його опір сягає мегаом. Тому транзистор істотно розігрівається саме база-колекторним переходом. Гідравлічна модель транзистора може бути уявлена як регулювання струменя води: емітер – водопровід, база – вентиль, колектор – приймач води: бак, цистерна, ставок...

Коли приймач носіїв переповнюється, то вода йде через край. Для транзистора – це стан **насичення**. Часова діаграма роботи показана нижче за відповідним рисунком.

Найпростіше задати початковий струм в базу за допомогою резистора безпосередньо від джерела напруги, рисунок 2.9, де зображене підключення з заземленим, тому спільним емітером (СЕ). Таким чином, вхідними електродами транзистору є емітер та база, а вихідним електродом може бути як колектор, так і емітер.

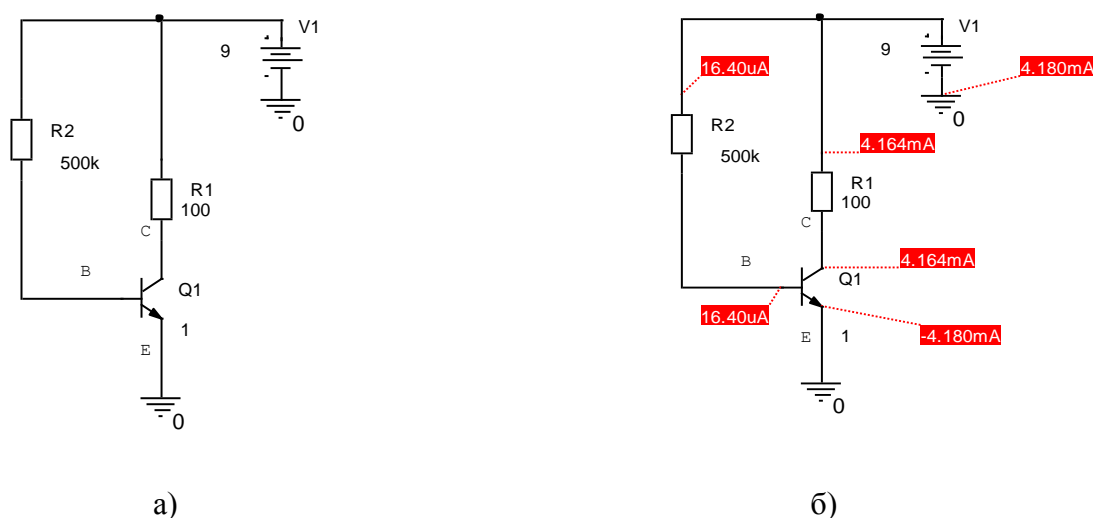


Рисунок 2.9 – n-p-n-транзистор: а – схема включення з СЕ, б – розподіл струмів

Примітка. Існує окремий варіант виконання транзисторів в галузі мікроелектроніки, коли колектор та емітер міняються місцями. Наприклад, так звана інжекційна логіка. Але розгляд цього варіанту не входить в межі даного видання.

Резистор $R1$ в колі колектора в цій схемі включення зі спільним (тому заземленим) емітером виконує лише захисну функцію, коли вимірювання проводять в лабораторних умовах. Враховано те, що вимірювання проводиться за обставин, коли увага оператора може бути переключена на зовнішні події. Тоді помилка може привести до руйнування транзистора.

Часто потрібно перетворити струм колектора в напругу. Тоді в коло колектора вводять резистор. За законом Ома напруга, що виділяється на резисторі, прямо

пропорційна силі струму через цей резистор. Зазвичай підключення такого резистора називають навантаженням для колектора. Величина опору резистора має важливе значення, бо чим більше опір резистора, тим менше залишиться напруги на колекторі відносно джерела живлення. Приклад роботи транзистора з навантаженням $R1 = 2 \text{ кОм}$ в моделі включення зі СЕ наведено на рисунку 2.10.

Часові діаграми наведено на рисунку 2.11.

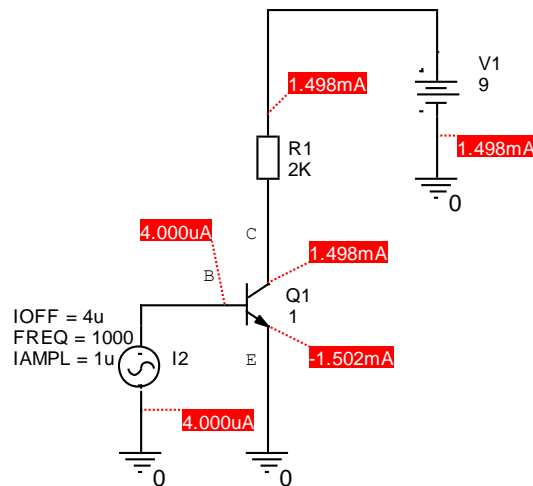


Рисунок 2.10. Схема включення n-p-n-транзистора зі СЕ на змінному струмі

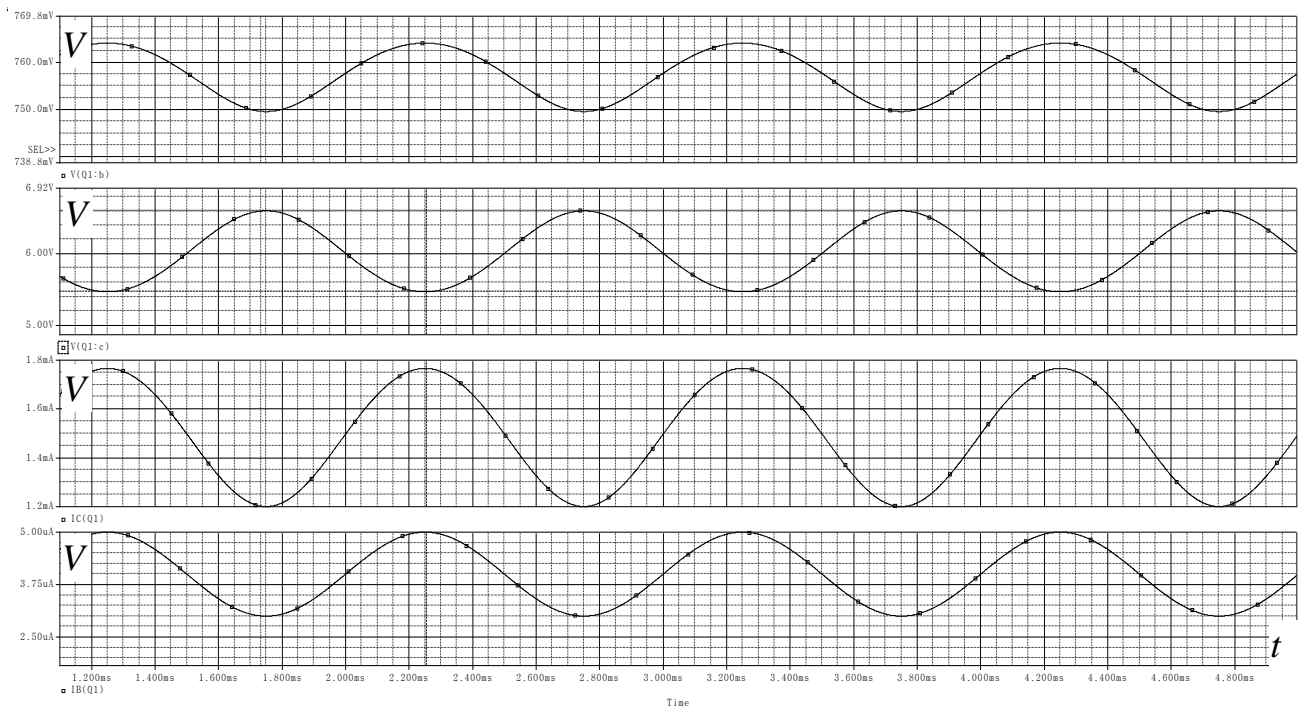


Рисунок 2.11 – Часові діаграми включення n-p-n-транзистора з СЕ на змінному струмі

Важливо звернути увагу на те, що, порівняно з схемою, рисунок 2.7, опір резистора $R1$ збільшено в 20 разів, а струм в колі колектора змінився лише на частку

$$\Delta I = \frac{4,164 - 3,693}{4,164} = 0,113,$$

тобто на 11,3%. Таке явище пояснюється тим, що база-колекторний р-п перехід зміщено у зворотному напрямку. Через це він має великий опір і може бути прикладом моделі джерела струму. Саме така модель з джерелами струму отримала назву [Еберса-Мола](#) за іменами тих, хто її запропонував. Особливість її полягає в тому, що вона оснований на формулі У. Шоклі (2.1).

Тобто, **спеціальної формули для струму транзистора не існує**. Існують лише уточнення, поправки та коефіцієнти для формули У. Шоклі, що була сформульована для діоду. Наприклад, [модель Гумеля-Пуна](#). Вона містить навіть можливість розрахунку інтегральних транзисторів.

Повернемось до рисунку 2.7. Джерело вхідного струму $I2$ включено між базою та емітером транзистора $Q1$. Струм бази $I=4$ мкА, що відкриває перехід база-емітер задано в опції джерела струму $IOFF=4u$. Змінна складова струму бази задана як $IAMPL=1u$, тобто 1 мкА. Разом з тим, можемо оцінити реакцію транзистора в колі колектора у вигляді напруги на резисторі $R2 = 2$ кОм. З одного боку його називають навантаженням, з іншої сторони – він є перетворювач струм-напруга за законом Ома. Отже, на колекторі напруга за розмахом сягає $U_C = 1,128$ В. В той час вхідна напруга за розмахом дорівнює 14,42 мВ. Неважко підрахувати коефіцієнт підсилення цього каскаду за напругою

$$K_U = 1128/14,42 = 78,22.$$

Порівняємо цей результат з визначенням статичного коефіцієнта підсилення транзистора B як відношення струму колектора до струму бази, тобто

$$B = I_C/I_B$$

З рисунку 2.8 маємо $V = 1498/4 = 374,5$. Отже – різниця майже в 4,7 разів.

В чому причина?

Коефіцієнт підсилення за струмом V – це потенційні можливості транзистора в статичному режимі.

Коефіцієнт підсилення за напругою K_U – це конкретний результат реалізації схеми в динамічному режимі. В іншій моделі буде інший коефіцієнт підсилення, але він не перевищить 374,5.

За загально прийнятною формулою розрахунку коефіцієнта підсилення за напругою

$$K_U = \frac{R_{LOAD}}{r_E} \quad (2.2)$$

в якій динамічний опір емітера

$$r_E = \frac{\varphi_T}{I_E} \text{ Ом}$$

де φ_T – температурний потенціал, в точці $T = 300 \text{ К}$ $\varphi_T = 25,9 \text{ мВ}$.

Для струму емітера $I_E = 3,709 \text{ мА}$ отримуємо $r_E = \frac{25,9}{1,502} = 17,24 \text{ Ом}$. Тоді коефіцієнт підсилення за формулою (2.2)

$$K_U = \frac{2000}{17,24} = 116,0$$

Тобто, отримано результат, схожий за оцінками підсилення за відношенням напруги колектора до напруги бази. Але є ще одне визначення підсилення транзистора – динамічний коефіцієнт як відношення приросту струму колектора до приросту струму бази:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \dots\dots\dots (2.3)$$

Збільшимо постійну складову струму бази до 6 мкА, рисунок 2.12.

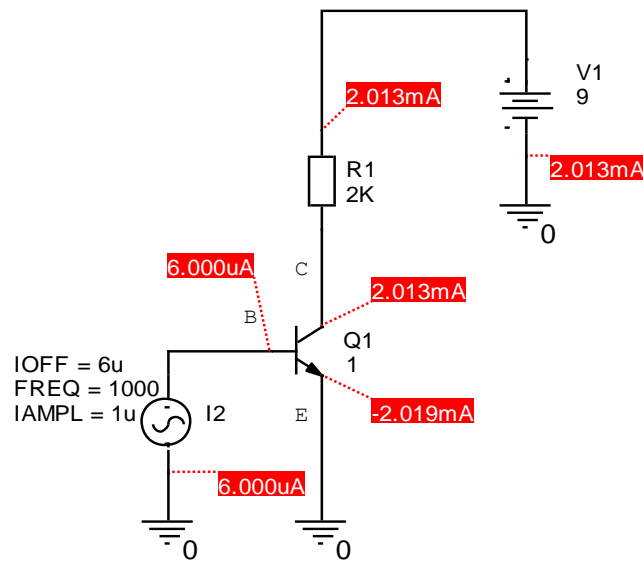


Рисунок 2.12 – Другий режим струму бази

Тоді, за формулою (2.3)

$$\beta = \frac{2013 - 1498}{6 - 4} = \frac{515}{2} = 257,5$$

За співвідношенням змінної напруги на колекторі до напруги на базі отримуємо

$$K_U = 950 / 9,77 = 97,23.$$

Часові діаграми для моделі зі струму бази 6 мкА наведені на рисунку 2.13.

Необхідно звернути увагу на те, що фаза синусоїди на колекторі протилежна фазі напруги на базі транзистора.

Тепер різниця між результатом оцінки підсилення за діаграмами та за розрахунком динамічного коефіцієнта підсилення стала дещо меншою. Тому є думка, що динамічний коефіцієнт підсилення краще відображає розрахунок за змінним струмом.

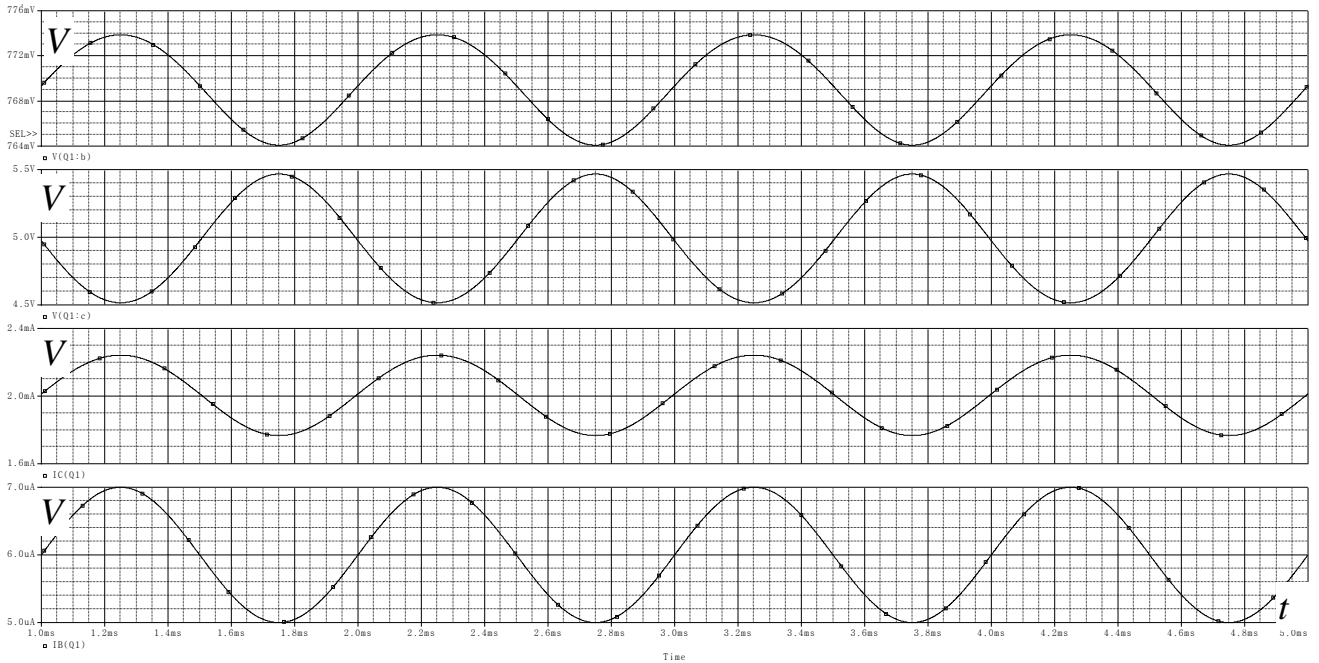


Рисунок 2.13 – Часові діаграми для струму бази 6 мкА

Висновок 1. Розрахунок, моделювання та вимірювання коефіцієнта підсилення можуть принести відчутно різні результати. Ці результати залежать від параметрів моделі та режиму вимірювання.

Висновок 2: Схема зі спільним емітером інвертує вхідну напругу.

Причина проста: підвищення напруги в базі примушує транзистор відкриватись сильніше, бо база має провідність р-типу. Це приводить до збільшення струму бази i_b , відповідно, струму колектора. Напруга живлення U_{CC} – це константа. Тому напруга на колекторі U_C зменшується через збільшення падіння напруги на резисторі навантаження.

$$U_C = U_{CC} - I R$$

Отож i_b маємо знак «мінус», який і відображає фазу напруги на колекторі.

Висновок 3. Схема вимірювання підсилення і схема використання транзистора можуть мати істотні відмінності.

2.2.2 Підключення транзистора зі спільною базою

Підключення транзистора зі спільною базою (СБ) від джерела напруги з рівнем зміщення емітера в область від'ємної напруги -0.74 В, амплітудою сигналу 10 мВ з частотою 1000 Гц представлена на рисунку 2.14, а часові діаграми – на рисунку 2.15.

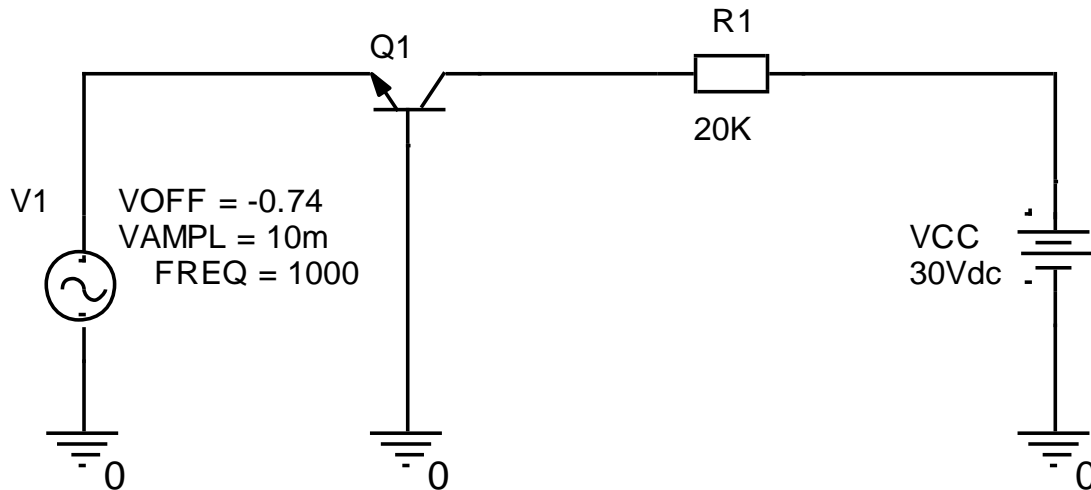


Рисунок 2.14 – Підключення транзистора зі спільною базою

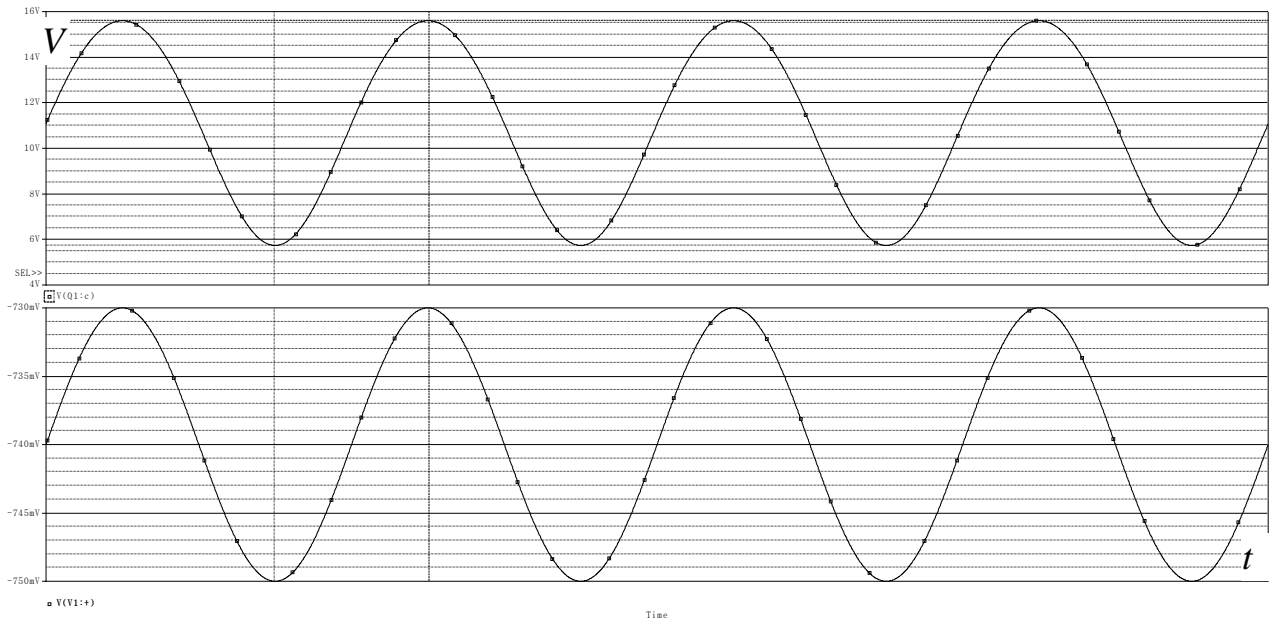


Рисунок 2.15 – Часові діаграми для схеми підключення транзистора зі спільною базою

Розмах сигналу на колекторі сягає 9,86 В при розмаху вхідного сигналу 20 мВ. Тому підсилення становить

$$K_U = 493.$$

Потрібно звернути увагу на те, що ця схема не інвертує вхідний сигнал.

Збільшення напруги на емітері *n-p-n*-транзистора зменшує струм через перехід емітер база. Це приводить до зменшення струму через резистор $R1=20$ ком. Падіння напруги на резисторі також зменшується. Тому рівень напруги на колекторі підтягується до напруги живлення.

Основні властивості схема включення транзистора зі спільною базою порівняно зі схемою включення транзистора зі спільним емітером:

1. Вхідний опір значно нижчий
2. Вихідний опір вищий
3. Відсутня інверсія фази на навантаженні
4. Вища температурна стабільність, бо вихідний струм не протікає через область емітера
5. Вища пробивна напруга
6. Найкращі частотні властивості, бо ємність база-колектор не впливає на коло вхідного сигналу.
7. Високий коефіцієнт підсилення за напругою
8. Немає підсилення за струмом

Підключення транзистора зі спільною базою часто використовується в ролі підсилювача сигналу антени в телебаченні.

2.2.3 Підключення транзистора зі спільним колектором– емітерний повторювач

Підключення транзистора з спільним колектором (СК) має ще й іншу назву – емітерний повторювач (ЕП). Сигнал на виході схеми повторює форму вхідного, але

зміщений на величину напруги база-емітер. Принцип підключення і часові діаграми наведені на рисунку 2.16 та 2.17 відповідно.

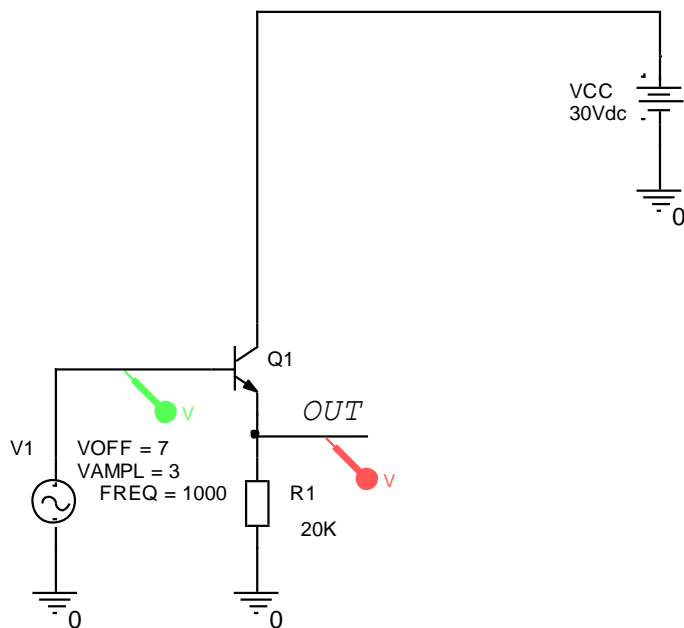


Рисунок 2.16. Підключення транзистора зі спільним колектором

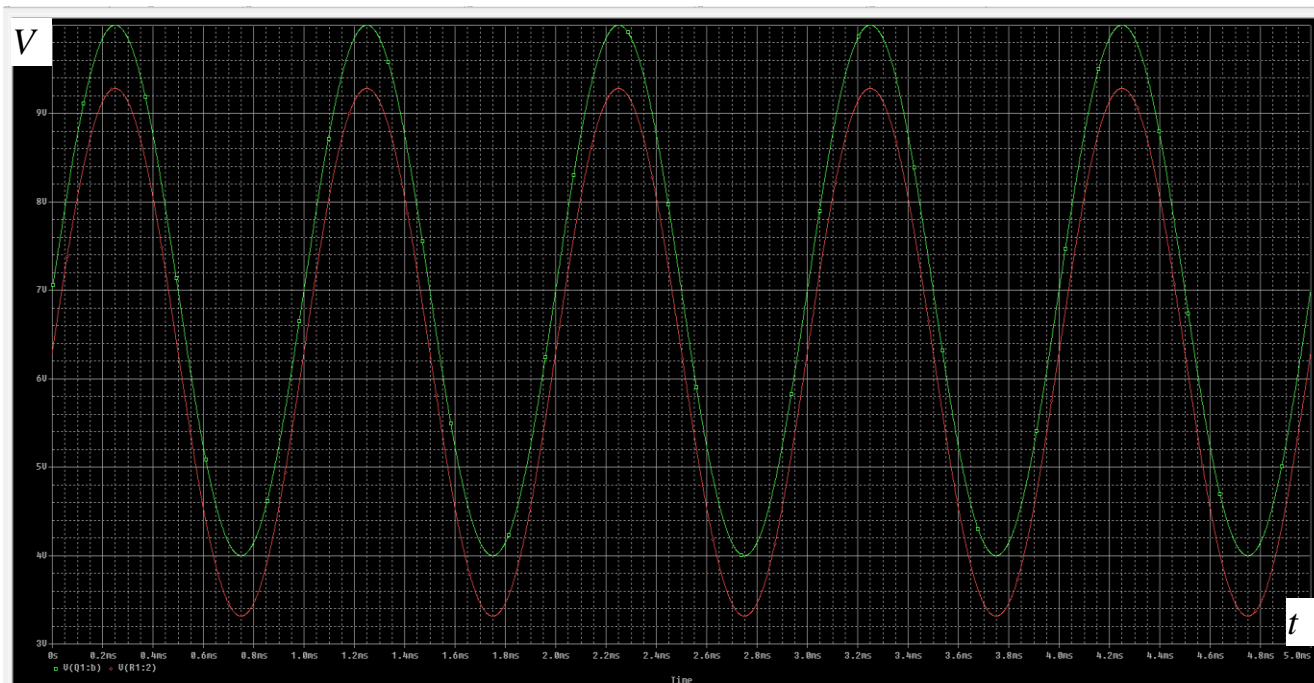


Рисунок 2.17. Часові діаграми схеми включення транзистора зі спільним колектором

Основні властивості підключення транзистора зі спільним колектором порівняно з підключенням транзистора зі спільним емітером:

1. Високий вхідний опір. Тому може бути застосована в ролі буферного повторювача сигналу змінної напруги
2. Високі частотні властивості
3. Являє собою генератор струму колектора, що визначається вхідною напругою
4. Немає підсилення за напругою
5. Високе підсилення за струмом.

Як приклад використання *властивості 3* утворимо з схеми з спільним колектором розщеплювач фази вхідного сигналу – повторювач-інвертор на одному транзисторі.

2.2.4 Повторювач-інвертор на одному транзисторі

Модель повторювача-інвертора на одному транзисторі, вона – також і розщеплювач фази вхідного сигналу, наведено рисунку 2.18.

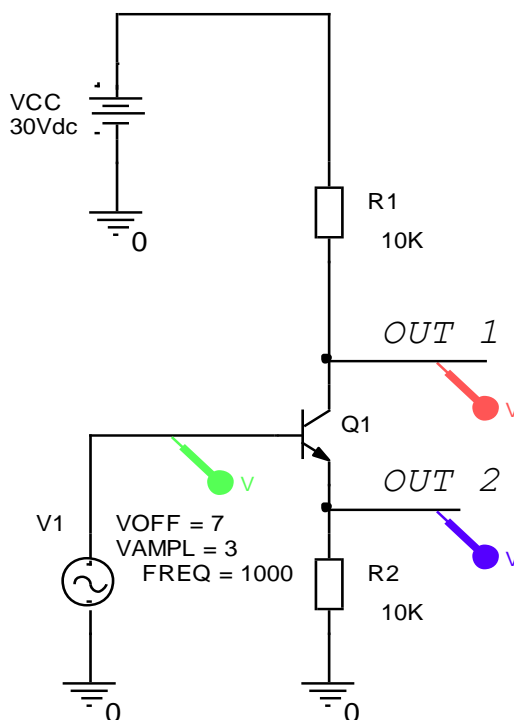


Рисунок 2.18. Розщеплювач фази вхідного сигналу

Часові діаграми вихідної напруги *OUT 1* та *OUT 2* до нього наведені на рисунку 2.19.

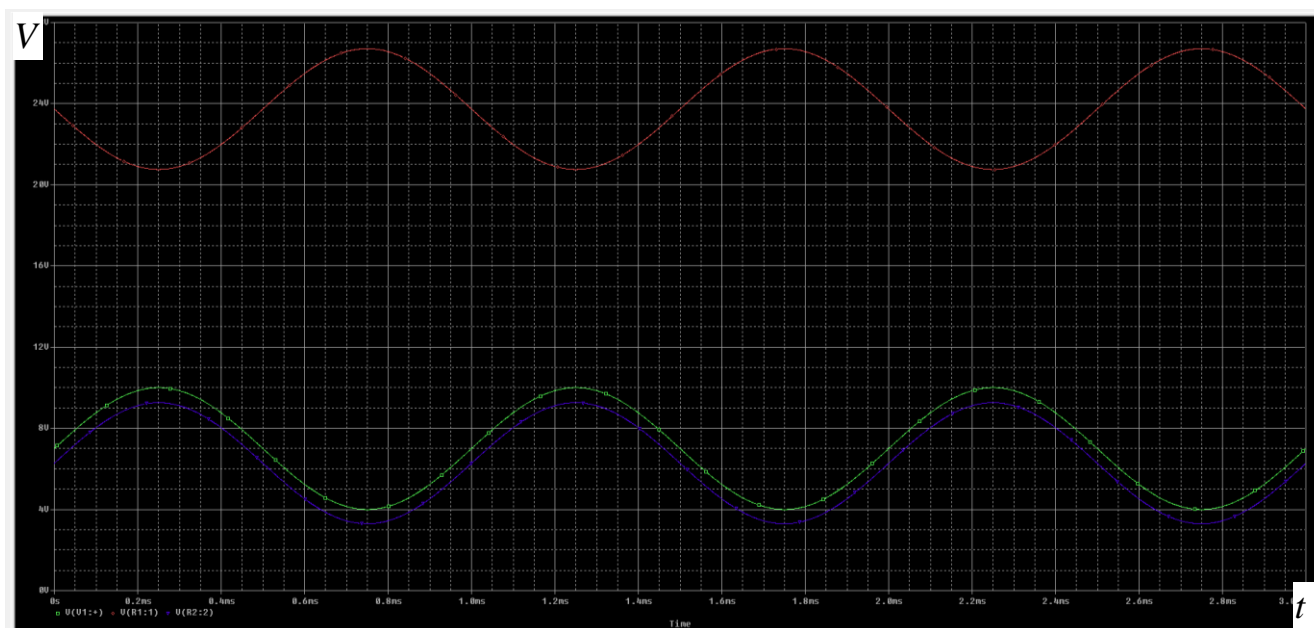


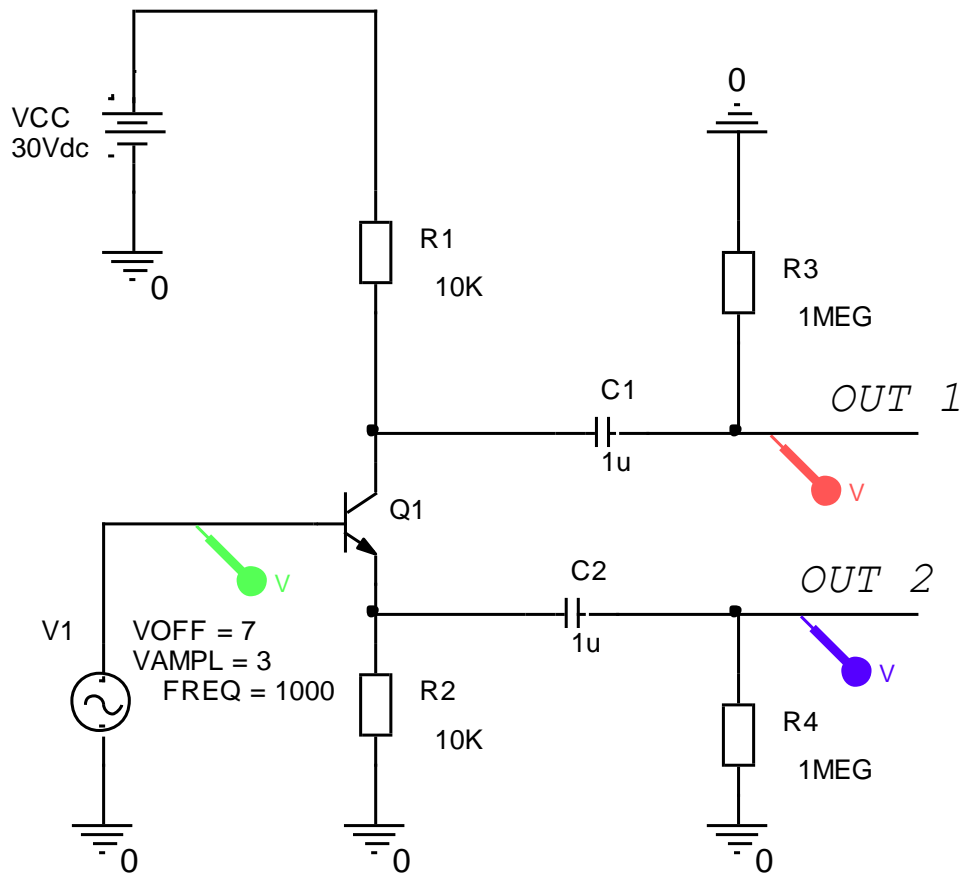
Рисунок 2.19 – Часові діаграми розщеплювача фази вхідного сигналу

Завдяки тому, що струм емітера відрізняється від струму колектора на незначну величину, достатньо включити в коло колектора резистор з таким же опором, як і в емітері. Тоді цей резистор спрацює як перетворювач струм-напруга.

Якщо потрібно відтворити отримані протифазні напруги відносно землі, то можна скористатися фільтром вищих частот (ФВЧ) першого порядку за кожним виходом. Такий фільтр – простий RC-ланцюжок, що диференціює, рисунок 2.20. Часові діаграми розщеплювача фази вхідного сигналу з вихідними сигналами відносно землі наведені на рисунку 2.21.

Точки перетину вихідних діаграм відповідають **найкращим умовам відліку фази** в тому разі, коли такий розщеплювач фази використано в ролі генератора для тестування затримок за фазою якої-небудь електронної схеми. На основі такої схеми також виконують операцію подвоєння частоти.

Розщеплювач фази поширений при обробці радіотехнічних сигналів. Наприклад, в так званих приймачах прямого перетворення.



2.20 – Розщеплювач фази вхідного сигналу з вихідними сигналами відносно землі

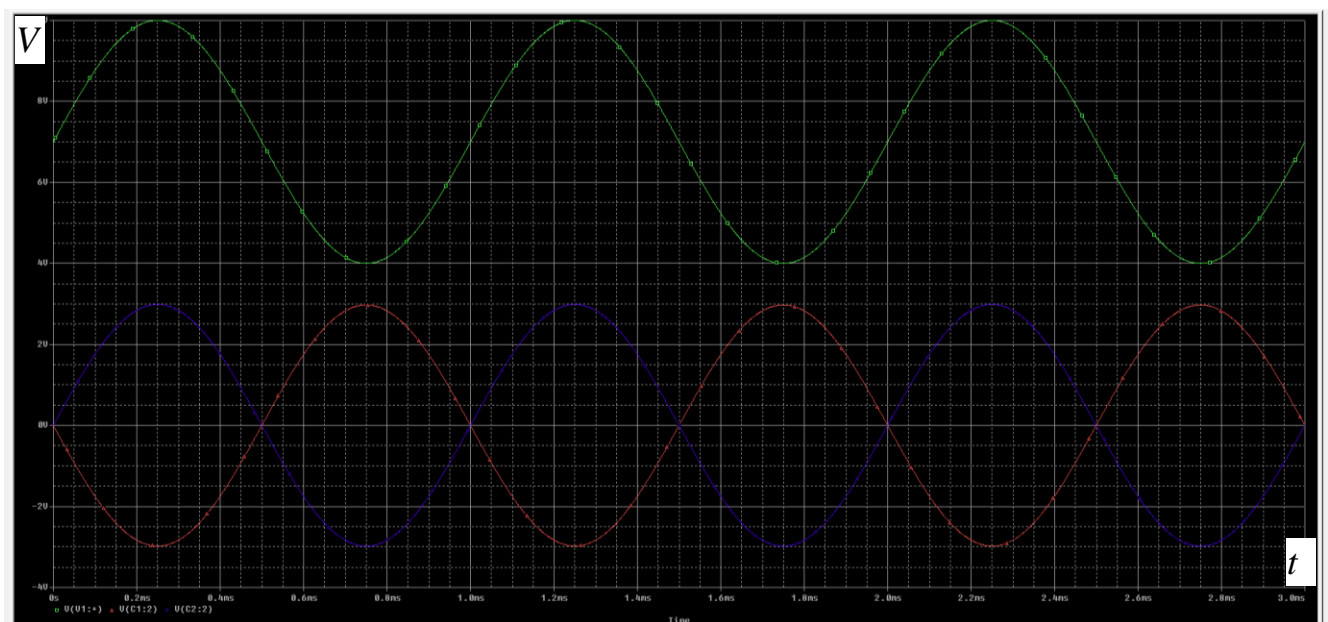


Рисунок 2.21 – Часові діаграми розщеплювача фази вхідного сигналу з вихідними сигналами відносно землі

Принцип роботи такого приймача в метрології знаходить застосування при вимірюванні високої частоти за рахунок перенесення вимірювання з діапазону високої частоти в діапазон низьких частот. Подробиці такого вимірювання виходять за межі даного видання.

2.2.5 Вимірювання затримки сигналу (фази) в моделі зі спільним емітером

Для того, аби виміряти затримку в розповсюдженні сигналу в схемі СЕ збільшимо частоту до 24 МГц, рисунок 2.22.

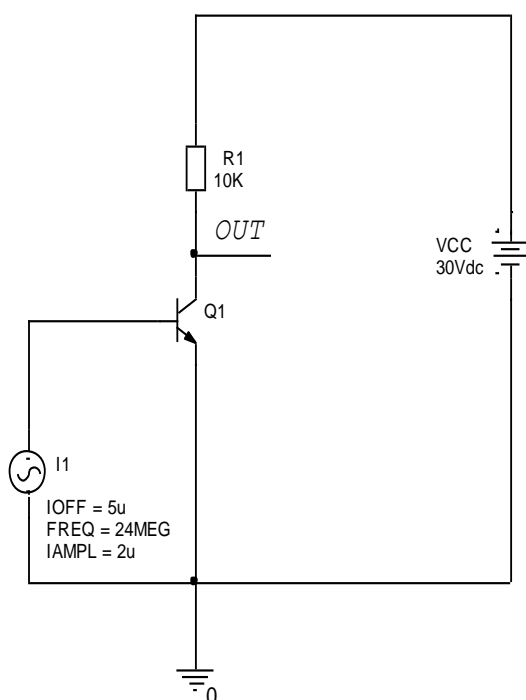


Рисунок 2.22 – Вимірювання затримки сигналу (фази) в підключенні СЕ

На такій відносно високій частоті затримка за фазою помітніша. Часові діаграми для схеми вимірювання представлені на рисунку 2.23.

Враховуючи те, що схема СЕ інвертує фазу на 180° , розташуємо курсор вхідного сигналу на максимумі, а вихідного – на мінімумі коливань. Для підвищення точності використаємо можливості системи моделювання та виокремимо цю ділянку, рисунок 2.24.

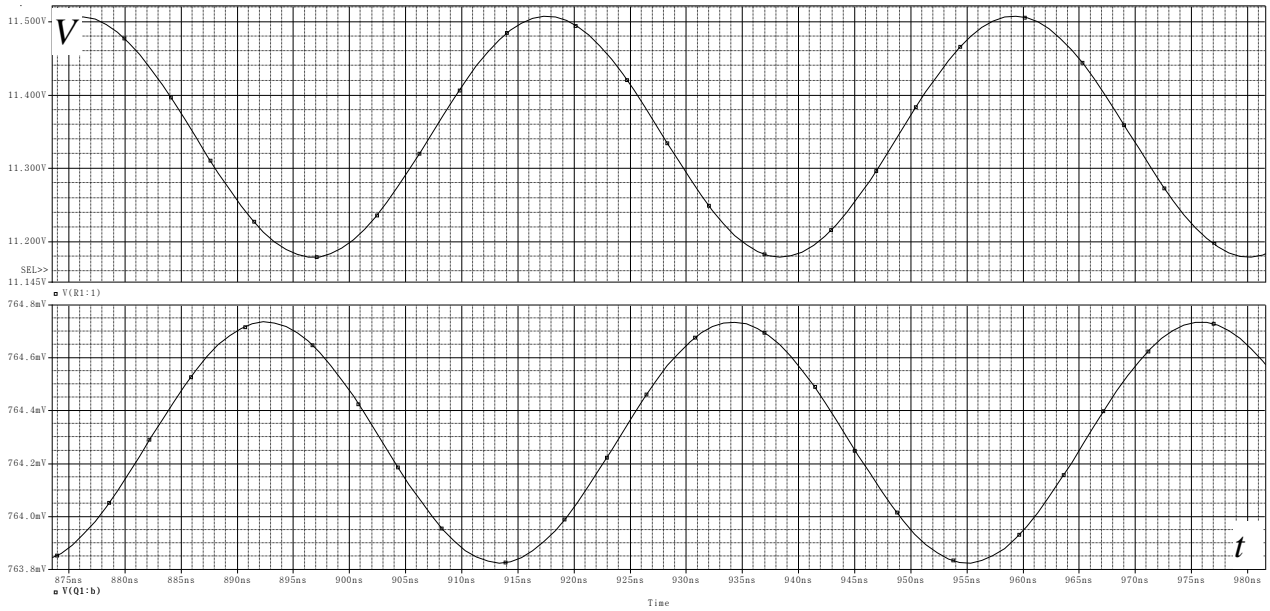


Рисунок 2.23. Часові діаграми вимірювання затримки сигналу (фази) в підключенні СЕ

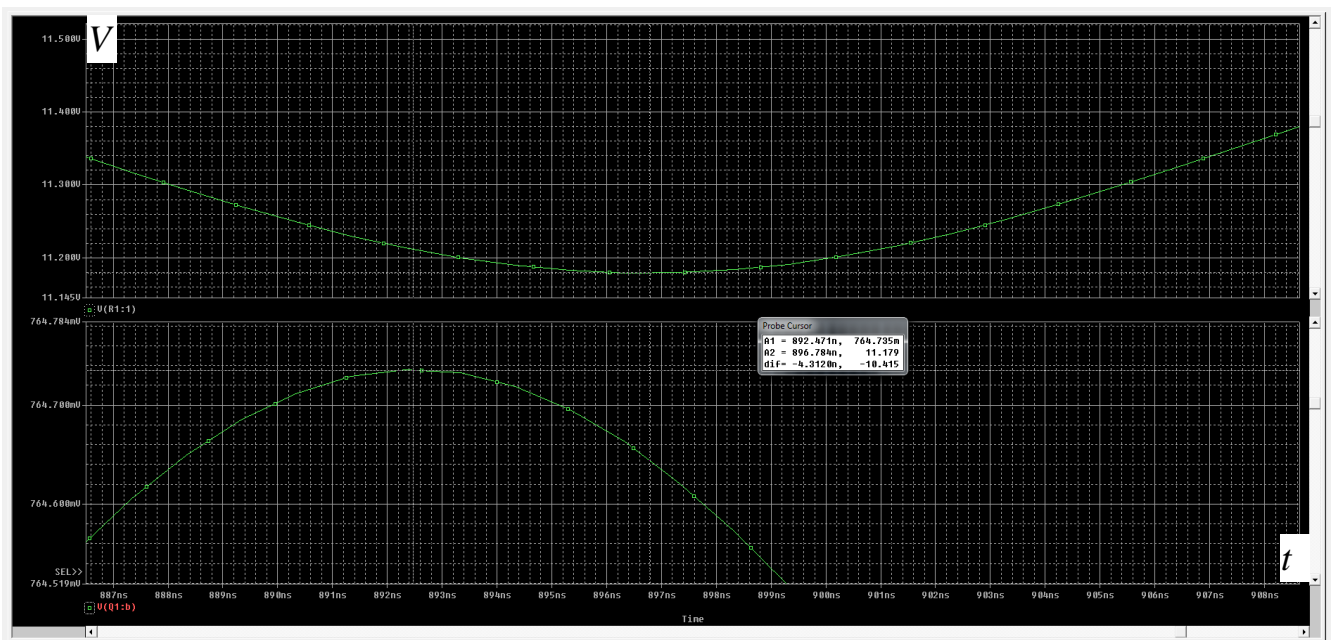


Рисунок 2.24 – Вимірювання затримки сигналу за допомогою курсорів

В такому випадку затримка сигналу склала 4,31 нс. Враховувати останні цифри показника не доцільно, бо похибка встановлення курсорів перевищить молодші розряди показника.

Аналогічний підхід може бути використано і для роботи з цифровим осцилографом. Але осцилограф може застосувати процедуру фільтрації, вилучити постійну складову і виміряти затримку в точках переходу через «0».

Побудуємо вимірювальну схему, що відсікає постійні складові за допомогою фільтрів вищих частот (ФВЧ) 1-о порядку: RC-ланцюжків, що диференціюють, рисунок 2.25.

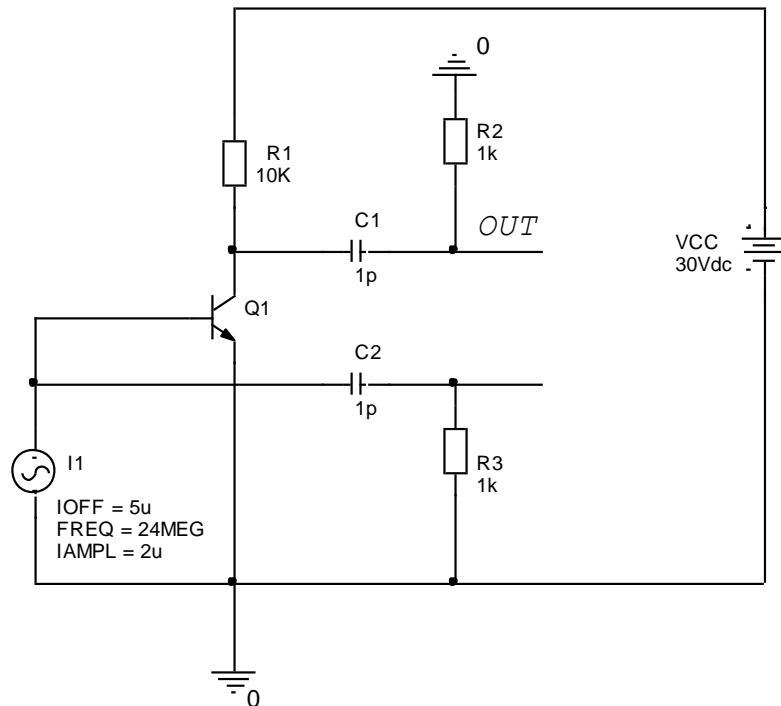


Рисунок 2.25 – Встановлення RC-ланцюжків, що диференціюють

Часові діаграми до цієї моделі представлені на рисунку 2.26. Вони демонструють затримку 4,05 нс. Маємо розбіжність майже на 5%. **Виникає питання, то який результат вимірювання справжній?**

За моделюванням, рисунок 2.22, чи за моделюванням, рисунок 2.25?

Справжні обидва.

В метрологічному звіті завжди має бути наведена схема вимірювання з номінальними значеннями компонентів, їх допуск та застосоване обладнання. Питання полягає лише в тому, в якій мірі схема вимірювання впливає на об'єкт вимірювання.

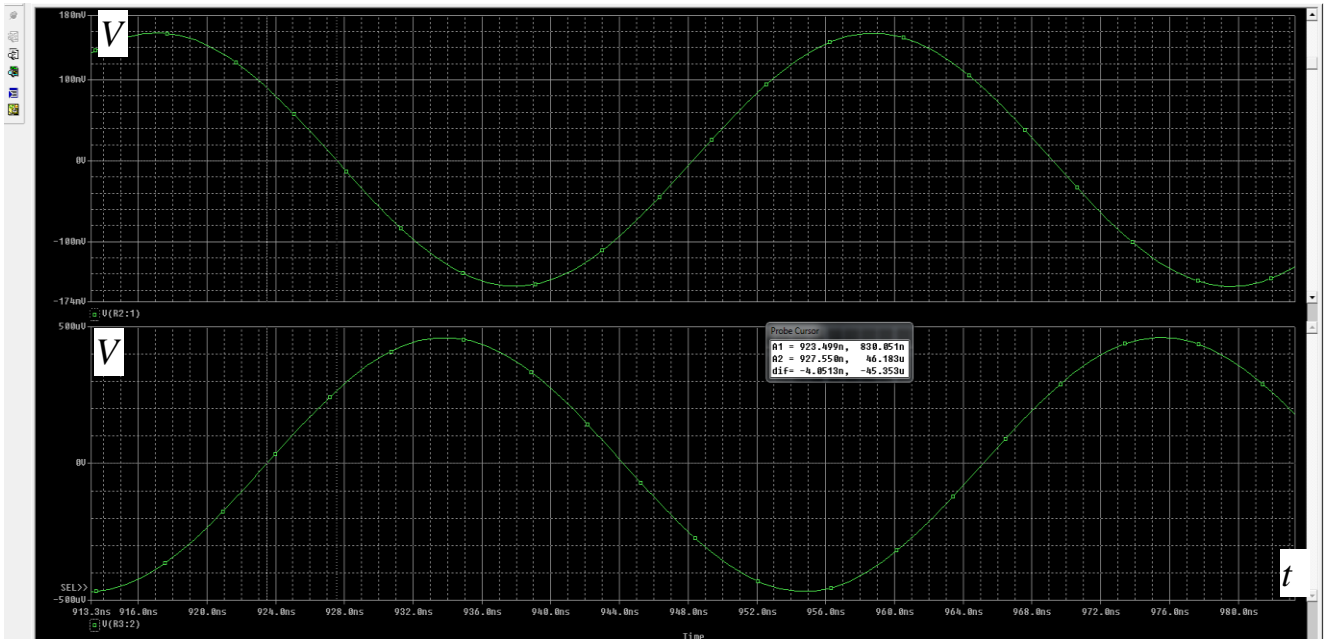


Рисунок 2.26 – Часові діаграми для схеми вимірювання з RC-ланцюжками

Для дослідження фактору впливу ФВЧ на вимірювання затримки сигналу **збільшимо їх вхідний опір**. Для цього на порядок збільшимо опір резисторів. Відповідно збільшимо час вимірювання. В разі моделювання на порядок збільшимо термін інтегрування алгебро-диференційних рівнянь, що створюються системою моделювання. Це буде відображено на осі часу. Отже, друга схема вимірювання має вигляд, рисунок 2.27. Результат вимірювання наведено на рисунку 2.28. Відмінність між першим та другим результатом вимірювання складає

$$\Delta = \frac{4,051 - 4,016}{4,016} = 0,0087$$

Отже, маємо похибку переходу до другої схеми вимірювання 0,87%. Є підстави вважати, що друга схема вимірювання забезпечує клас точності не гірше першого, бо навіть після переходу до другої схеми зі збільшеним вхідним опором ФВЧ на 3 порядки різниця не перевищила 1%.

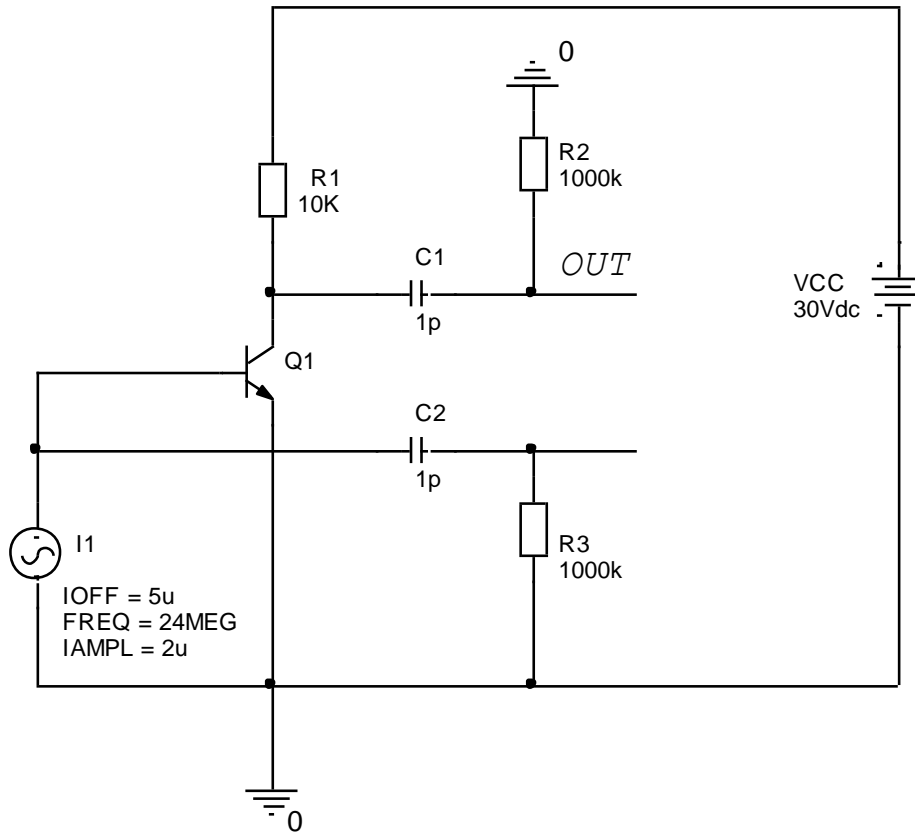


Рисунок 2.27 – Збільшення вхідного опору ФВЧ – RC-ланцюжків, що диференціюють

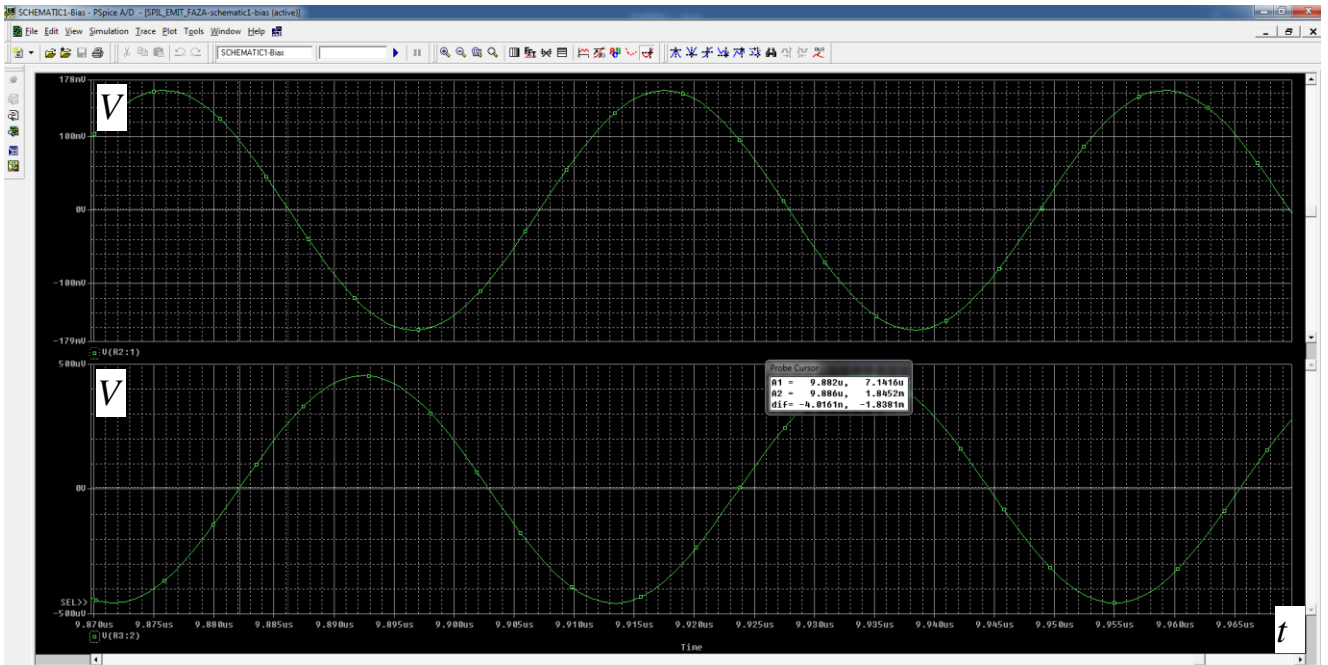


Рисунок 2.28 – Часові діаграми до моделі, рисунок 2.27

Контрольні питання до розділу 2

1. Які провідності напівпровідника утворюють р-n-перехід?
2. Чи застосовуються терміни «емітер» та «база» до діоду?
3. Які провідності мають області катоду та аноду?
4. Як називаються електроди р-n-p транзистора?
5. Яку залежність описує формула У. Шоклі?
6. Які ділянки діоду спостерігаються в вольт-амперній характеристиці при зміщенні діоду в прямому напрямку?
7. На який електрод надходить вхідний сигнал при включенні транзистора зі спільною базою?
8. На який електрод надходить вхідний сигнал при включенні транзистора зі спільним емітером?
9. З якого електроду надходить вихідний сигнал в емітерному повторювачі?
10. З якого електроду надходить вихідний сигнал при включенні транзистора зі спільним емітером?
11. Чи однаково впливає завада від грозового розряду на електроди емітера та бази при включенні транзистора зі спільним емітером? Чому?
12. Чому в фазорозщеплювачі на одному транзисторі вихідні сигнали протифазні?
13. Чому в транзисторі спостерігається затримка сигналу – зсув за фазою?
14. Яке призначення резистора в колі колектора при включенні транзистора зі спільним емітером?
15. Чим обумовлена затримка вихідного сигналу відносно вхідного при включенні транзистора зі спільним емітером?
16. В чому суть підсилення транзистора з точки зору співвідношення концентрації домішок в областях бази та емітера.

3 СИНФАЗНИЙ СИГНАЛ ТА СИНФАЗНА ЗАВАДА В МЕТРОЛОГІЇ

3.1 Синфазна завада в підключенні зі СЕ

Синфазна завада – це випадковий сторонній сигнал [2], що впливає на схему вимірювання. Джерелом синфазної завади може бути грозовий розряд, включення-виключення потужних електричних двигунів, іскроутворення на контактах тролейбусів, трамваїв з електромережею, струми, що блукають...

Розглянемо каскад підсилення зі спільним емітером, що працює з джерелом синфазного сигналу $VSINFAZ$ в діапазоні коротких хвиль 10...100 м на частоті 12 МГц, рисунок 3.1

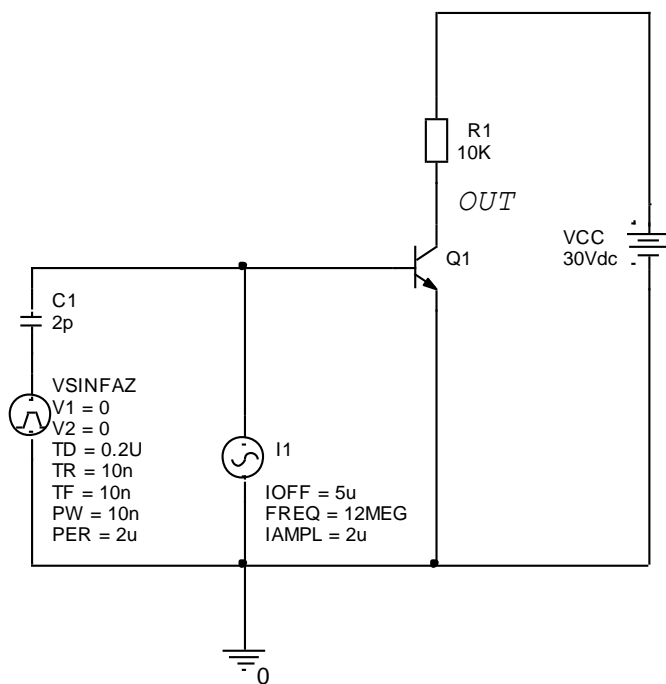


Рисунок 3.1 – Синфазна завада в каскаді підсилення з спільним емітером

. На цьому рисунку джерело синфазного сигналу $VSINFAZ$ показане так, що воно підключене до бази транзистора $Q1$. Насправді синфазна завада впливає одночасно на всі елементи схеми: виводи транзистора, резистора, джерело живлення, шину нульового потенціалу (земля). Якщо створити таку повну модель, то вона буде дуже складною і мало придатною для моделювання. Тому в задачі моделювання ефекту

імпульсної синфазної завади проведено редукцію (спрощення) і рисунок 3.1 відображає лише найбільш істотний вплив синфазної завади. Обґрунтування просте: емітер підключено до земляної шини, що розгалужена. База має лише короткий вивід на підключення. Отож маємо еквівалент підключення «Антенна- протывага», тобто пристрій для приймання сигналів.

При відсутності імпульсу схема працює від джерела струму за часовими діаграмами, рисунок 3.2: напруга на базі має розмах 1,6 мВ.

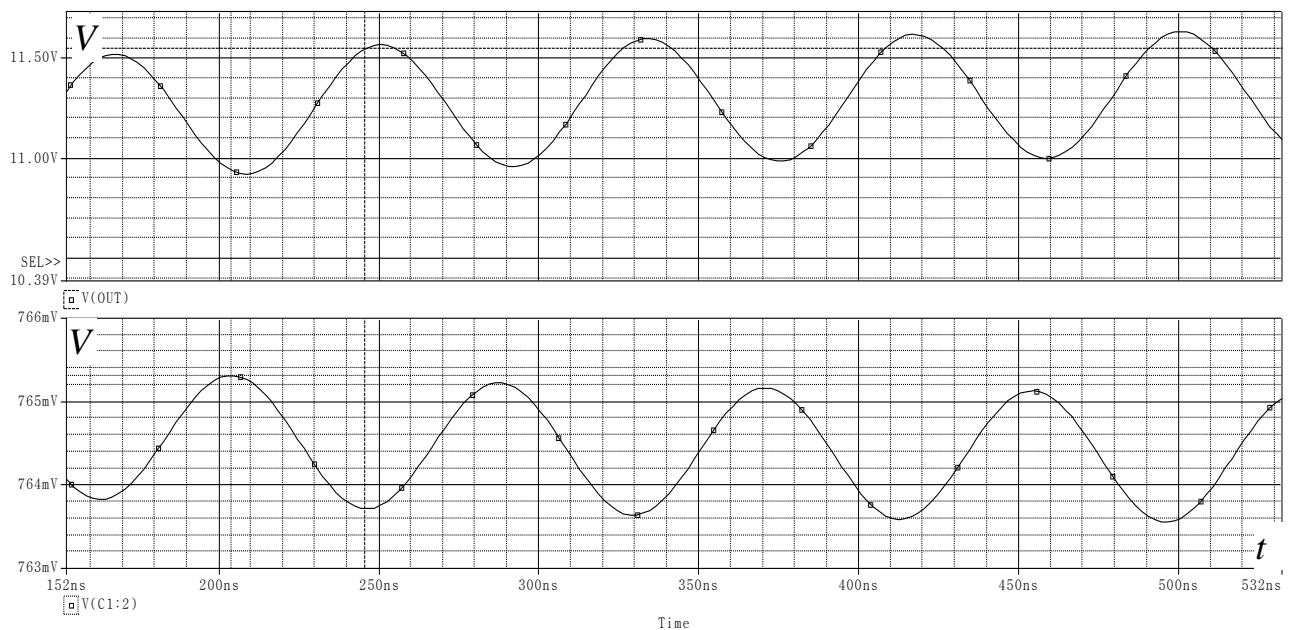


Рисунок 3.2 – Часові діаграми каскаду підсилення зі спільним емітером за відсутності синфазної завади

Розмах напруги на колекторі сягає 645 мВ.

Часові діаграми каскаду підсилення зі спільним емітером при впливі синфазної завади наведені на рисунку 3.3.

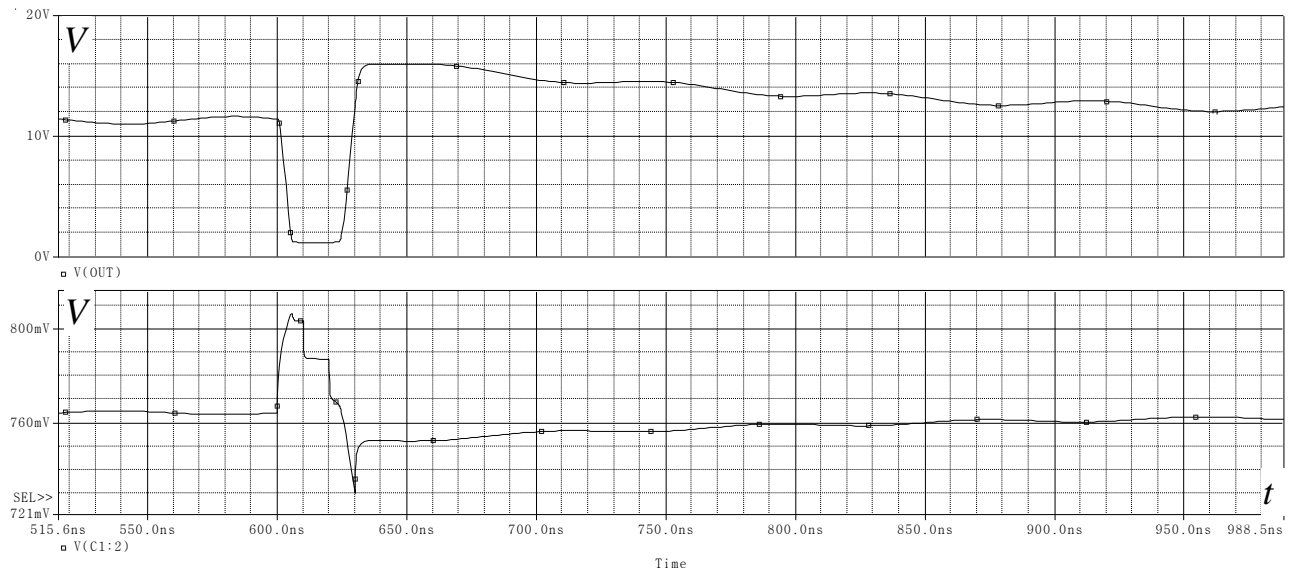


Рисунок 3.3 – Часові діаграми каскаду підсилення зі спільним емітером під впливом синфазної завади

Вихідний сигнал спотворено настільки, що про його метрологічні характеристики мова вже не йде.

Підсилювач, що здатен усунути вплив синфазної завади, наведено в наступному розділі.

3.2 Диференційний підсилювач з ідеалізованим джерелом струму.

Диференційний підсилювач містить два транзистори, бази яких утворюють два входи. Їх емітери об'єднані і живляться від джерела струму. Це джерело струму має нескінченний опір, який сприймає на себе дію синфазної завади. Тому диференційний підсилювач має стійкість до синфазної завади. Тому принцип його роботи полягає в тому, аби вихідний сигнал утворювався як підсилена різниця сигналів на входах. А коли виникає синфазна завада, то вона однакова на обох входах і в емітерах, тому різниця дорівнює нулю.

Модель для аналізу ефекту усунення впливу синфазної завади наведено на рисунку 3.4.

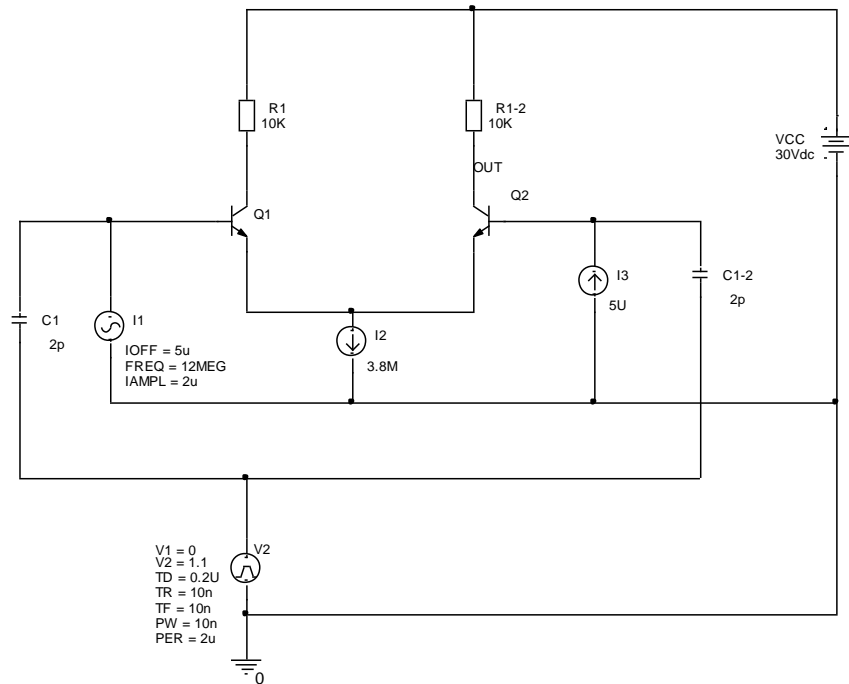


Рисунок 3.4 – Модель для аналізу ефекту усунення впливу синфазної завади диференційним підсилювачем

Транзистори $Q1$ та $Q2$ утворюють диференційну пару. Джерело струму $I2$ **ідеалізоване**, бо за визначенням має нескінченний опір. Воно задає в ці транзистори $Q1$ та $Q2$ примусом струм, який вони, в разі збалансування, ділять між собою порівно. Це можна довести застосуванням формули У. Шоклі.

Джерело струму $I1$ – інформаційне. Воно надає метрологічний сигнал.

Джерело струму $I3$ необхідно для балансування диференційної пари. Постійна складова струму в джерелах $I1$ та $I3$ однакова і дорівнює 5 мкА. Отже, при однакових струмах бази та однакових конструкціях і коефіцієнтах підсилення струми колекторів також будуть однакові. Умова балансування виконана. Навантаження $R1$ та $R1-2$ в колах колекторів також однакові. Тому і ліве і праве плече диференційного підсилювача однакові. Часові діаграми роботи схеми при відсутності завади надані на рисунку 3.5.

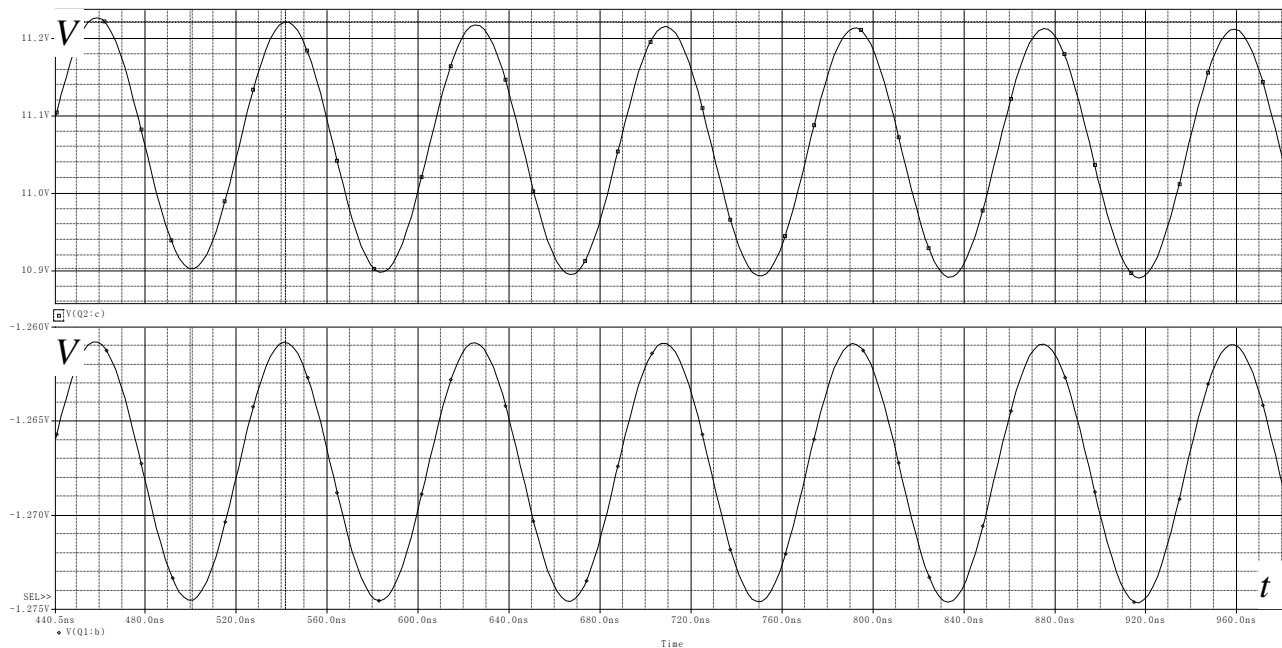


Рисунок 3.5 – Часові діаграми роботи схеми при відсутності завади

Розмах сигналу в колекторі складає всього 318 мВ – лише половину попереднього, що було в схемі зі спільним емітером. Саме так і має бути, бо інформаційний сигнал надходить лише в базу одного транзистора. Тому він ділиться навпіл між двома базами. Часові діаграми роботи схеми при впливі синфазної завади наведені на рисунку 3.6.

Обстеження часової діаграми показує, що спотворення сягають лише 38 мВ. Це складає 12% від загального розмаху вихідного сигналу.

Оцінимо величину синфазної завади на входах. Розмах корисного сигналу складає 13,6 мВ. А розмах синфазної завади – 1,08 В. Отже, завада в 80 разів більша за інформаційний сигнал.

На виході корисний сигнал в 8,4 рази більше завади. Тоді завада утиснена в $8,4 \times 80 = 672$ рази. Для частоти 12 МГц – це дуже велика величина, бо з ростом частоти транзистор втрачає здатність підсилювати сигнал. Тому можливості диференційного підсилювача щодо утиснення синфазної завади також знижуються. А, якщо оцінити ширину спектру імпульсної завади, то при часі наростання імпульсу 10 нс головні частоти спектру знаходяться в діапазоні 100...500 МГц і вище. Тому утиснення в 672 рази – це реальна цифра.

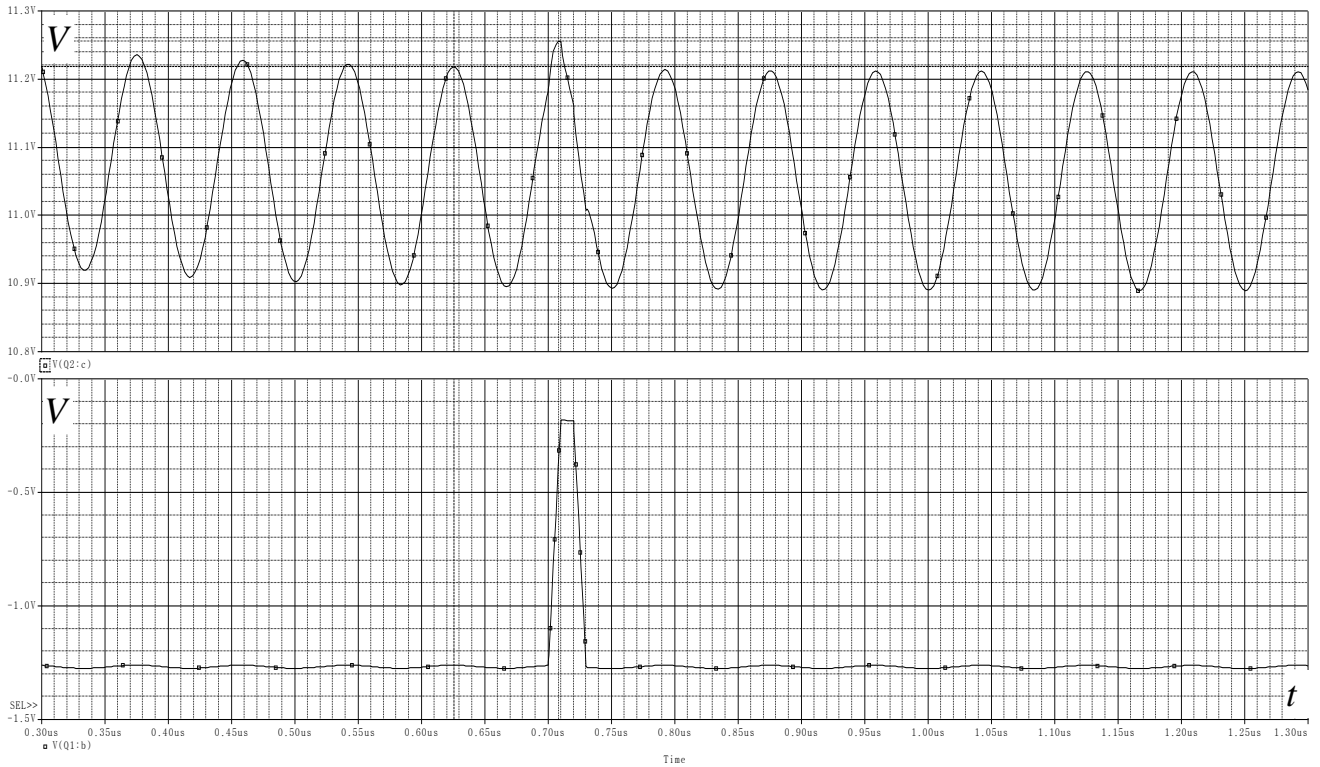


Рисунок 3.6 –. Часові діаграми роботи диференційного підсилювача при впливі синфазної завади

Розглянемо на цих частотах роботу транзистора в підключенні транзистора зі СЕ, рисунок 3.7.

Відповідні часові діаграми наведені на рисунку 3.8.

Розмах вихідного сигналу зменшився до 38 мВ, в той час, коли на частоті 12 МГц він складав 645 мВ. Отже, підсилення транзистора зменшилось в 16 разів. **Таке зменшення підсилення транзистора на високій частоті знижує ефект утиснення синфазної завади диференційним підсилювачем. Адже частотні властивості схеми зі СЕ збігаються з частотними властивостями диференційного підсилювача.**

Причина зменшення підсилення транзистора з частотою – це природне явище, яке обумовлено наявністю конденсаторів в моделі транзистора, обмеженою швидкістю руху носіїв зарядів, наявністю в моделі будь-якого транзистора RC-ланцюжків, що інтегрують та інших факторів.

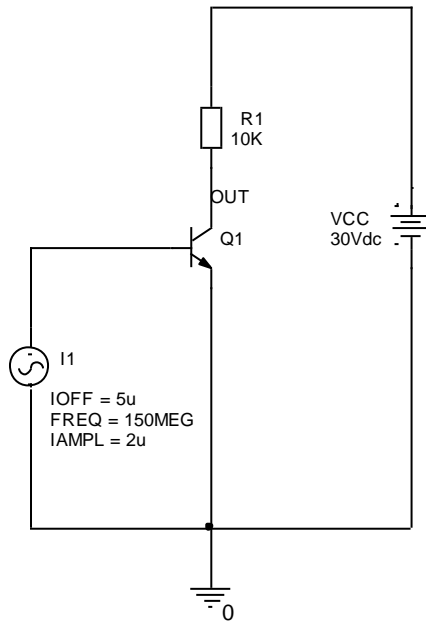


Рисунок 3.7 – Підключення транзистора з СЕ від джерела струму на частоті 150 МГц

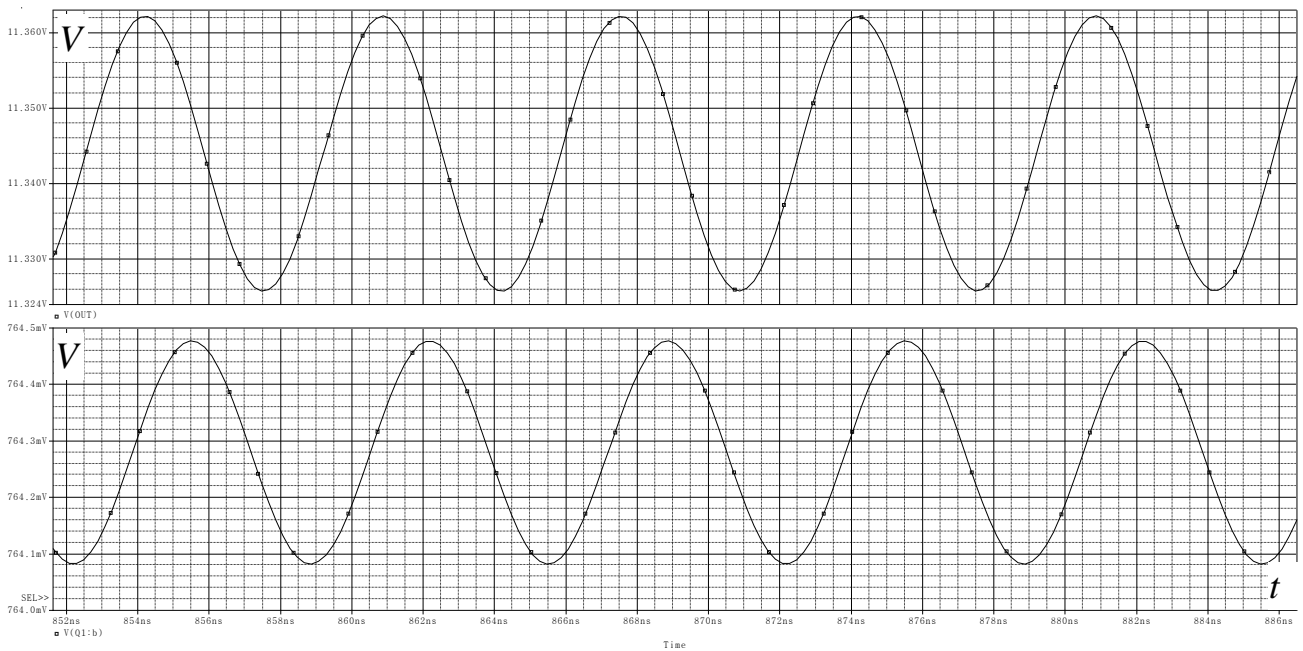


Рисунок 3.8 – Часові діаграми схеми з СЕ на частоті 150 МГц

Проведемо вимірювання на моделі того ж самого диференційного підсилювача, знизивши на порядок частотні властивості сигналу та синфазної завади, рисунок 3.9, а часові діаграми – на рисунку 3.10.

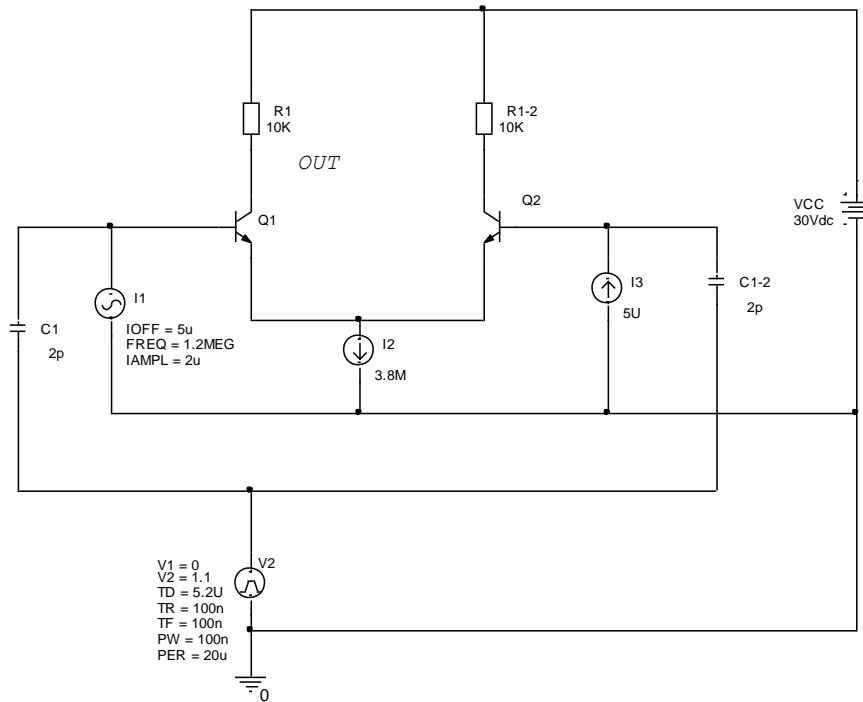


Рисунок 3.9 – Диференційний підсилювач з частотою сигналу 1.2 МГц та імпульсною синфазною завадою звуженого спектру

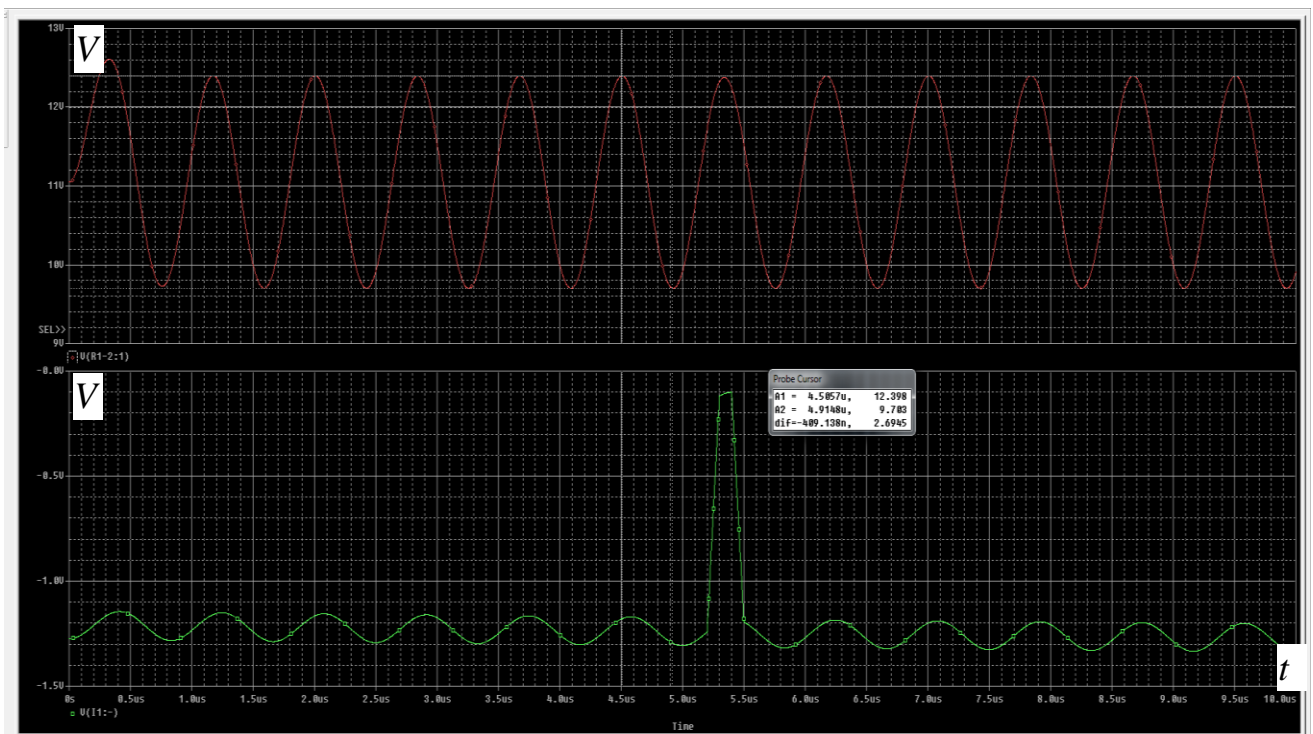


Рисунок 3.10 – Часові діаграми при впливі синфазної завади на частоті 1,2 МГц.

Звуження спектру синфазної завади визначають більш тривалі часи наростання імпульсу (фронт) та його спаду (зріз): $TR=TF=100$ нс. Отже, частота першої гармоніки, яка вкладається в такий фронт та зріз

$$F = \frac{1}{0,1 \text{ мкс}} = 100 \text{ МГц.}$$

Вищі гармоніки: третя, п'ята...: 300 МГц, 500 МГц будуть меншої амплітуди. Щоправда, й підсилення транзистора з підвищенням частот теж падає. Розмах вихідного сигналу складає 2,69 В. Звернемо увагу на те, що корисний вхідний синусоїдальний сигнал і вихідний в даному разі співпадають за фазою. Диференційний підсилювач має два входи і два виходи. Отже, є можливість обирати той чи інший варіант вихідного сигналу, навіть парафазний, коли використовують обидва вихідні сигнали протилежні за фазою.

Зробимо розгортку в місці впливу синфазної завади та виміряємо спотворення вихідного сигналу, рисунок 3.11.

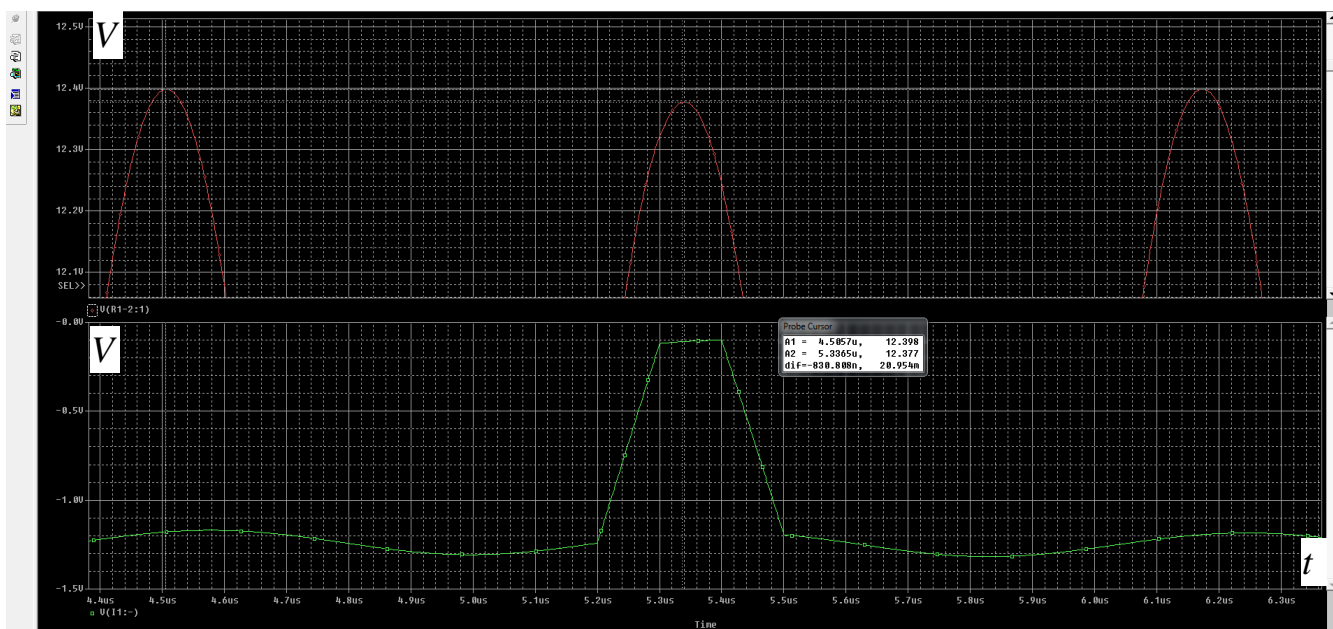


Рисунок 3.11 – Аналіз спотворення вихідного сигналу синфазною завадою

Величина провалу вихідного сигналу становить 20,95 мВ, що складає

$$\Delta = \frac{25,9}{2695} = 0,0096 = 0,96\%$$

Розмах вхідного сигналу, рисунок 3.12, складає 133 мВ, а синфазної завади, рисунок 3.10 – 1,1 В.

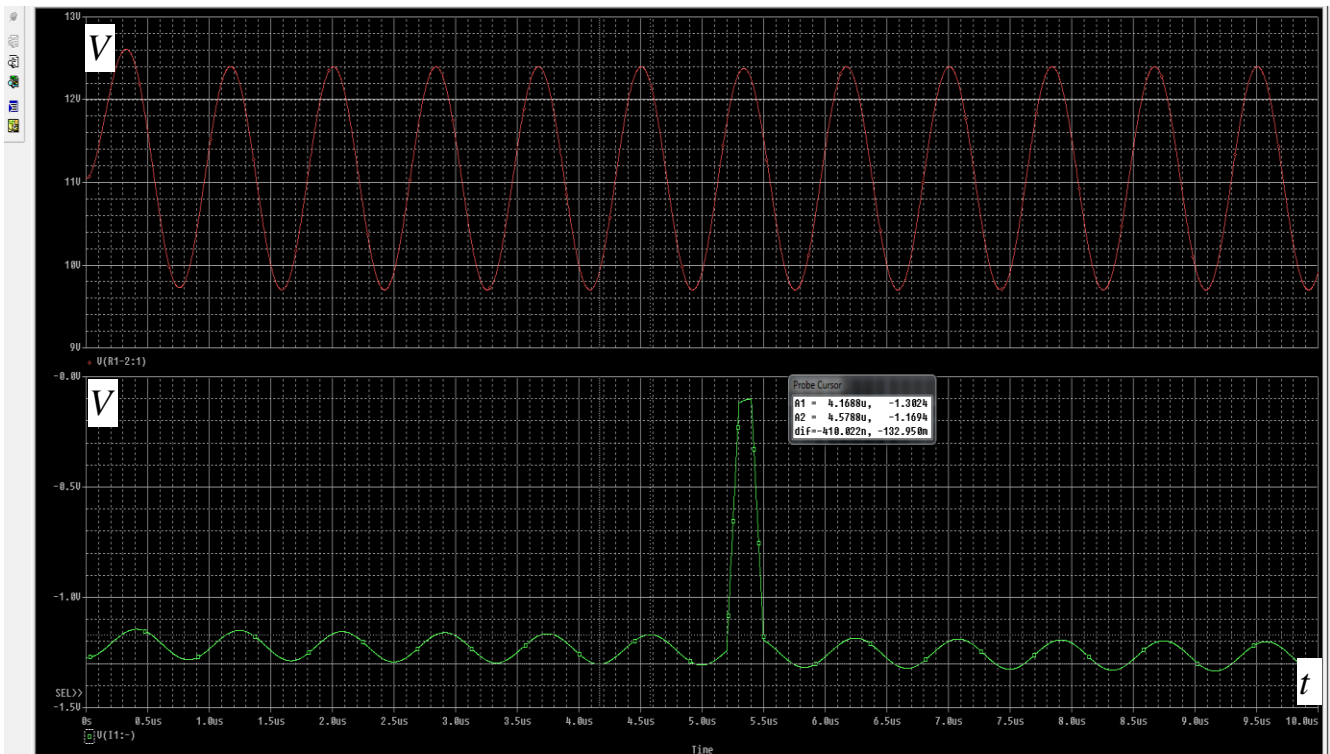


Рисунок 3.12 – Розмах вхідного сигналу, нижній графік

Отже, він відповідає моделі джерела синфазної завади, яка наведена на рисунку 3.9 – 1,1 В. Таким чином, заданий параметр на базі транзистора відтворився. Це означає, що перехідні конденсатори $C1$ та $C1-2$ забезпечують передачу енергії синфазної завади від її джерела без істотних втрат. Такий ефект також підтверджується вимірюванням курсорами, рисунок 3.13.

Таким чином, перевищення синфазної завади рівня корисного сигналу складає майже 10 разів. Але на виході завада утиснена більше ніж в 100 разів. Таким чином, кінцевий ефект утиснення складає 1000 разів, тобто 60 дБ.

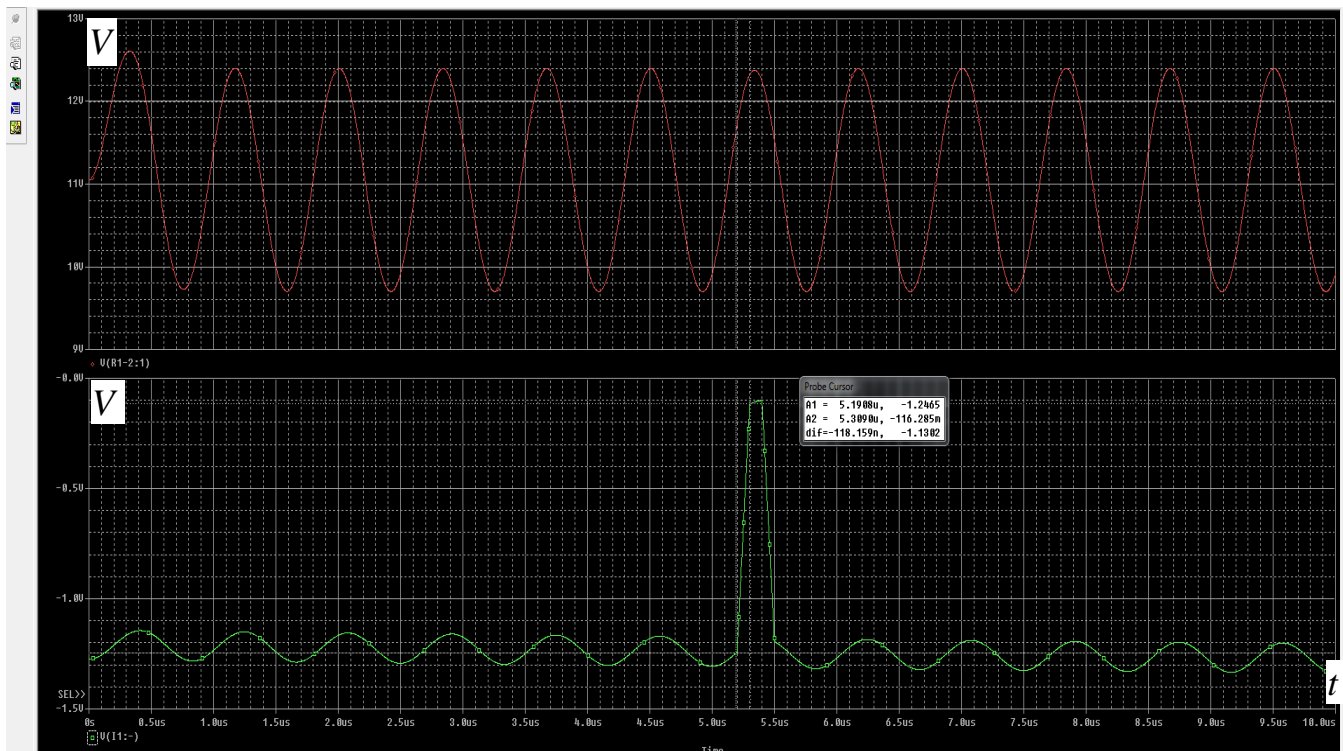


Рисунок 3.13 – Вимірювання курсорами розмаху синфазної завади в базах транзисторів дифпари

Висновок 1: величина підсилення диференційного каскаду та здатність утиснення ним синфазної завади корельовані – чим вище підсилення, тим краще утиснення синфазної завади при однакових опорах генераторів струму в емітерах транзисторів диференційної пари.

Висновок 2. Застосування принципу диференційного підсилення в метрології дає змогу підсилювати складні для вимірювання слабкі сигнали навіть в умовах впливу випадкової синфазної завади

3.3 Найпростіший диференційний підсилювач

Для побудови найпростішого диференційного підсилювача потрібні два транзистори та джерело струму. Джерело струму, що позначене, наприклад, на рисунку 3.9 як I_2 , це умовна модель, математична абстракція з нескінченним внутрішнім опором. Щось на кшталт діелектрика, який генерує постійний струм. А як побудувати, наприклад, на макетній платі, діючий диференційний підсилювач?

З попередніх розділів відомо, що найпростіша реалізація джерела струму – це джерело напруги та резистор з великим опором. Тому можлива реалізація найпростішого диференційного підсилювача у вигляді моделі, рисунок 3.14.

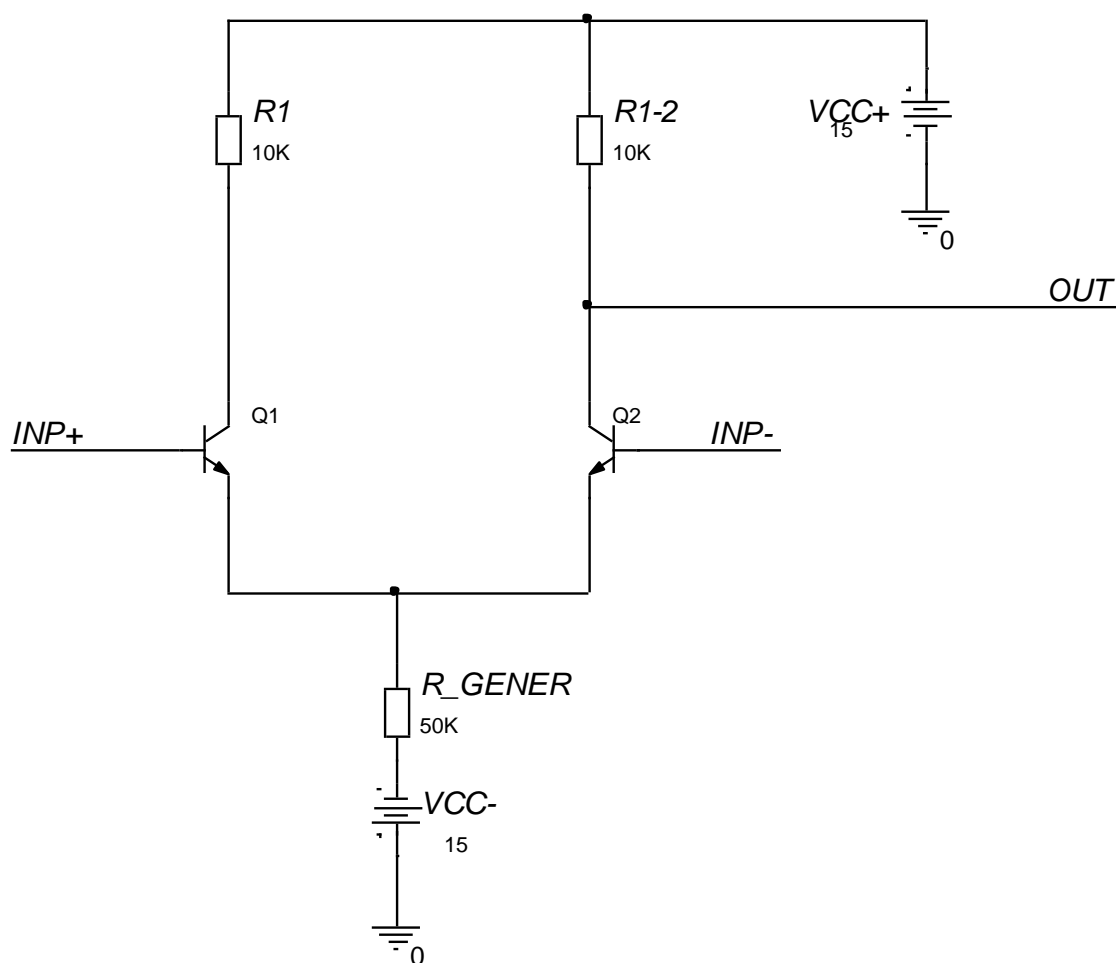


Рисунок 3.14 – Найпростіший диференційний підсилювач

Такий найпростіший диференційний підсилювач здатний підсилювати різницю потенціалів між базами транзисторів $Q1$ та $Q2$, тобто між входами $INP+$ та $INP-$.

Отже, **диференційний сигнал – це напруга між входами диференційного підсилювача**. Надзвичайна користь такого підсилювача полягає в тому, що він може підсилювати інформаційний сигнал, який утворений давачем інформації на рівні якої-небудь постійної напруги. Така постійна напруга це фон, від якого потрібно позбутися і підсилити лише інформаційну складову. Прикладом може

бути напруга з термозалежного елементу, резистора й т.і. Тоді на вхід $INP+$ подається рівень фонові напруги, який визначається за відсутності інформаційного сигналу, а на другий вхід – $INP-$ -сигнал, в якому є фонові складова і очікуваний інформаційний сигнал. **Рівень фонові напруги називають синфазним сигналом**, бо ця напруга надходить одночасно і на вхід $INP+$ і на вхід $INP-$. Коли надходить завада, а вона надходить одночасно і на вхід $INP+$ і на $INP-$, то цей випадок вже розглянуто вище як приклад шкідливого впливу на процес вимірювання.

Рівень фонові напруги часто називають **опорним**, маючи на увазі, що саме від цього рівня почнеться відлік інформаційного сигналу. Але за технічним змістом він залишається синфазним сигналом для диференційного підсилювача.

Ще одне визначення синфазного сигналу U_{SS} з точки зору математики – це середній рівень напруги між входами $INP+$ та $INP-$

$$U_{SS} = \frac{INP+ + INP-}{2}.$$

Нарешті, з точки зору побудови схеми визначення синфазного сигналу – це робоча точка транзисторів $Q1$ та $Q2$. В залежності від рівня цієї напруги транзистори можуть підсилювати сигнал як найкраще, так і найгірше. Якщо транзистори можуть підсилювати сигнал найкраще, тоді вважаємо, що рівень синфазного сигналу дорівнює нулю. В іншому випадку, наприклад, при високому рівні напруги, транзистори через надмірно відкриті переходи база-емітер увійдуть в насичення. Тоді мова йде про ефект забиття за входами і втрату працездатності підсилювача. Відомо також таке явище, як ефект **детектування імпульсної синфазної завади**.

При докладенні до транзисторів дифпари синфазної завади від'ємної полярності до рівня джерела від'ємної напруги, транзистори закриються, бо закриються переходи база-емітер. Тоді транзистори увійдуть в режим відсічки сигналу. Це інший крайній випадок, але з тим же наслідком – втратою працездатності.

Для симетричного біполярного живлення $\pm 15\text{ В}$, $\pm 12\text{ В}$, $\pm 9\text{ В}$... $\pm 3\text{ В}$ рівень «0» вважається **нульовим рівнем синфазного сигналу**. Отже, в залежності від рівня синфазного сигналу маємо умови роботи підсилювача: від найкращих до найгірших. Через це побудова метрологічної схеми має враховувати вплив синфазного сигналу незалежно від того, чи це найпростіший підсилювач, чи це вхідна частина найскладнішого аналого-цифрового перетворювача.

Висновок. В диференційному підсилювачі синфазний сигнал є завжди. Питання лише в тому, яку роль він відіграє: він опорний чи інформаційний, він дорівнює нулю, чи змінюється до екстремальних значень.

Випадки, коли синфазний сигнал має зміст інформаційного будуть розглянуті пізніше.

Розглянемо, наскільки якісно найпростіший диференційний підсилювач, рисунок 3.14 утискує синфазний сигнал чи заваду. Спочатку перевіримо його працездатність при підсиленні диференційного сигналу за моделлю, рисунок 3.15. Особливість визначення входів полягає в тому, звідки знімається вихідний сигнал. Бо вихідний сигнал інвертується транзистором, аналогічно підключення СЕ.

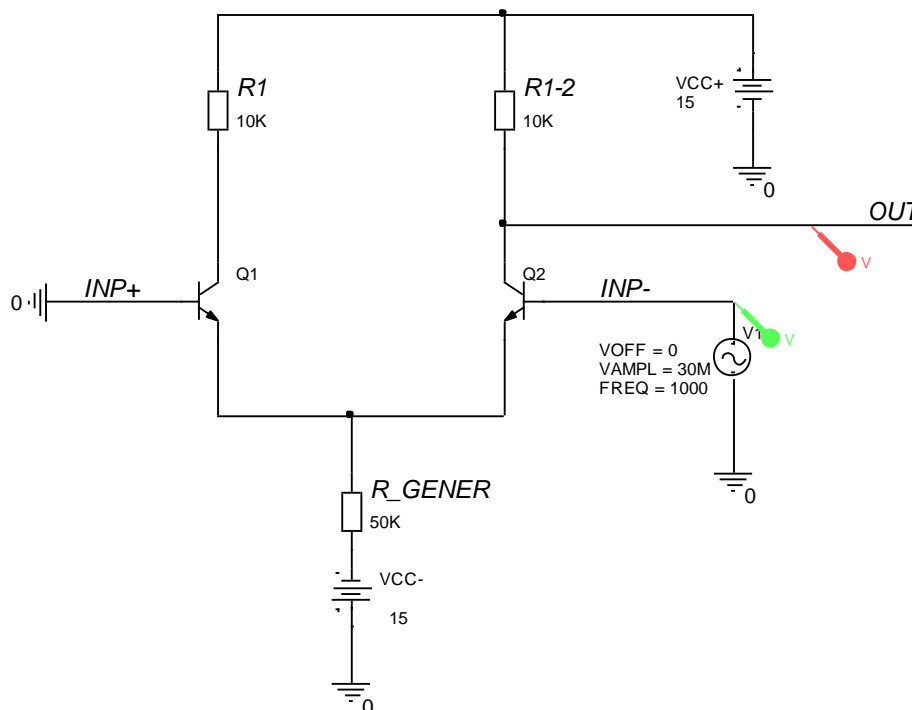


Рисунок 3.15 – Підсилення диференційного сигналу

Часові діаграми наведено на рисунку 3.16.

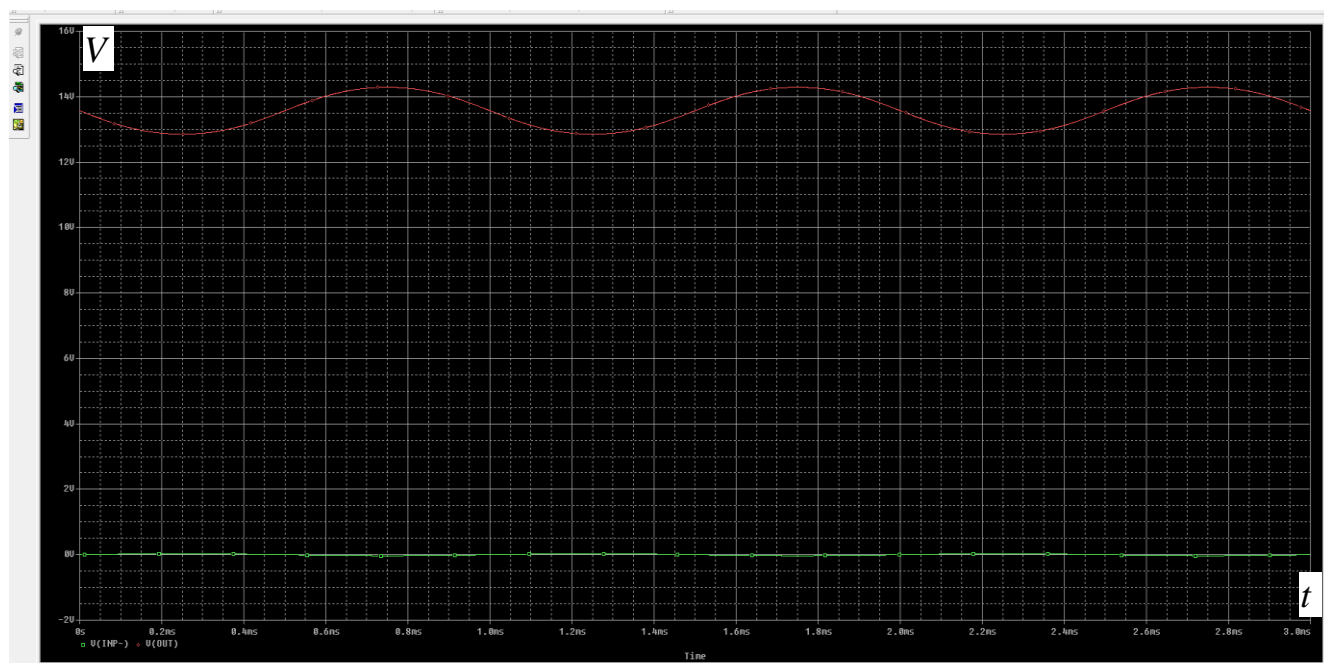


Рисунок 3.16 – Часові діаграми найпростішого диференційного підсилювача

Вони відображають наявність підсилення та істотну різницю між рівнями вхідного та вихідного сигналу. Отож модель працюєдатна.

Проведемо дослідження: як на такій відносно низькій частоті – всього 1 кГц, утискується синфазний сигнал/завада.

Скористаємось тим визначенням, що синфазний сигнал – це напруга, що прикладена одночасно до обох входів. Тоді найпростіший спосіб дослідження – це під'єднати обидва входи в один вузол до джерела вхідного сигналу, рисунок 3.17. Відповідні часові діаграми для перевірки якості утиснення синфазної завади наведені на рисунку 3.18.

Коли надходить змінна напруга в бази транзисторів $Q1$ та $Q2$, які зараз об'єднані, то вони мусять реагувати? Так. Але їх емітери також об'єднанні? В емітерах цих транзисторів є резистор? Так. Тоді на резисторі має виділитись напруга, яка збігається за формою з вхідною. Перевіримо за рисунком 3.19.

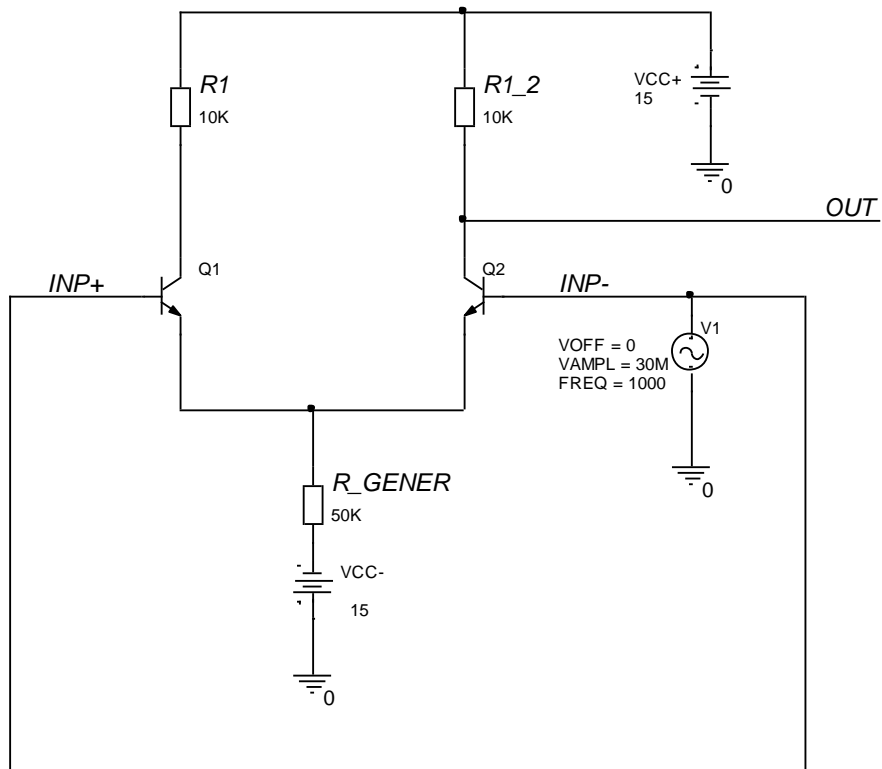


Рисунок 3.17 – Модель для перевірки якості утиснення синфазної завади

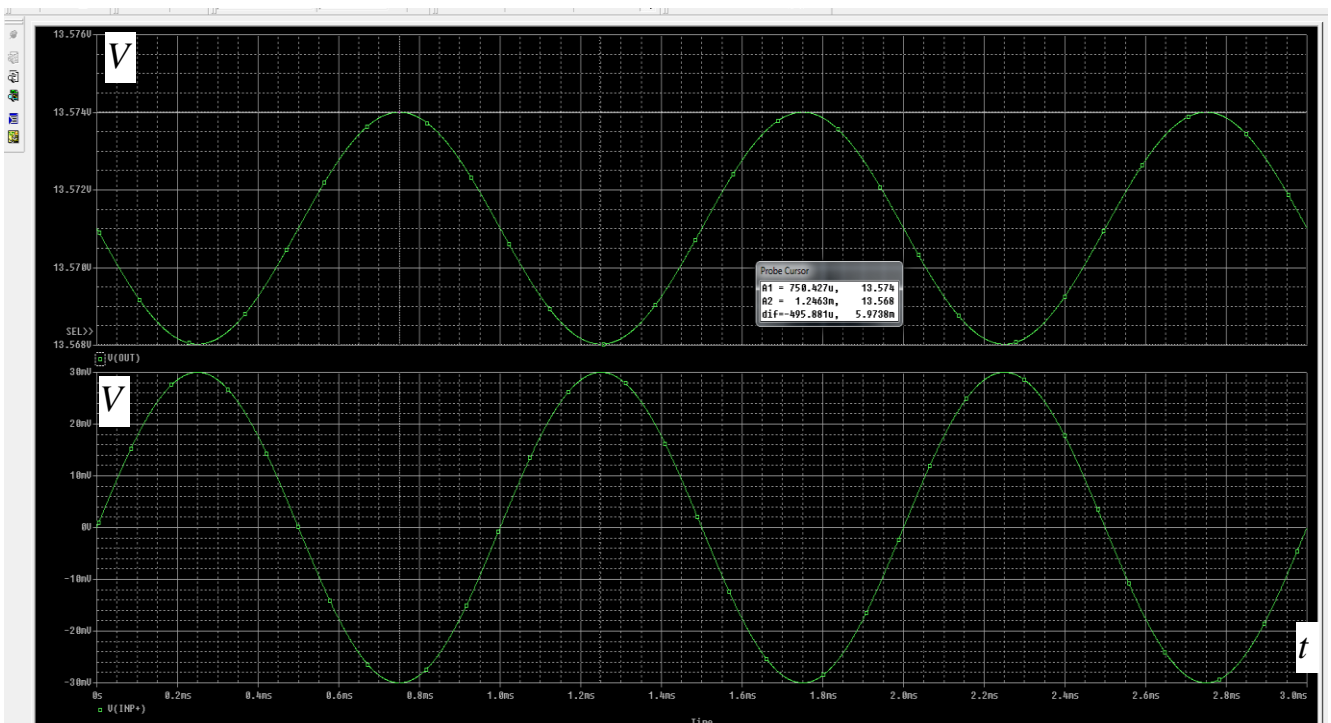


Рисунок 3.18 – Часові діаграми для перевірки якості утиснення синфазної завади

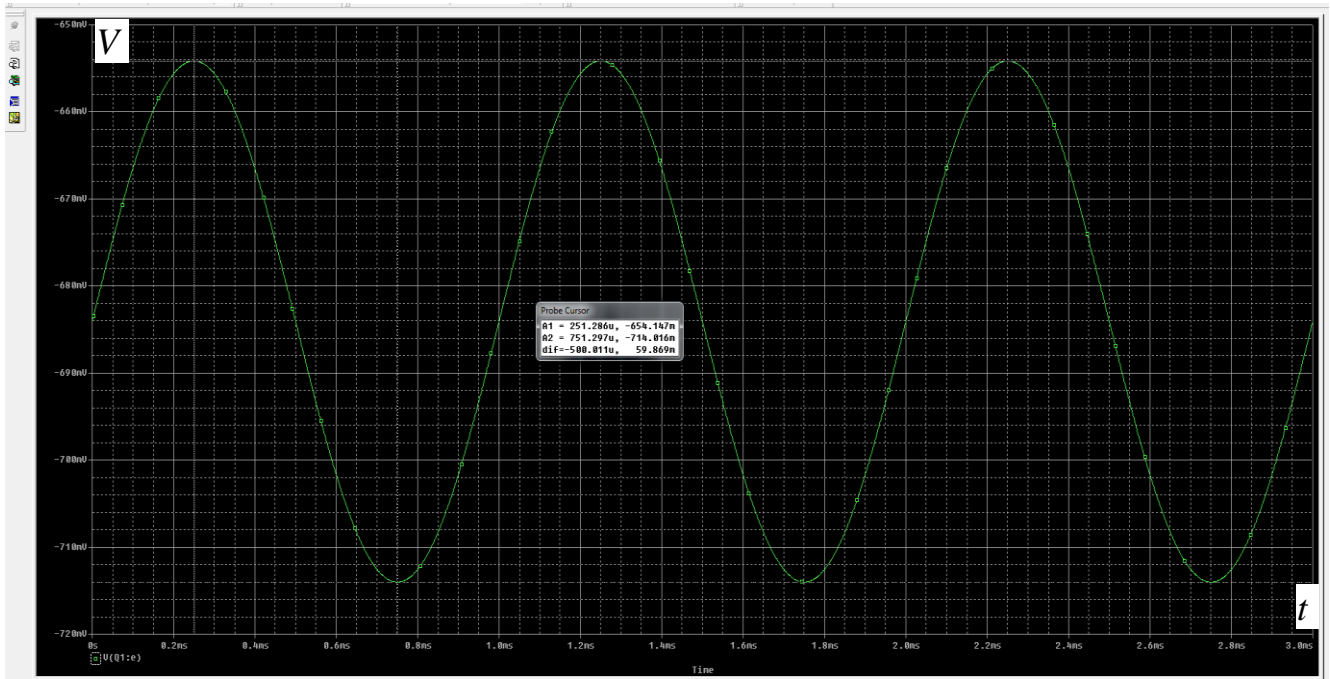


Рисунок 3.19 – Часова діаграма в емітерах транзисторів

Дійсно, напруга за розмахом та фазою збігається з вхідною.

Отже, маємо повторення вхідної напруги в емітерах транзисторів $Q1$ та $Q2$. Ну і що? Таке було і в попередній схемі... Так, дійсно. Але **в попередній схемі є джерело, струм якого не залежить від вхідного сигналу!!!** А в моделі, рисунок 3.17, замість ідеального джерела струму включено резистор, який за законом Ома **мусить перетворити зміну напруги в зміну струму**. Далі змінений струм потрапляє в колектори. Пригадаємо висновок з моделі емітерного повторювача, що він є генератором струму в колектор. Далі ця зміна струму виділяється на резисторах в ланках колекторів. Отже, **маємо просту формулу для підрахунку утиснення синфазного сигналу простим диференційним підсилювачем**

$$K = \frac{2R_{GENER}}{R1_2}$$

Висновок 1. Відношення подвоєного значення *опору джерела струму до резистора навантаження визначає міру K утиснення синфазного сигналу в диференційному підсилювачі.*

Висновок 2. Ідеальний диференційний підсилювач не чутливий до синфазного сигналу, бо його генератор струму не залежить від вхідного сигналу.

На основі цих висновків можемо будувати кращий диференційний підсилювач. Знаємо, що потрібне джерело струму, яке не пов'язане з вхідним сигналом.

3.4 Джерело струму для диференційного підсилювача

Джерело струму для диференційного підсилювача представлено на рисунку 3.20.

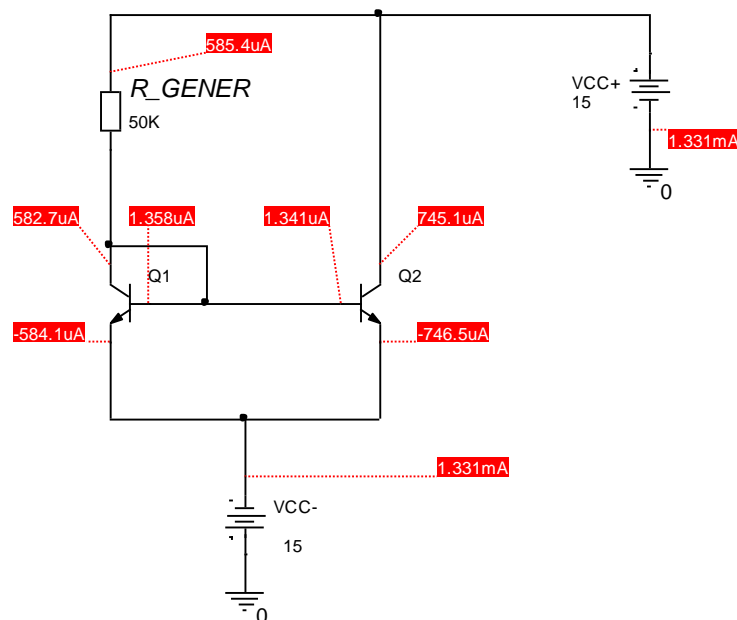


Рисунок 3.20 – Джерело струму для диференційного підсилювача

Резистор R_{GENER} такий самий, як і в попередній схемі. Але струм I через нього тепер тече більший, бо він включений між джерелами живлення:

$$I = \frac{U_{VCC+} + U_{VCC-}}{R_{GENER} - U_{beQ1}}$$

де U_{beQ1} – напруга між базою та емітером транзистора $Q1$. Активуємо опцію індикації напруги схеми та розглянемо їх на рисунку 3.21



Рисунок 3.21 – Діаграма напруги джерела струму

На рисунку 3.21 видно, що напруга база емітер $U_{beQ1} = 15 - 14,27 = 0,73$ В. Отже, струм через резистор R_GENER приблизно дорівнює розмаху напруги двох джерел живлення, що поділена на опір резистора. Бо порівняно з 30 В напруга на транзисторі 0,73 В у 30 разів менша.

Порівняємо струми колекторів транзисторів $Q1$ та $Q2$. В ідеальному випадку струми за формулою У. Шоклі мають бути однаковими. Адже в них напруги база-емітер однакові. Але на колекторі транзистора $Q1$ напруга дорівнює 0,73 В, а на колекторі транзистора $Q2$ напруга дорівнює 30 В.

Тому поле напруги джерел живлення так вплинуло на перехід колектор-база, що він став вузьким і носії зарядів легше його долають. Це – так званий [ефект Ерлі](#). А схема, рисунок 321, зазвичай називається простим дзеркалом струму. Перевіримо, чи буде впливати на величину струму у дзеркалі підключення, наприклад, резистора 10 кОм, , 50 кОм, рисунок 3.22.

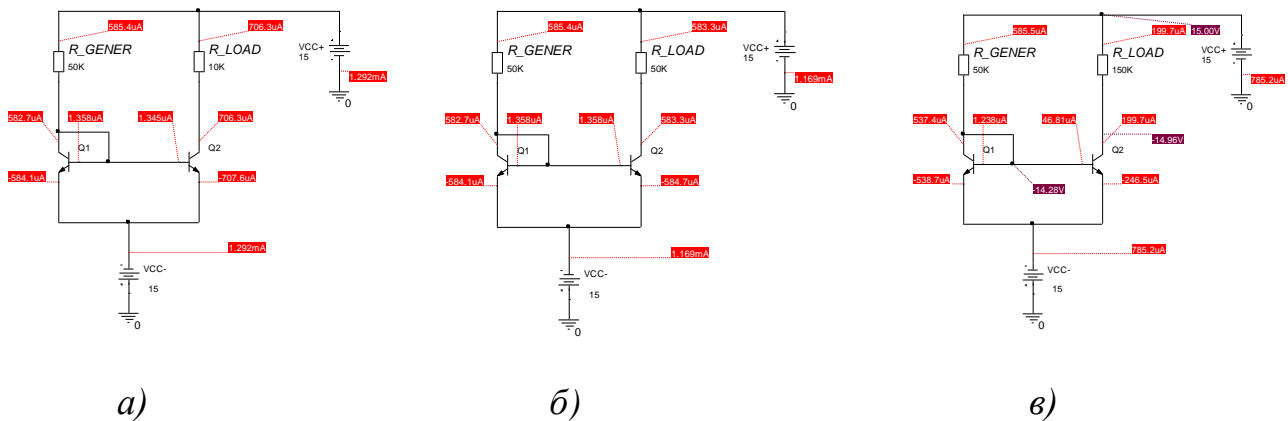


Рисунок 3.22 – Тестування джерела струму: а) навантаження 10 кОм б) навантаження 50 кОм в) навантаження 150 кОм

Як видно з результатів тестування, лише при навантаженні $R_LOAD = 150$ кОм струм в дзеркалі істотно зменшився. На рисунку 3.22-в наведено напругу в колекторі транзистора Q2. Напруга стала -14,96 В. Це лише на 0,04 В відрізняється від напруги на емітері. Струм в базі виріс до 46,81 мкА. Це – **аварія** в схемі. **Транзистор Q2 увійшов в насичення.** Причина – велике падіння напруги на резисторі R_LOAD . Через нього носіям зарядів складно подолати шлях до джерела живлення. Напруга на колекторі через перенасичення носіями бази стала менша, ніж на базі. Таким чином, база-колекторний перехід відкрився у зворотному напрямку. Якщо таке станеться із звичайними транзисторами на платі для моделювання, це легко усунути зменшенням опору навантаження. Якщо транзистор увійде в насичення в інтегральній мікросхемі – це може бути катастрофа. А може бути і особливий випадок, який розглядається на старших курсах.

Висновок: при створенні вимірювальної схеми з джерелом струму потрібно враховувати режим роботи дзеркала струму. Закорочення на живлення дзеркала струму не веде до створення аварійної ситуації. А от навантаження на великий опір може привести до відмови схеми. Правило просте: навантаження дзеркала не повинно перевищувати опір резистора R_GENER , тобто того, що визначає струм дзеркала.

3.5 Диференційний підсилювач для схеми вимірювань з дзеркалом струму

Диференційний підсилювач з дзеркалом струму наведено на рисунку 3.24.

Призначення елементів моделі:

- R_GENER – задає струм в транзистор $Q1$, який віддзеркалює його в транзистор $Q2$.
- Транзистори $Q1D$ та $Q2D$ утворюють диференційну пару (дифпару) для підсилення диференційного сигналу, що надходить на входи $INP-$ та $INP+$. В даному разі використано лише одне джерело сигналу $V1$. Приклад включення повністю диференційного входу наведено нижче.
- R_GENER , $Q1$ та $Q2$ утворюють дзеркалу струму, що не залежить від вхідного сигналу.

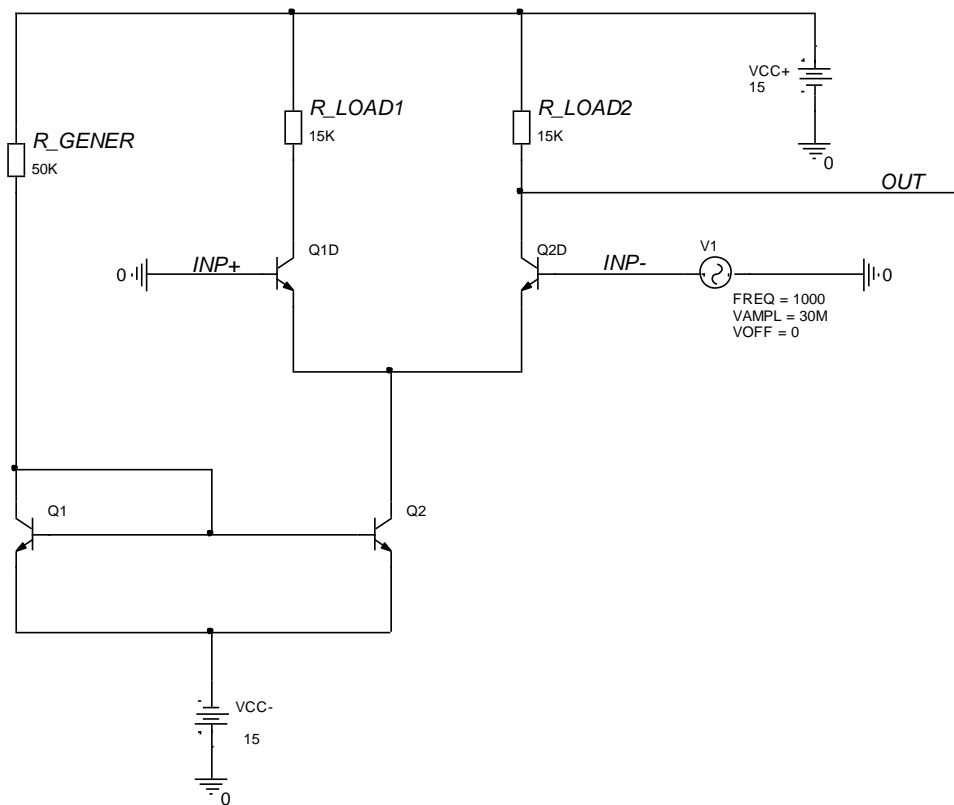


Рисунок 3.24 – Диференційний підсилювач з дзеркалом струму

- Величина струму через нього визначається розмахом напруги живлення, в такому випадку біполярного, та опором резистора R_GENER . Напруга переходу база-емітер транзистора $Q1$ зменшує напругу на

R_GENER порівняно з розмахом напруги живлення лише на 0,7 В.

- Транзистори $Q2$ є генератором струму для дифпари $Q1D$ та $Q2D$
- Транзистори $Q1D$, $Q2D$ та $Q2$ утворюють диференційний каскад R_LOAD1 та R_LOAD2 використані для перетворення струму в напругу. Разом їх опір складає 7,5 кОм, що істотно менше, ніж опір $R_GENER = 50$ кОм. Отже, модель, рисунок 3.24, має бути працездатна. Часові діаграми для моделі, рисунок 3.24, надані на рисунку 3.25.

Вони підтверджують працездатність схеми з транзисторним джерелом струму. Коефіцієнт підсилення складає $4,6 \text{ В} / 0,06 \text{ В} = 76,6\dots$

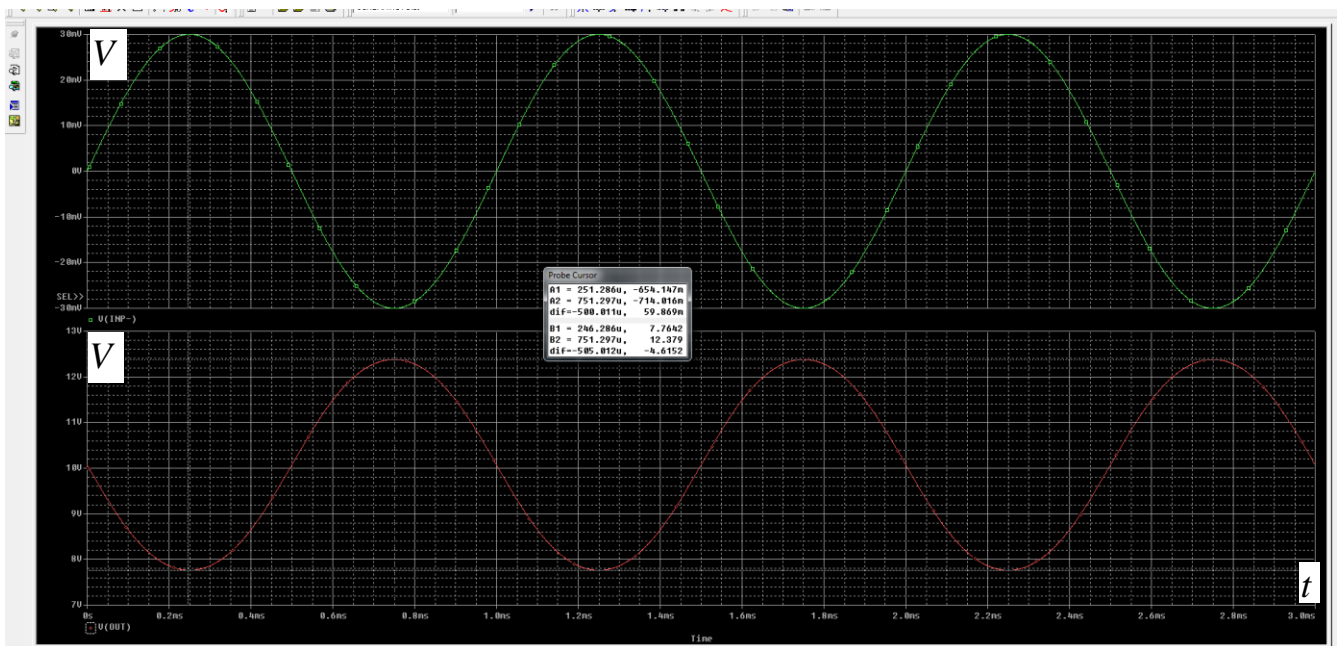


Рисунок 3.25 – Вхідний сигнал, верхній графік, та вихідна напруга, нижній графік, диференційного підсилювача з дзеркалом струму

Приклад моделі з повним диференційним сигналом наведено на рисунку 3.26. Вхідний сигнал складається з суми джерел напруги $V1$ та $V2$, що дає розмах 120 мВ. Сигнал виявився таким потужним, що вихідний сигнал підсилювача з розмахом 7,66 В став дещо сплюсненим, рисунок 3.27.

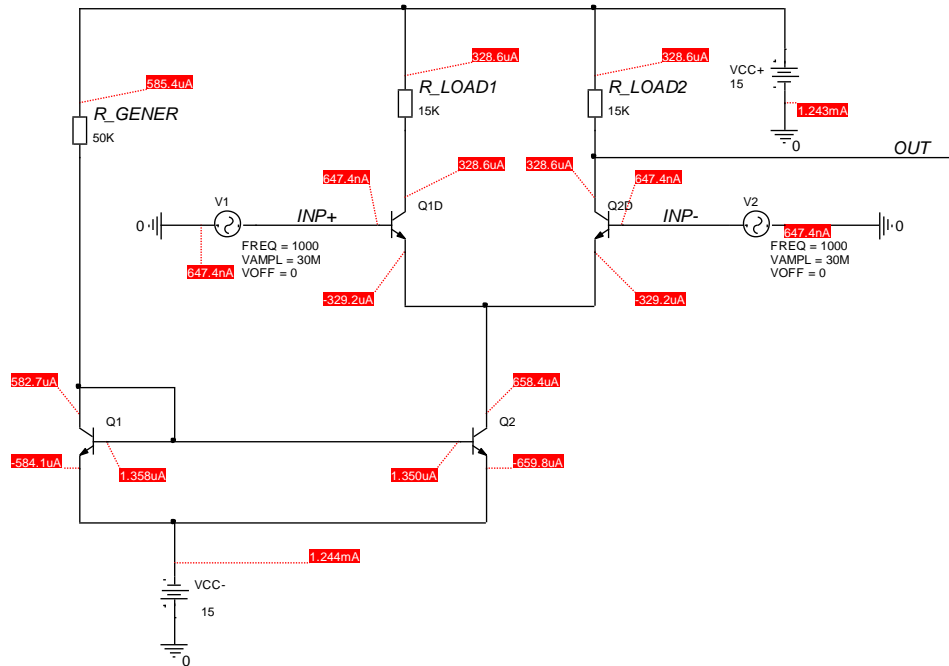


Рисунок 3.26 – Приклад з повним розмахом диференційного сигналу

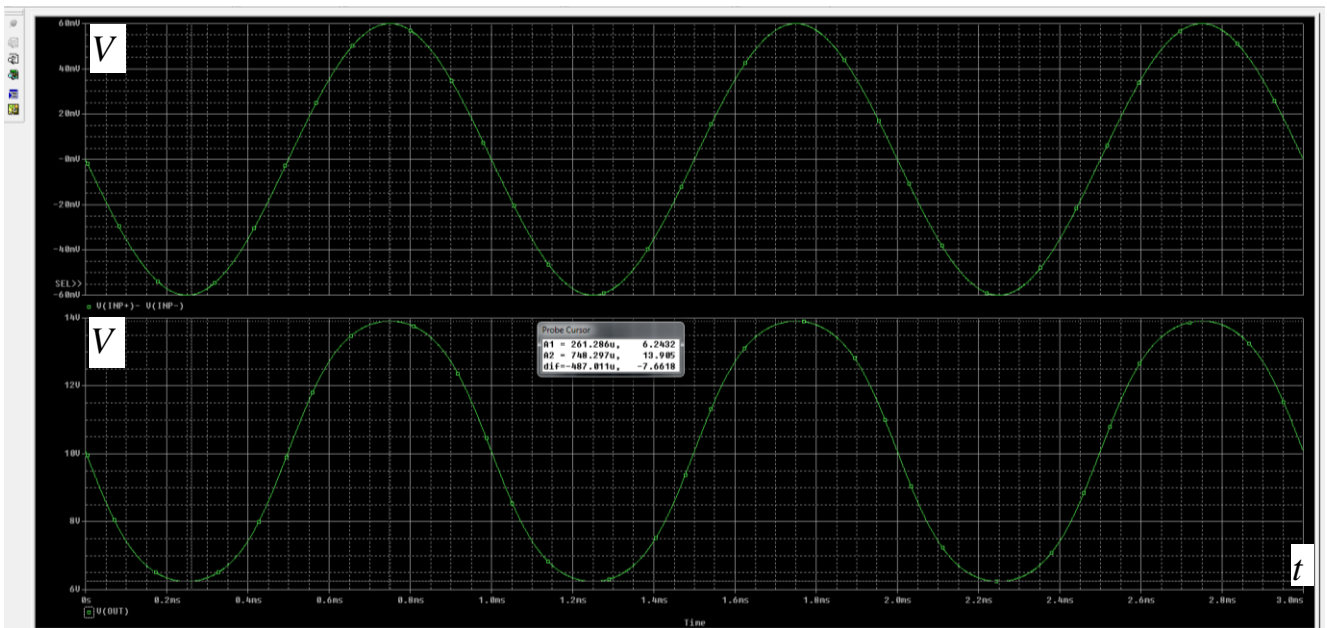


Рисунок 3.27 – Часові діаграми для прикладу з повним розмахом диференційного сигналу

Тому коефіцієнт підсилення дещо зменшився: $7,66 / 0,12 = 63,833\dots$

Струми через диференційний каскад на транзисторах $Q1D$ та $Q2D$ утворюють за допомогою перетворення струму в напругу резисторами R_LOAD1 , R_LOAD2 вихідний парафазний сигнал.

Утворимо модель для обстеження цього підсилювача на стійкість до синфазного сигналу. Для цього об'єднаємо входи, аби вилучити диференційну складову, і підключимо тестовий синусоїдальний сигнал на ці входи, рисунок 3.28.

Часові діаграми при тестуванні на синфазний сигнал наведені нижче на рисунку 3.29.

Як видно з графіка, вихідний синфазний сигнал при тестуванні порівняно з найпростішим диференційним підсилювачем зменшився понад 10 разів.

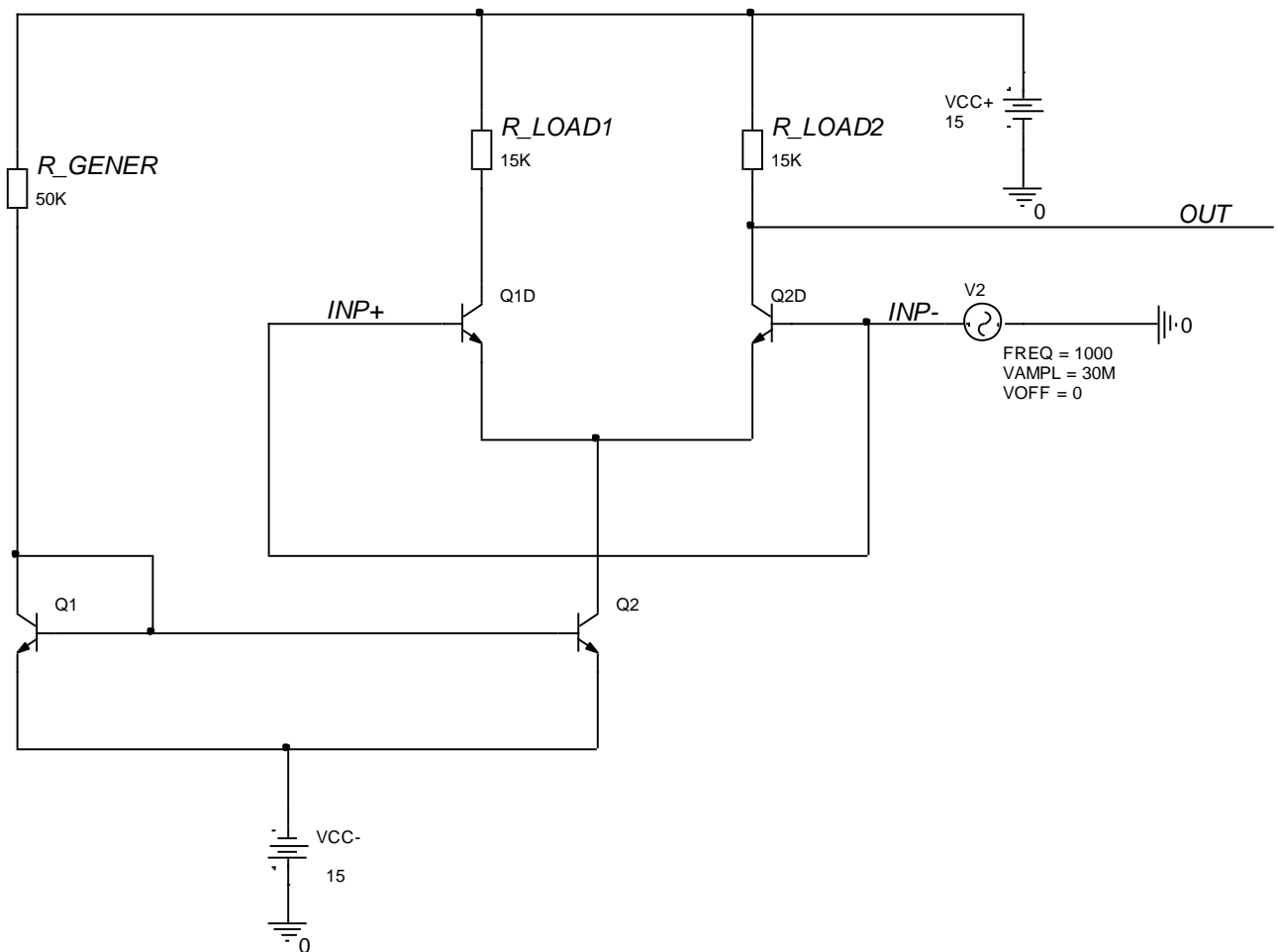


Рисунок 3.28 – Тестування підсилювача з транзисторним джерелом струму на стійкість до синфазного сигналу

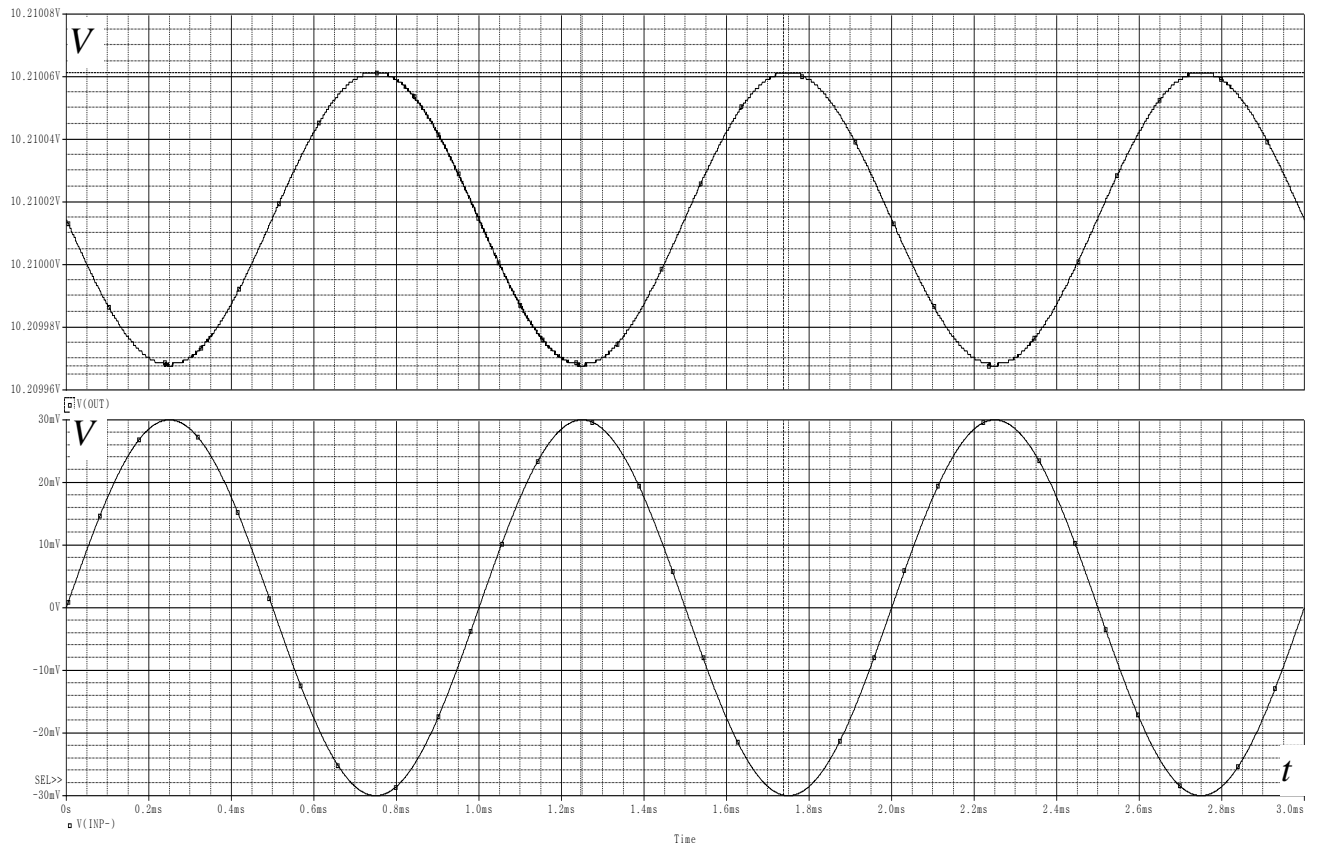


Рисунок 3.29 – Часові діаграми при тестуванні на синфазний сигнал (нижній графік) і вихідний сигнал (верхній графік)

Причина такої високої ефективності у зниженні впливу синфазної завади полягає в тому, що джерело струму на основі дзеркала струму не пов'язано з вхідним сигналом. Залишкові значення синфазного сигналу на виході – це вплив ефекту Ерлі на колектор транзистора $Q2$.

Додамо в струмове дзеркало резистор $R1=185\text{ Ом}$ та зменшимо опір R_GENER , рисунок 3.30, аби за допомогою негативного зворотного зв'язку за струмом зменшити ефект Ерлі.

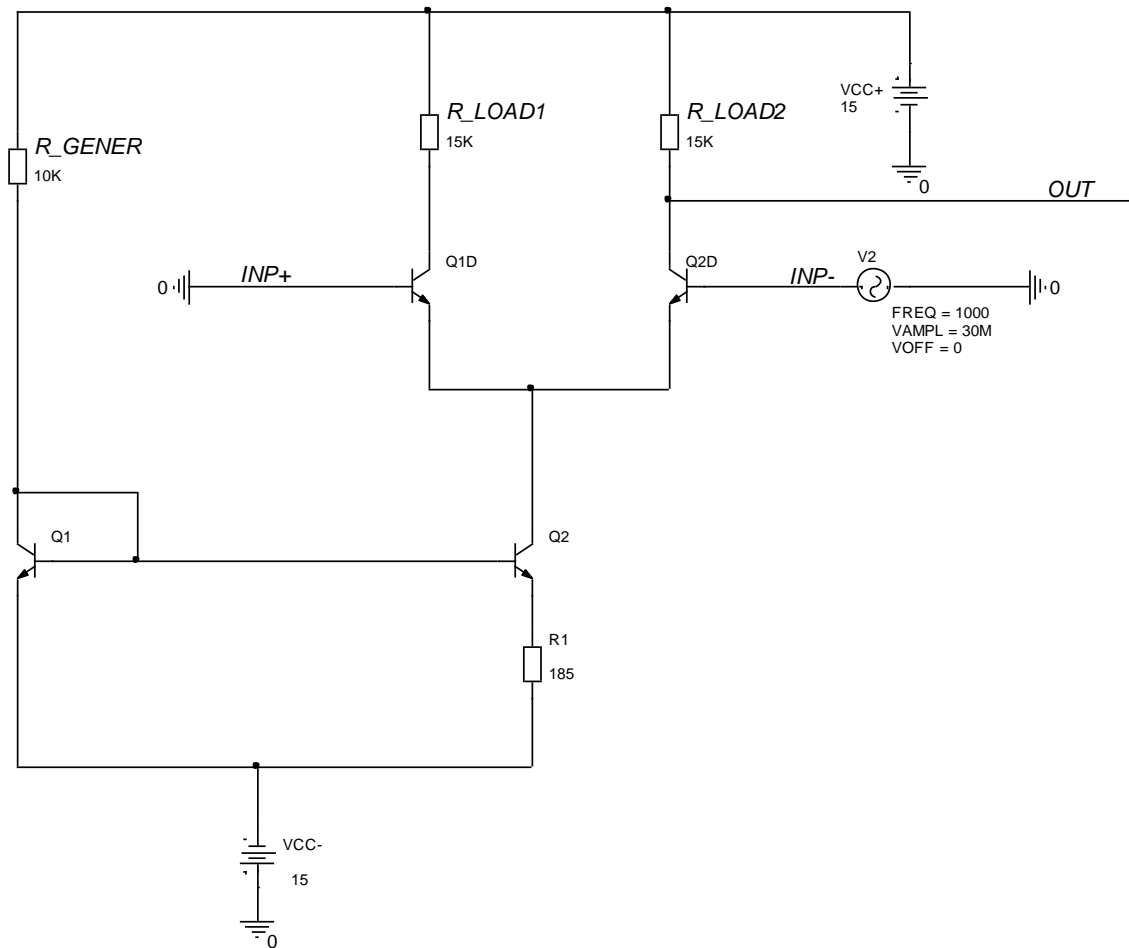


Рисунок 3.31 – Тестування підсилювача з удосконаленим транзисторним джерелом струму на стійкість до синфазного сигналу

Часові діаграми тестування цієї моделі наведені на рисунку 3.22.

Результат тестування диференційним сигналом, рисунок 3.32, показав коефіцієнт підсилення

$$K = 4,6 / 0,06 = 76,66 \dots$$

Тобто, коефіцієнт підсилення не змінився, порівняно з моделлю, що створена на основі простого дзеркала струму, рисунок 3.29.

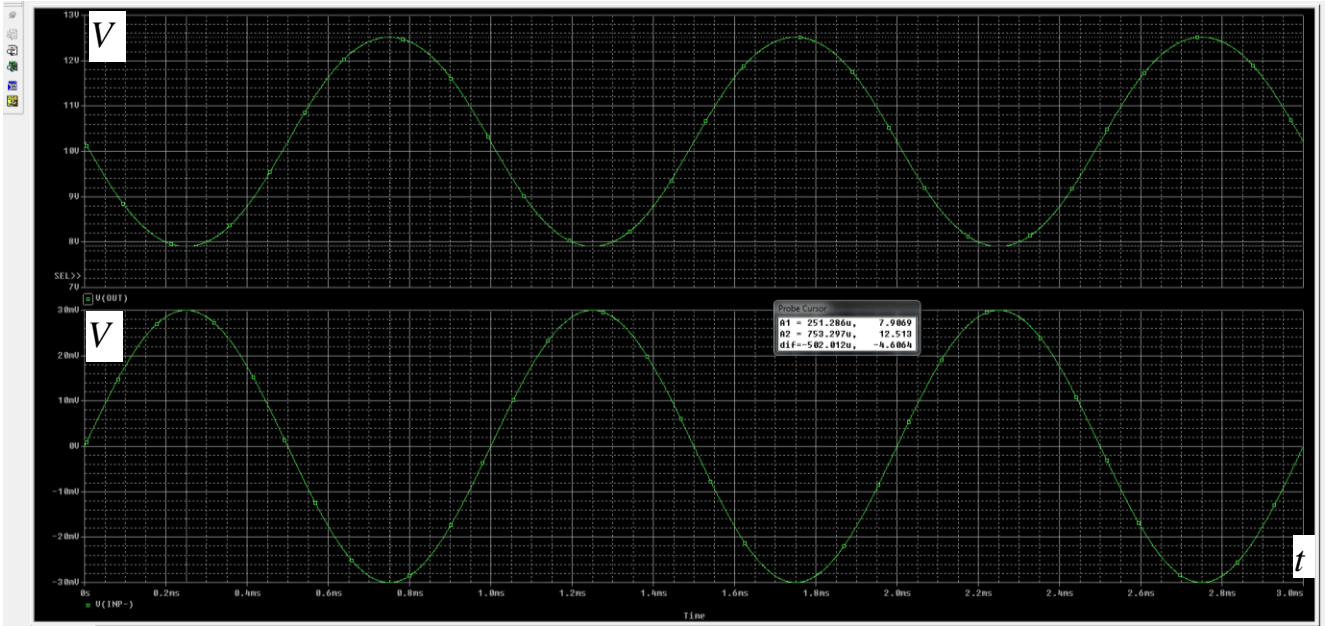


Рисунок 3.32 – Часові діаграми вхідного диференційного (нижній графік) і вихідного (верхній графік) сигналів

Перейдемо до моделі тестування синфазним сигналом, рисунок 3.33.

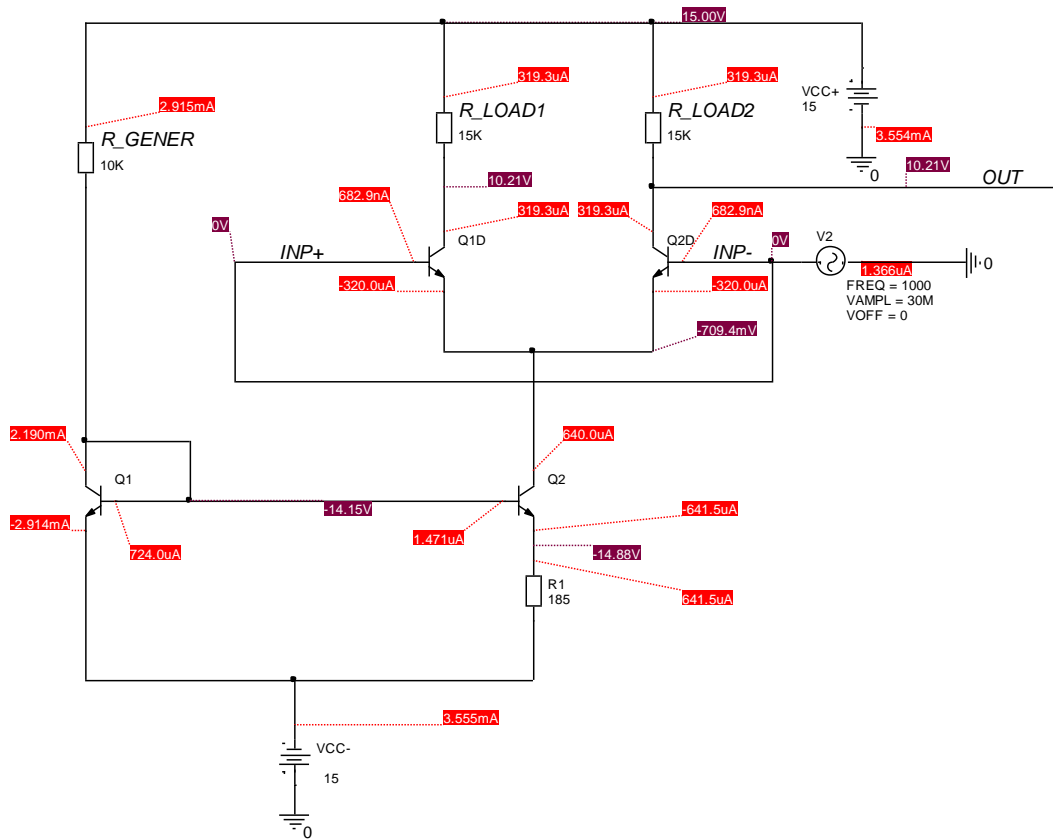


Рисунок 3.33 – Тестування підсилювача з удосконаленим транзисторним джерелом струму синфазним сигналом

Струм у дзеркалі через транзистора $Q2$, що живить дифпару, в такому випадку істотно відрізняється від струму резистора R_GENER , що визначає напругу база-емітер транзистора $Q1$ та струм через нього. Бо й напруга база-емітер транзистора $Q2$ менша, ніж напруга база-емітер транзистора $Q1$ через падіння напруги на резисторі $R1$, через який протікає струм емітера транзистора $Q1$, і цим створюється від'ємний зворотний зв'язок за струмом. Таким чином, коливання напруги на колекторі транзистора $Q2$ будуть викликати зміни струму колектора. Але струм колектора майже дорівнює струму емітера. Тому зміни струму емітера будуть перетворені в зміни напруги на резисторі $R1$.

Це приведе до такої зміни напруги база-емітер транзистора $Q2$, що значною мірою струм колектора транзистора $Q2$ буде стабілізовано. А це означає, що ефект Ерлі буде в певній мірі компенсовано. Часові діаграми при тестуванні моделі, рисунок 3.33, наведено на рисунку 3.34.

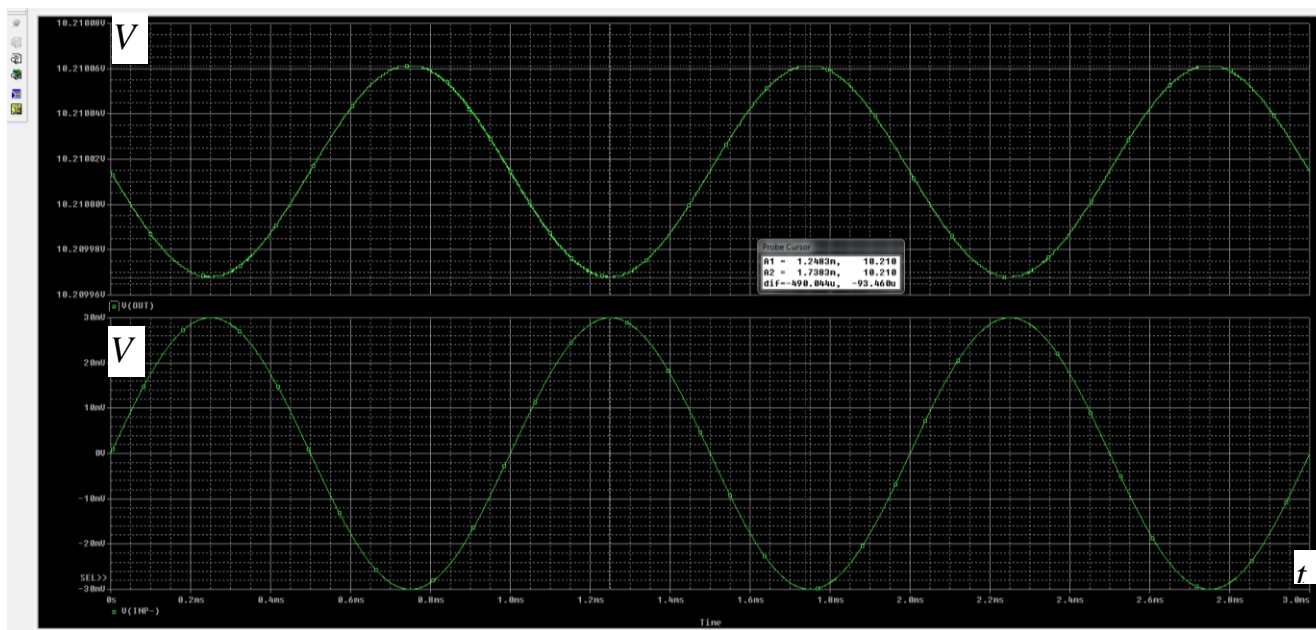


Рисунок 3.34 – Часові діаграми при тестуванні моделі, рисунок 3.33: Синфазний сигнал (нижній графік) і вихідний сигнал (верхній графік)

Висновок: резистор $R1$ в колі емітера транзистора $Q1$ викликає такі зміни напруги база-емітер транзистора $Q1$, що мінімізує коливання струму через цей

транзистор. В цьому і полягає від'ємний зворотний зв'язок за струмом і компенсація ефекту Ерлі.

За результатами тестування видно, що розмах синфазного сигналу на виході підсилювача складає лише 93 мкВ. Такого сигналу на осцилографі, скоріше за все, не буде помітно. Він буде нижче рівня випадкового шуму.

Висновок: наявність синфазного сигналу на виході диференційного підсилювача в моделі з транзисторним джерелом струму обумовлена в першу чергу напругою Ерлі транзисторів, які складають основу дзеркала струму. Напруга Ерлі може бути скомпенсована або спеціальною конструкцією цих транзисторів, аби зменшити ефект Ерлі, або резистором в колі емітера дзеркала струму або переходом до більш досконалого джерела струму. Наприклад, так званого дзеркала Уільсона, розгляд якого зараз не входить до даного видання.

Контрольні питання до розділу 3

1. Що таке синфазна завада?
2. Чому заваду від іскрового розряду називають синфазною?
3. Як можна зменшити вплив синфазної завади при включенні транзистора зі спільним емітером?
4. Що таке диференційний сигнал?
5. Що таке синфазний сигнал?
6. Яка різниця між синфазним сигналом і синфазною завадою?
7. Для чого потрібен диференційний підсилювач?
8. Які компоненти потрібно для утворення найпростішого диференційного підсилювача?
9. Яка головна ознака ідеального диференційного підсилювача?
10. Яка залежність підсилення (утиснення) синфазного сигналу від резисторів найпростішого диференційного підсилювача?

11. В чому відмінність підключення транзисторів найпростішого диференційного підсилювача стосовно диференційного сигналу та синфазного сигналу?
12. Як утворити з моделі підсилювача диференційного сигналу модель для дослідження впливу синфазного сигналу?
13. Чому модель генератора струму на основі резистора в найпростішому диференційному підсилювачі мало ефективна?
14. Чому модель генератора струму на основі дзеркала струму в диференційному підсилювачі ефективна?
15. Чи можна застосувати формулу для обчислення підсилення (утиснення) синфазного сигналу від резисторів найпростішого диференційного підсилювача до диференційного підсилювача з генератором струму на основі дзеркала струму?

4 ОПЕРАЦІЙНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ В МЕТРОЛОГІЇ

4.1 Джерело напруги, що кероване напругою (ДНКН) як модель операційного підсилювача

Тепер, коли зрозуміло зміст диференційного та синфазного сигналу, можемо розглянути спрощену абстрактну модель ідеалізованого диференційного підсилювача, в якому можемо довільно встановлювати рівень підсилення: це джерело напруги, що кероване напругою (ДНКН). Воно міститься в бібліотеці стандартних компонентів ANALOG як E , рисунок 4.1.

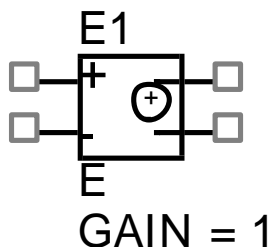


Рисунок 4.1 – Джерело напруги, що кероване напругою

Єдиний атрибут цього елемента, це підсилення $GAIN$, що за замовчуванням дорівнює 1., рисунок 4.2.

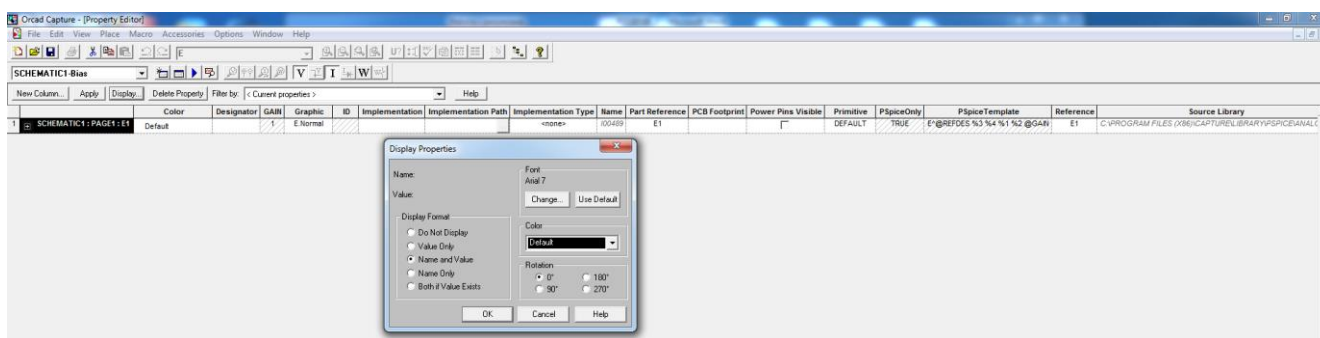


Рисунок 4.2 – Встановлення параметра $GAIN$ видимим на моделі і зручним для експериментів

Вихідна напруга елемента E дорівнює різниці напруги між входами, що помножена на значення параметра $GAIN$. Проведемо тестування компонента за моделлю, рисунок 4.3.

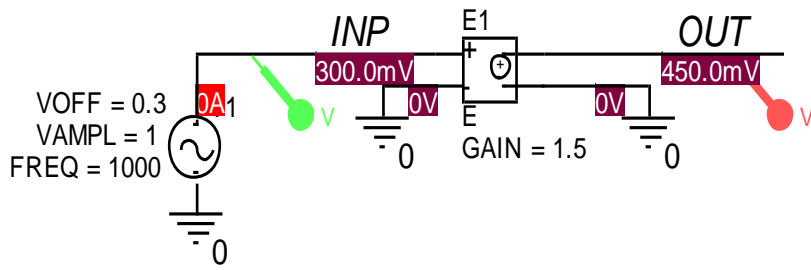


Рисунок 4.3 – Тестування джерела напруги, що кероване напругою

Часові діаграми при тестуванні моделі наведені на рисунку 4.4.

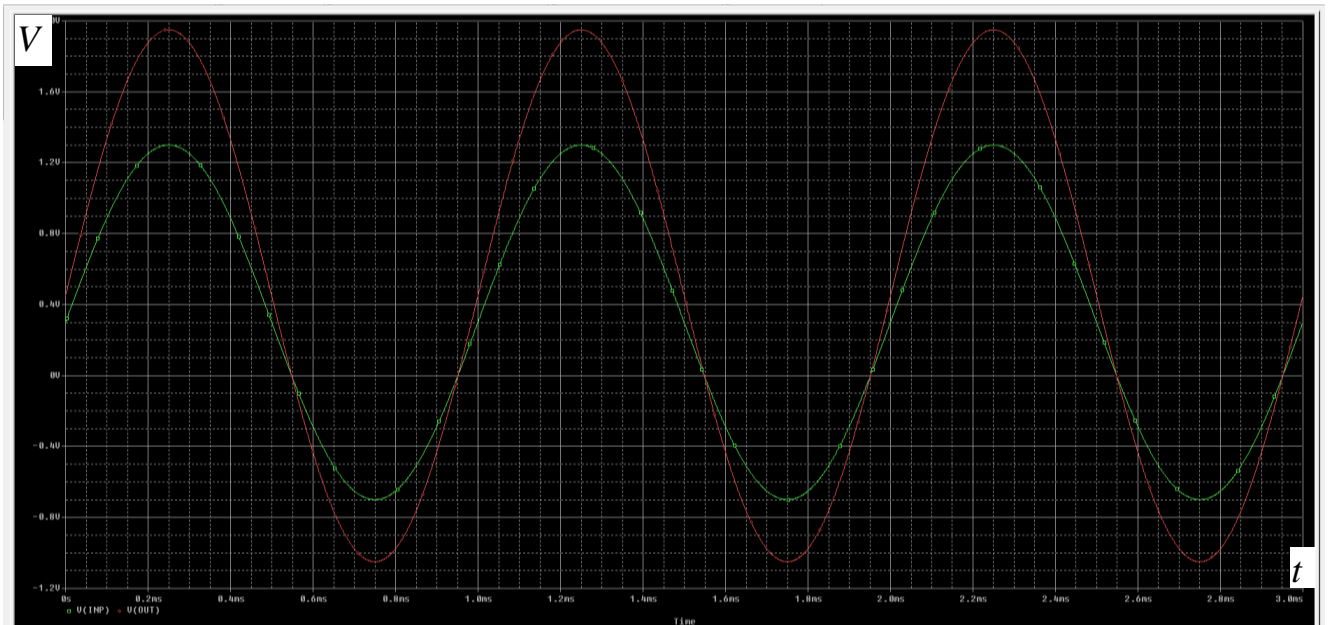


Рисунок 4.4 – Часові діаграми при тестуванні моделі, рисунок 4.3

За допомогою ДНКН розглянемо принцип від’ємного зворотного зв’язку (ВЗЗ) між виходом і входом за напругою, що лежить в основі багатьох схем вимірювання. Для початку розглянемо роботу з тим же самим значенням підсилення $GAIN=1,5$, рисунок 4.5.

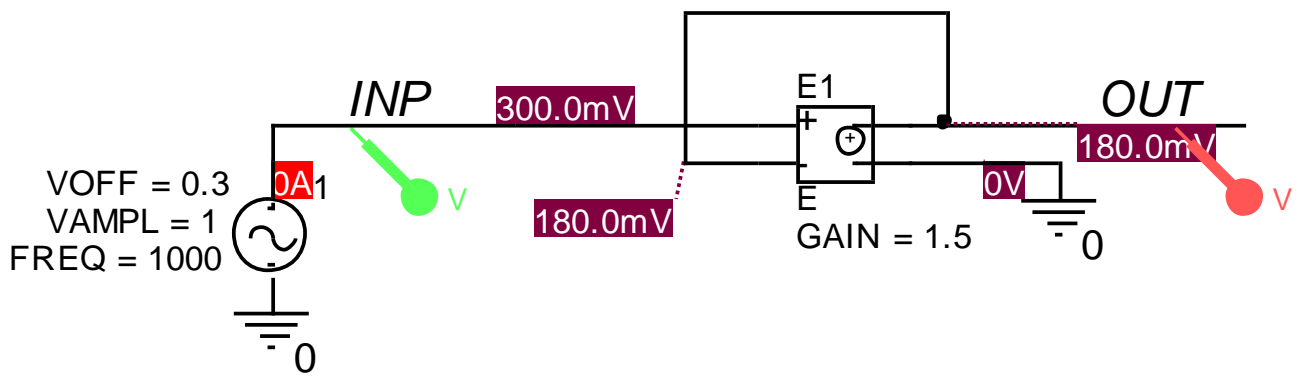


Рисунок 4.5 – Тестування джерела напруги, що кероване напругою з V33

Часові діаграми при тестуванні моделі з V33 наведені на рисунку 4.6.

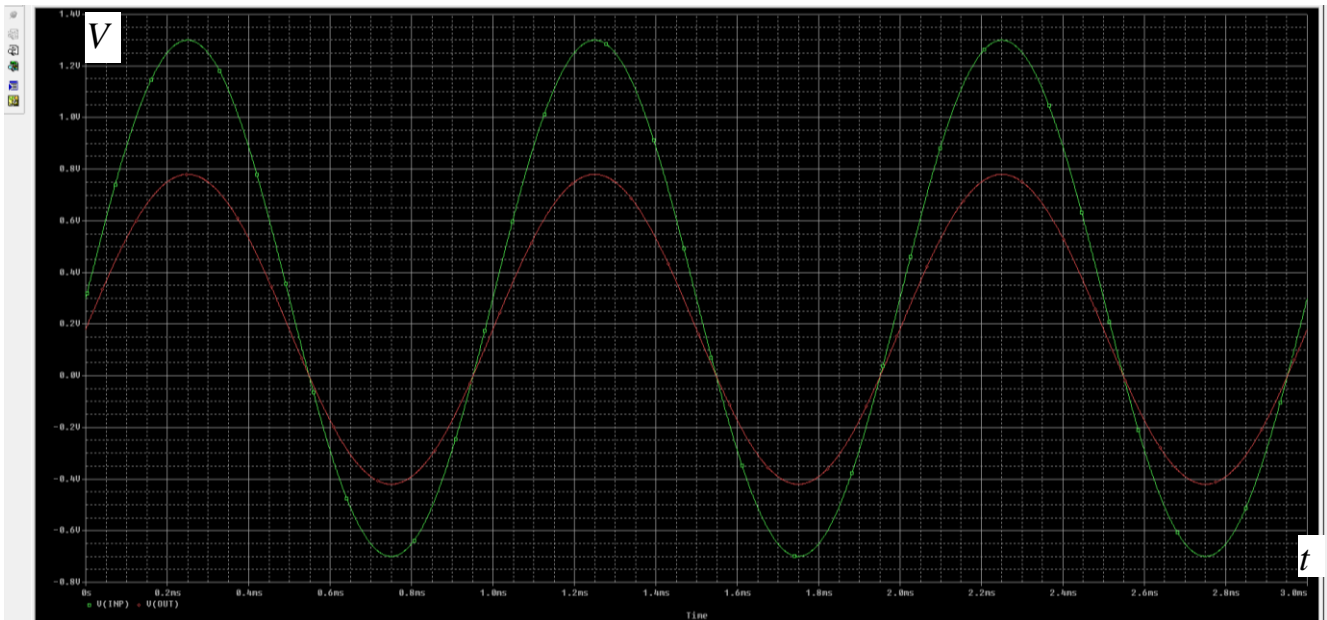


Рисунок 4.6 – Часові діаграми при тестуванні моделі з V33

З часових діаграм видно, що спотворень не помітно, але змінились амплітуди і різниця напруги між входами ДНКН.

Збільшимо значенням підсилення до $GAIN=150$, рисунок 4.7.

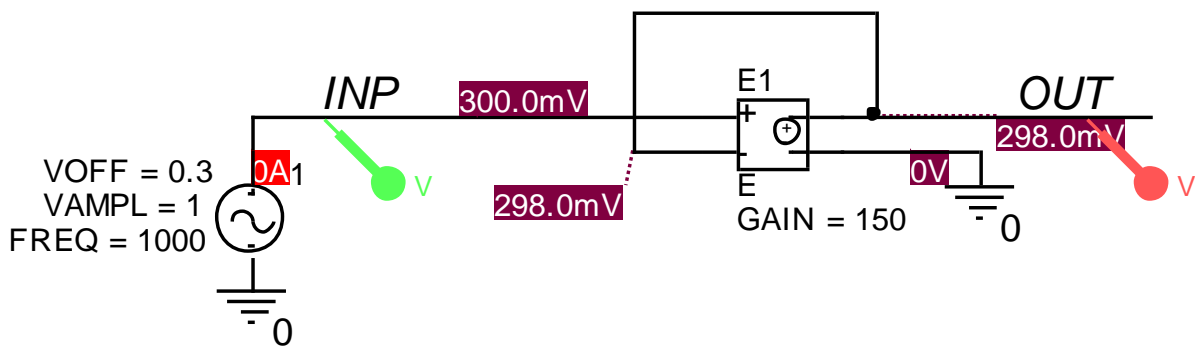


Рисунок 4.7 – Тестування ДНКН з ВЗЗ при GAIN=150

Відповідні часові діаграми наведено на рисунку 4.8.

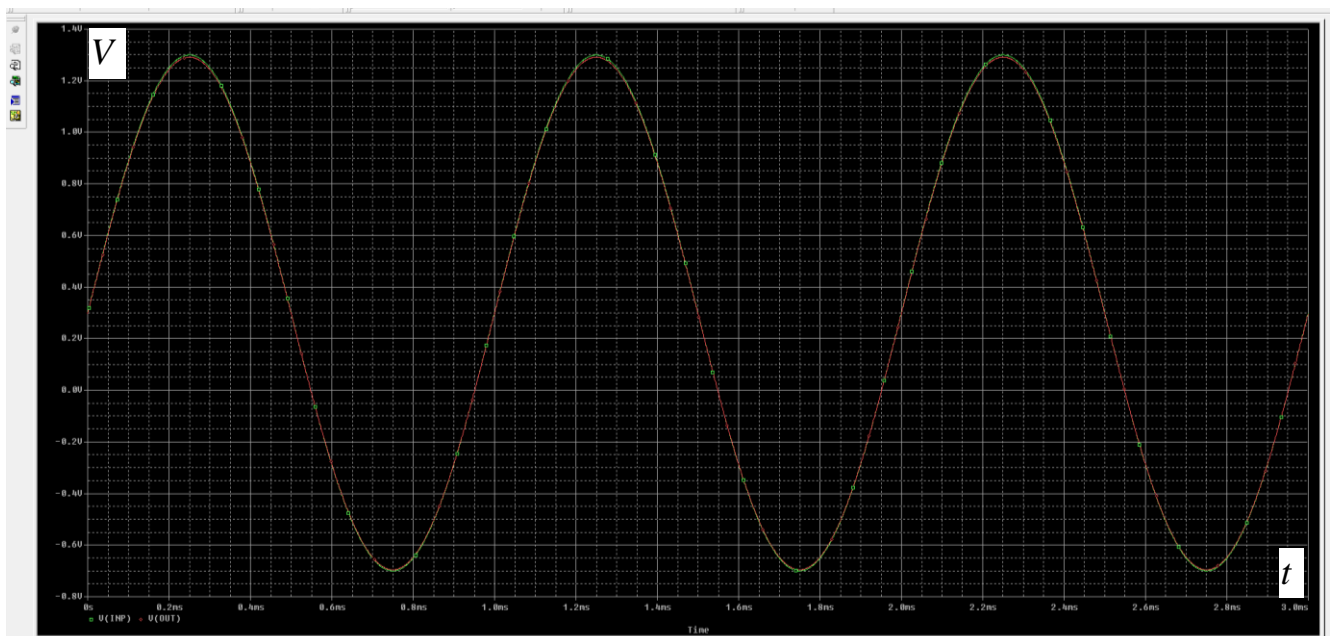


Рисунок 4.8 – Включення ДНКН в схемі повторювача входної напруги

Виявилось, що напруга між входами істотно зменшилась, а вихідний сигнал повторює вхідний з похибкою, що менша відсотка.

Висновок 1. Чим більше підсилення ДНКН в схемі з від'ємним зворотним зв'язком, тим менше різниця між входами ДНКН та вхідним і вихідним сигналом.

Висновок 2. В режимі повторювача схема працює з синфазним сигналом.

Дійсно, ДНКН автоматично відпрацьовує до нуля різницю напруги між входами з похибкою, що приблизно дорівнює

$$\Delta = \frac{1}{GAIN}$$

Реалізація такого ДНКН у вигляді диференційного підсилювача, що доповнений вихідним каскадом, називається **операційним підсилювачем (ОП)**.

4.2 Операційний підсилювач. Основні параметри та їх вимірювання

Номенклатура ОП настільки широка, що перелік тільки їх класів може скласти декілька сторінок. А в кожному класі також великий різновид за параметрами ОП:

- 1) Електрорушійна сила зміщення за входами.
- 2) Величина вхідних струмів
- 3) Різниця вхідних струмів
- 4) Діапазон рівнів вхідної напруги
- 5) Діапазон рівнів вихідної напруги
- 6) Коефіцієнт підсилення
- 7) Коефіцієнт утиснення синфазної завади
- 8) Коефіцієнт утиснення зміни напруги живлення
- 9) Струм живлення
- 10) Час наростання вихідного сигналу
- 11) Час спаду вихідного сигналу
- 12) Час установлення вихідного сигналу
- 13) Рівень шумів
- 14) Частот одиничного підсилення та багато інших.

Розглянемо суть деяких параметрів. Будемо для конкретики вважати, що вхідний каскад ОП побудовано на основі диференційного підсилювача рисунок 71. Хоча насправді схемотехнічних реалізацій вхідних каскадів ОП безліч. Варто згадати, що ОП – це диференційний підсилювач, до якого додали вихідний каскад для розширення маж діапазону вихідної напруги та збільшення потужності вихідного

сигналу. Звичайно, конструкцій операційних підсилювачів безліч. Деякі з них мають досить складну архітектуру. Але для пояснення принципів метрології досить і спрощеного підходу до моделі ОП.

4.2.1 Вимірювання електрорушійної сили (ЕРС) зміщення за входами ОП.

Навіть за досконалої технології виготовлення не вдається досягнути повної ідентичності транзисторів дифпари транзисторів $Q1$ та $Q2$ вхідного каскаду ОП, рисунок 4.9.

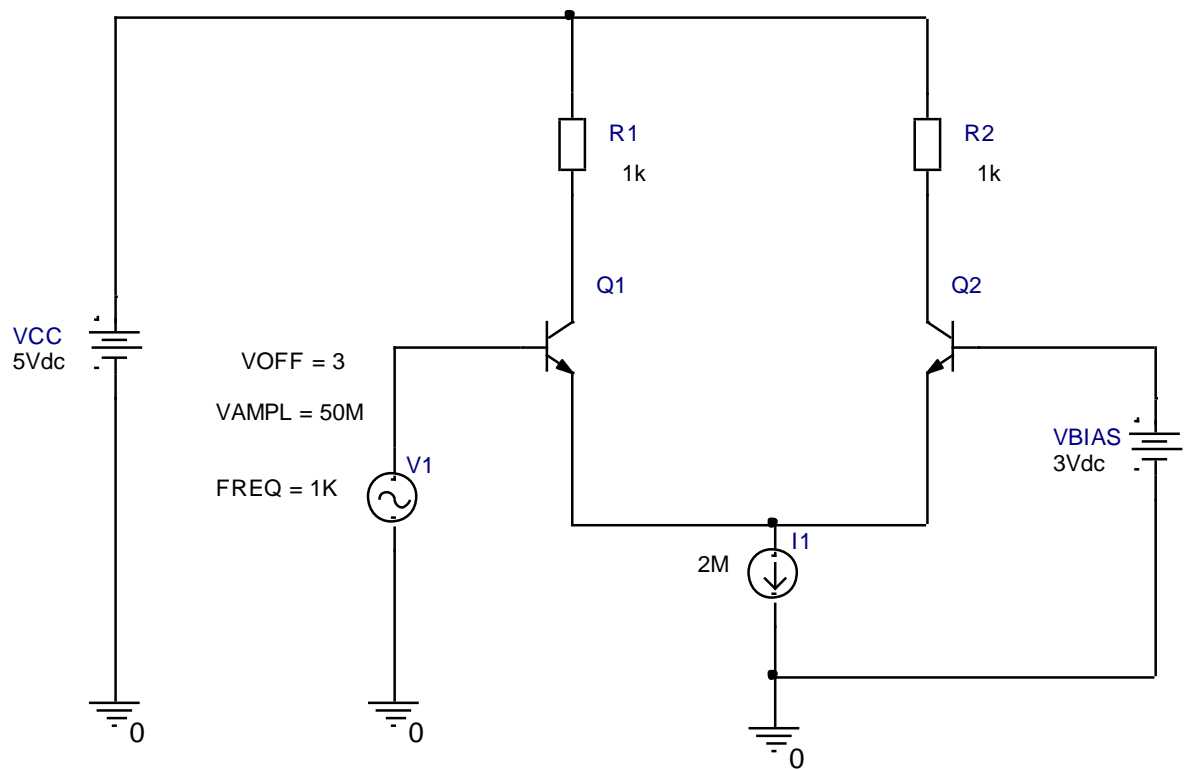


Рисунок 4.9 – Вхідний каскад ОП з уніполярним живленням

Якщо вимірювати напругу база-емітер будь-якого транзистора $VT1$ за схемою, що відображена на рисунку 4.10, то навіть при стабільному метрологічному джерелі струму $I1 = 55 \text{ мкА}$, розкидання результатів вимірювання для поряд розташованих транзисторів дифпари отримаємо до $\pm 8 \dots 10 \text{ мВ}$.

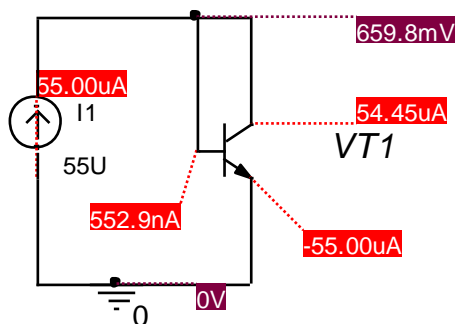


Рисунок 4.10 – Схема вимірювання напруги база-емітер

Саме ця різниця напруги база-емітер транзисторів дифпари складає суть параметра електрорушійної сили (ЕРС) зміщення за входами ОП. Для розуміння впливу різниці база-емітерної напруги досить звернутися до формули У. Шоклі: неоднаковість напруги база-емітер в транзисторах дифпари призведе до неоднаковості струмів в колекторах цих транзисторів. Таким чином вихідна напруга ОП буде спотворена.

Звичайно, що для проведення вимірювань напруги база-емітер джерело струму $I1 = 55 \text{ мкА}$ можна замінити джерелом напруги з резистором. Наприклад, для лабораторного джерела напруги 10 В резистор складе значення

$$R = \frac{10 - 0,66}{55} \text{ МОм} = 169,8 \text{ кОм}$$

Для боротьби з розкиданням напруги транзисторів дифпари $Q1D$ та $Q2D$ поширені такі підходи:

1. Виконання транзисторів у вигляді матриць. Завдяки цьому отримаємо статистичне усереднення напруги база-емітер, отже, і відповідне зменшення розкидання. Недолік такого підходу – збільшення площі кристала та збільшення вхідних струмів ОП.

2. Компенсування розкидання напруги за рахунок налаштування опорів навантаження. Тоді за законом Ома отримаємо правило налаштування: при збільшенні струму колектора через похибку напруги база-емітер зменшити резистор навантаження. Недолік такого підходу – будь-яке налаштування збільшує вартість ОП.
3. Налаштування вхідного каскаду за допомогою зовнішнього резистора-потенціометра. Недолік такого підходу – значне подорожчання схеми застосування ОП за рахунок додаткового компонента та додаткової операції налаштування.

Навіть за спеціальної конструкції транзисторів дифпари Q1D та Q2D, коли вони виготовляються у вигляді матриці, що усереднює розкидання напруги база-емітер, вдається знизити діапазон різниці напруги база-емітер лише до $0,5 \dots \pm 5$ мВ. Якщо включити ОП за схемою повторювача, то саме цю різницю напруги база-емітер транзисторів Q1 та Q2 вхідного каскаду ОП можна виміряти на виході-вході ОП, бо вони об'єднані. А далі – перевірити за паспортом ОП, чи вкладається отримана напруга в зазначені за паспортом дані. Приклад такого вимірювання для ОП AD741, наведено на рисунку 4.11.

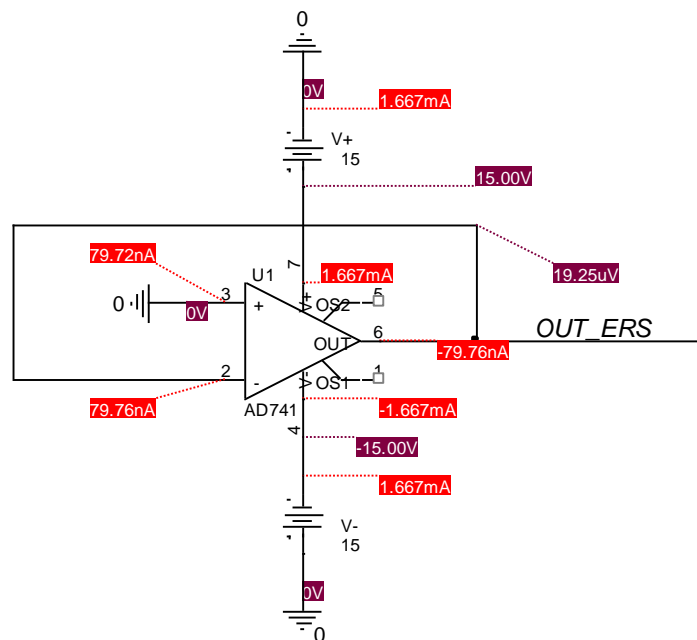


Рисунок 4.11 – Вимірювання ЕРС зміщення за входами ОП

Виводи 1-5 – це OFFSET NULL. За цими виводами можлива установка в «нуль» ЕРС зміщення за входами за допомогою потенціометра (змінного резистора) за наведеним вище методом 3. В даному разі модель надала результат 19,25 мкВ.

Час для вимірювання цього параметра визначається швидкодією тестера та самого ОП. Адже для проведення вимірювання необхідно дочекатись аби рівень вихідної напруги встановився з заданою похибкою. Деякі ОП в схемі включення, рисунок 4.11, можуть мати на виході перехідний процес з коливаннями, що з часом затухають.

4.2.2 Вимірювання величини вхідних струмів

Вимірювання величини вхідних струмів виконується при включенні ОП за цією ж схемою, рисунок 4.11. Вимірюваний ОП знаходиться в стані автоматичного балансування. Тому транзистори дифпари $Q1$ та $Q2$ вхідного каскаду ОП знаходяться в однаковому режимі, коли синфазний сигнал дорівнює нулю. Вимірювач струму за входом, що не інвертує включається між виводом №3 та землею. В той час вимірювач струму за входом, що інвертує включається між виводом №2 та виводом №6 – вихід ОП. В такому випадку вимірювач струму на заводі, це, зазвичай тестер інтегральних мікросхем, зафіксував би струми по 79,72 та 79,76 нА. Час вимірювання встановлюється з огляду швидкодії тестера, що вимірює параметри, рівня шумів та потрібної точності вимірювання. Реальна ситуація, коли для отримання значення вхідного струму виконувалось до 500 разів. Результати вимірювань накопичувались та оброблялись з метою усереднення та згладжування для отримання статистично обґрунтованих даних.

4.2.3 Вимірювання різниці вхідних струмів

Різниця вхідних струмів визначається за результатами вимірювання вхідних струмів за входом, що інвертує та входом, що не інвертує.

4.2.4 Вимірювання діапазону рівнів вхідної напруги

Діапазон рівнів вхідної напруги вимірюється за визначеною для даного ОП схемою вимірювання або визначається в паспорті ОП в залежності від його класу, призначення, конструкції та інше. Зазвичай знаходиться в межах припустимого діапазону джерел живлення. Основна проблема полягає в тому, що пробивна напруга переходу база-емітер складає 7,2 В. А при докладенні до входів напруги розмахом 30 В для ОП, що живляться ± 15 В, ОП має витримати цю напругу і не зруйнуватись. Це – проблема для конструкторів ОП.

4.2.5 Вимірювання діапазону рівнів вихідної напруги

Діапазон рівнів вихідної напруги вимірюється за підключенням ОП, рисунок 4.12.

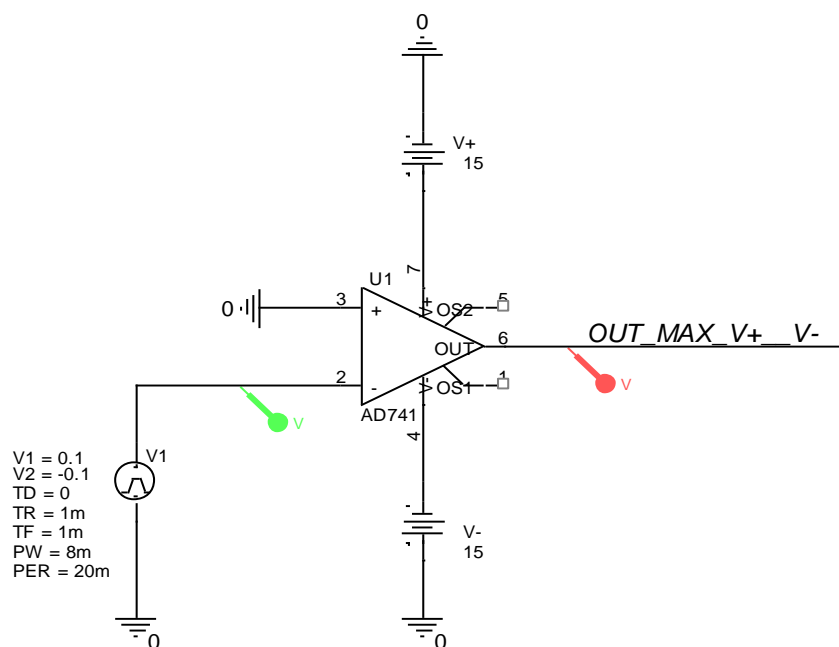


Рисунок 4.12 – Вимірювання діапазону рівнів вихідної напруги

На вхід що інвертує, подаються перепади напруги $\pm 0,1$ В. На виході ОП виникають напруги насичення вихідного каскаду, інвертовані відносно вхідного тестового сигналу. Адже, коли підсилення ОП сягає 100000 і більше, то, у випадку ДНКН мали би виникати рівні напруги 10000 В і більше. Але на виході реального ОП рівні напруги не можуть перевищити рівня джерела живлення. Тільки для класу ОП Rail-to-Rail за виходом для деяких ОП можливі незначні перевищення цих рівнів, реально - мілівольти, що обумовлено специфікою конструкцій вихідних каскадів цих ОП. Проте і таке перевищення може спостерігатись лише в режимі без навантаження.

Період вимірювання, рисунок 4.13, встановлюється з огляду швидкодії ОП та тестера, що вимірює параметри та вимог за точністю вимірювання.

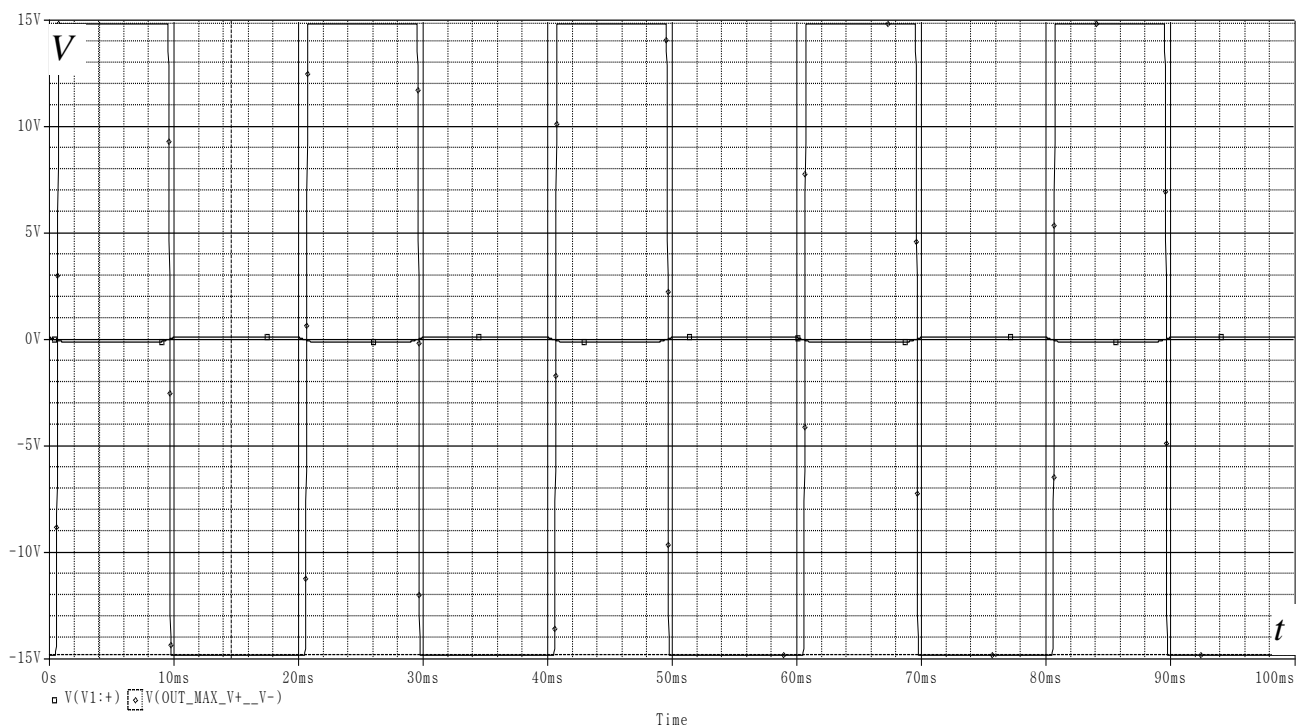


Рисунок 4.13 – Часові діаграми при вимірюванні максимального та мінімального рівня вихідної напруги ОП

Коливальних процесів при вимірюванні цих параметрів, як правило, не спостерігається. В такому випадку отримані результати однакові за абсолютним значенням: $\pm 14,804$ В.

4.2.6 Вимірювання коефіцієнта підсилення

Вимірювання коефіцієнта підсилення (КП) операційного підсилювача за його технічною документацією зазвичай передбачає використання допоміжного підсилювача для балансування того, що вимірюється. Причина полягає в тому, що ЕРС зміщення за входом, помножена на КП може вивести вихідну напругу ОП за межі робочого діапазону. В результаті цього вона може прийняти як максимально високе, так і максимально низьке значення. Отже, при вимірюванні схему потрібно балансувати ОП. Для цього можливе використання як власного коефіцієнта підсилення – без використання допоміжного підсилювача, так і за допомогою допоміжного підсилювача. Нижче наведено приклад симулювання моделі ОП на основі ДНКН з допоміжним підсилювачем, рисунок 4.14, де позначено:

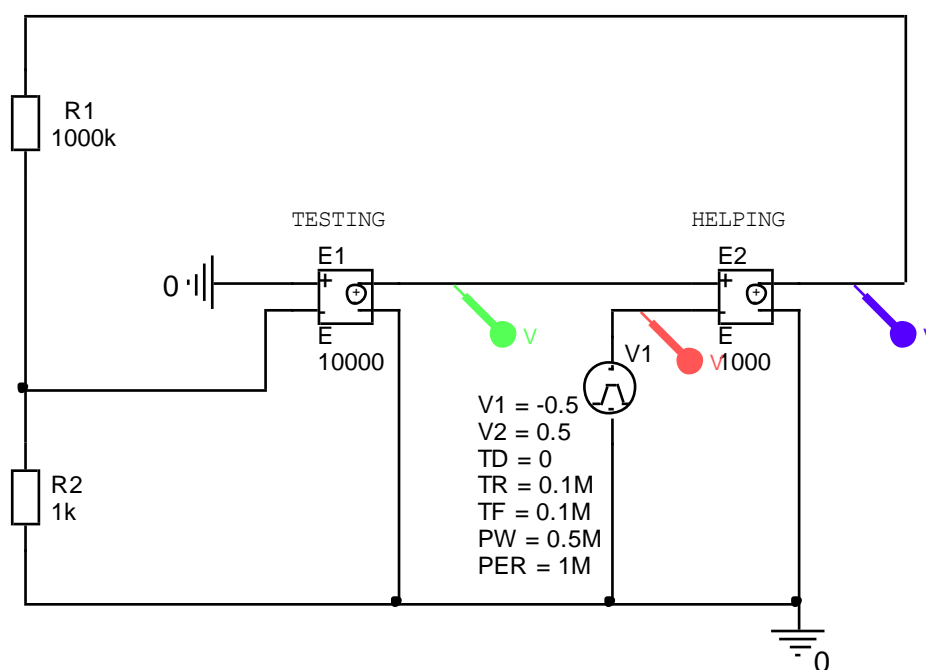


Рисунок 4.14 – Вимірювання коефіцієнта підсилення операційного підсилювача

TESTING E1 – ОП, що тестується

HELPING E2 – допоміжний ОП, який балансує ОП, що вимірюється.

V1 – генератор тестового сигналу.

В інженерному колі таке включення інколи називають «французьке кільце».

Позначення $E1$ означає в такому випадку математичну модель ОП на основі ДНКН, що має нульову ЕРС зміщення, нульові вхідні струми та означений коефіцієнт підсилення. Зараз він дорівнює 10000. Джерела живлення тут відсутні і вважається, що межі напруги на вході та виході не існує.

Принцип подачі сигналу полягає в тому, щоб **встановити вихідний сигнал ОП**, а потім оцінити, який для цього знадобився вхідний сигнал. Для цього на вхід, що інвертує допоміжного підсилювача вводиться тестове коливання ΔU_{out} . Воно відпрацьовується за допомогою петлі від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) таким чином, аби різниця між входами “-” та “+” допоміжного ОП прагнула до нуля. Це відбувається з похибкою

$$\delta < 1/K,$$

де K - коефіцієнт підсилення в петлі ВЗЗ. За схемою рисунок.4.14

$$K = K1 * K2,$$

де $K1$ - коефіцієнт підсилення першого ОП, що тестується, а $K2$ – коефіцієнт підсилення другого ОП, що допоміжний. Якщо допоміжний ОП матиме $K2 = 10000$, то сумарний коефіцієнт підсилення за петлею дорівнює добутку $K1$ та $K2$, тобто $K = 100000000$. Але кожний ОП має ще інші параметри, які значно знижують точність вимірювання порівняно з сумарним коефіцієнтом підсилення. Це різні шуми, дрейфи й т.п.

Нехай генератор імпульсів, а в межах часу встановлення вихідної напруги фактично просто перепадів рівнів, розвиває перепад напруги $\Delta U_{out} = 1$ В. На виході допоміжного ОП (HELPING), де стоїть маркер симулятора, перепад в точках врівноваженого стану схеми виміряємо напругу ΔU_x . Тоді результат вимірювання коефіцієнта підсилення

$$K1 = \frac{\Delta U_{out}}{\Delta U_x} * 1000 \quad (4.1)$$

В цій формулі 1000 означає коефіцієнт поділення напруги резисторами. Він вказаний з похибкою 1/1000, якщо вписати за формулою для послідовно включених резисторів. Але з урахуванням шумів вимірювання, похибки опорів резисторів та похибки приладів часто цією похибкою нехтують. В автоматизованих тестерах цю систематичну похибку легко врахувати в програмі, що видає результат. Розглянемо динаміку врівноваження при вимірюванні коефіцієнта підсилення напруги, рисунок 4.15.

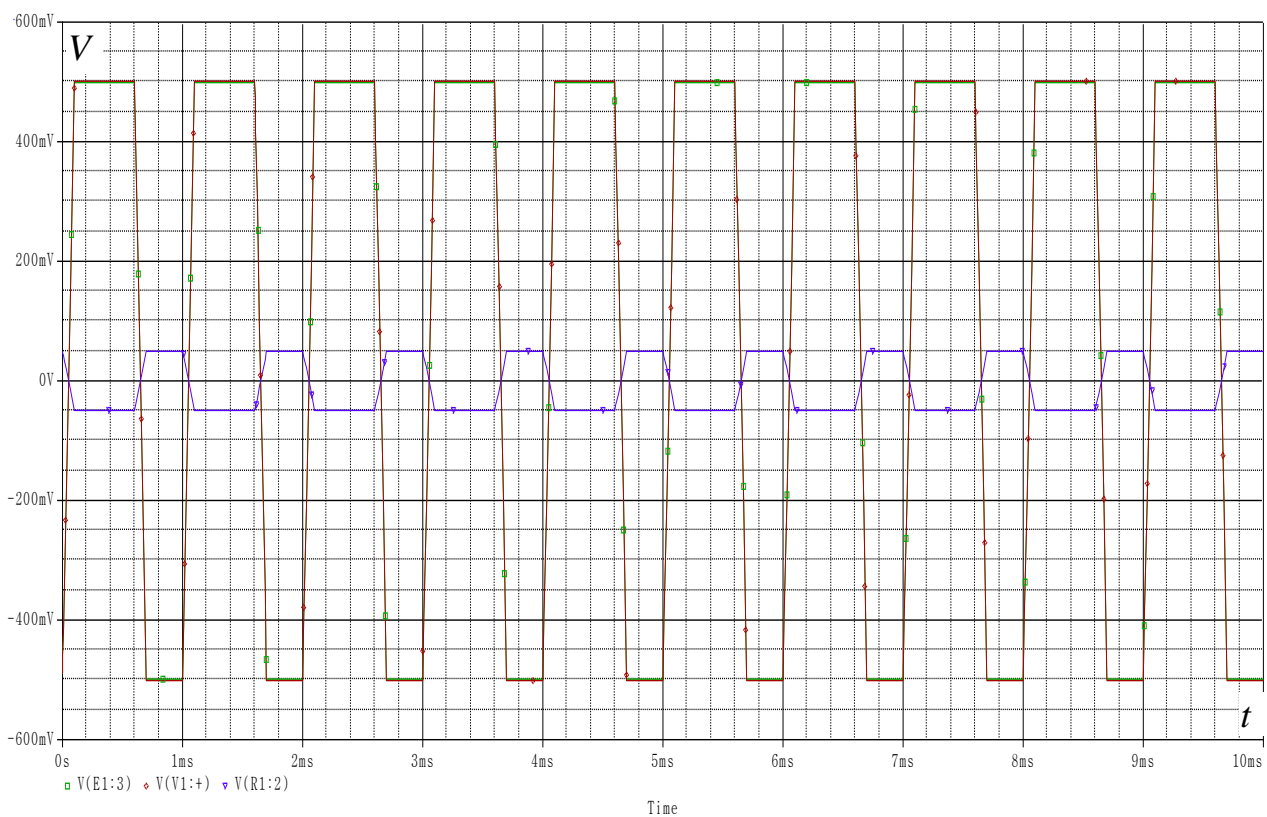


Рисунок 4.15 – Динаміка врівноваження при вимірюванні коефіцієнта підсилення напруги

Полиці вихідного сигналу допоміжного ОП синього кольору, що являють собою вхідний сигнал ОП, що тестується $\Delta U_x = 100$ мВ. Вони мають амплітуду по 50 мВ. Сигнал на вході допоміжного ОП від джерела тестового сигналу компенсовано вихідним сигналом ОП, що вимірюється. Отже, основне правило: задавати вихідний сигнал при вимірюванні підсилення ОП досягнуто. Різниця напруги між входами допоміжного ОП прагне до нуля, як і має бути. За формулою (4.1) маємо:

$$K1 = \frac{\Delta U_{out}}{\Delta U_x} * 1000 = \frac{1}{0.1} * 1000 = 10000,$$

що відповідає заданим значенням моделі ОП, яка проходить вимірювання.

Але в реальних ОП кожен транзистор у своїй моделі містить ємності: переходу база-колектор, база-емітер, колектор-підкладка. Отже, потрібно провести імітацію впливу ємності, наприклад, за схемою, рисунок 4.16.

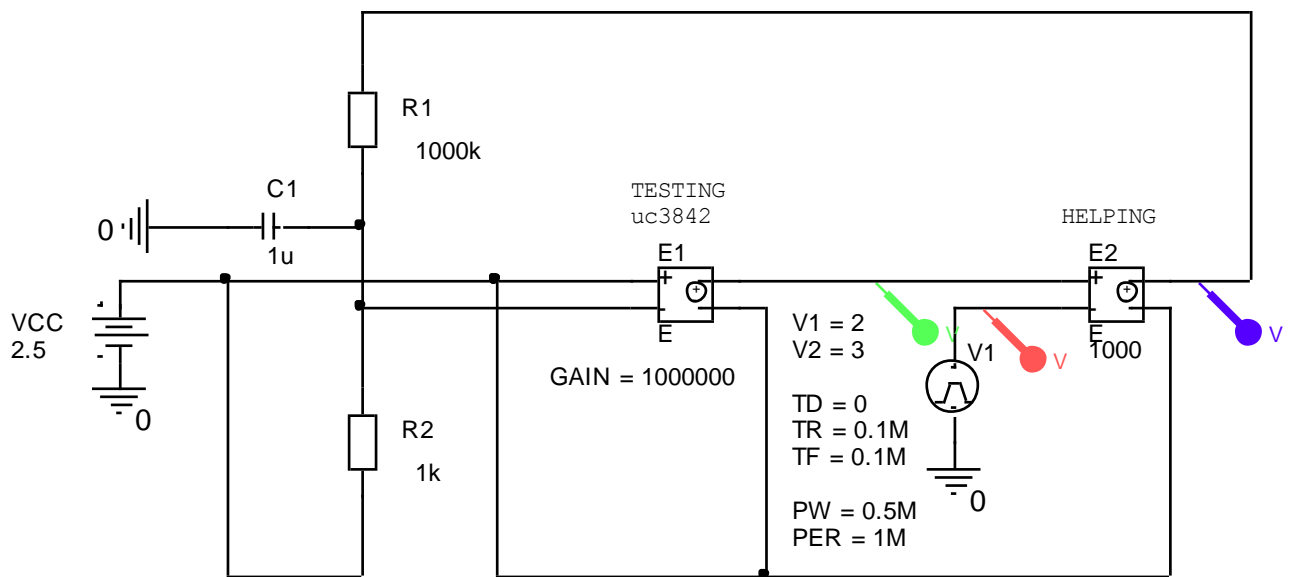


Рисунок 4.16 – Вимірювання коефіцієнта підсилення напруги з моделюванням інерційності

Результат видно на часовій діаграмі, рисунок 4.17.

На виході допоміжного ОП з'явилися прямокутні ділянки імпульсів в моменти перепадів тестових імпульсів.

Для схем рисунок 4.14 та рисунок 4.16 вважається, що живлення ОП має окремі джерела за полярністю як «плюс», так і «мінус».

У випадку уніполярного живлення потрібно створювати віртуальну «землю» на рівні половини номінального значення напруги джерела живлення, рисунок 4.18.

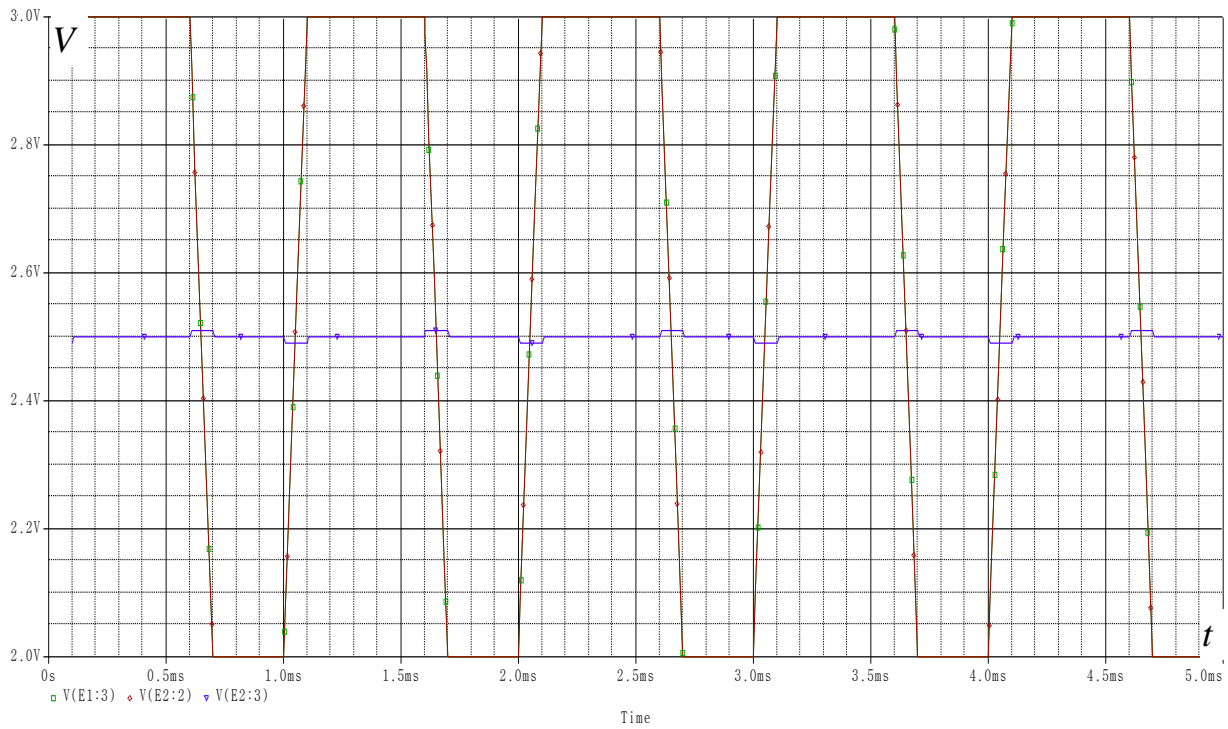


Рисунок 4.17 – Динаміка врівноваження при вимірюванні коефіцієнта підсилення напруги з моделюванням інерційності

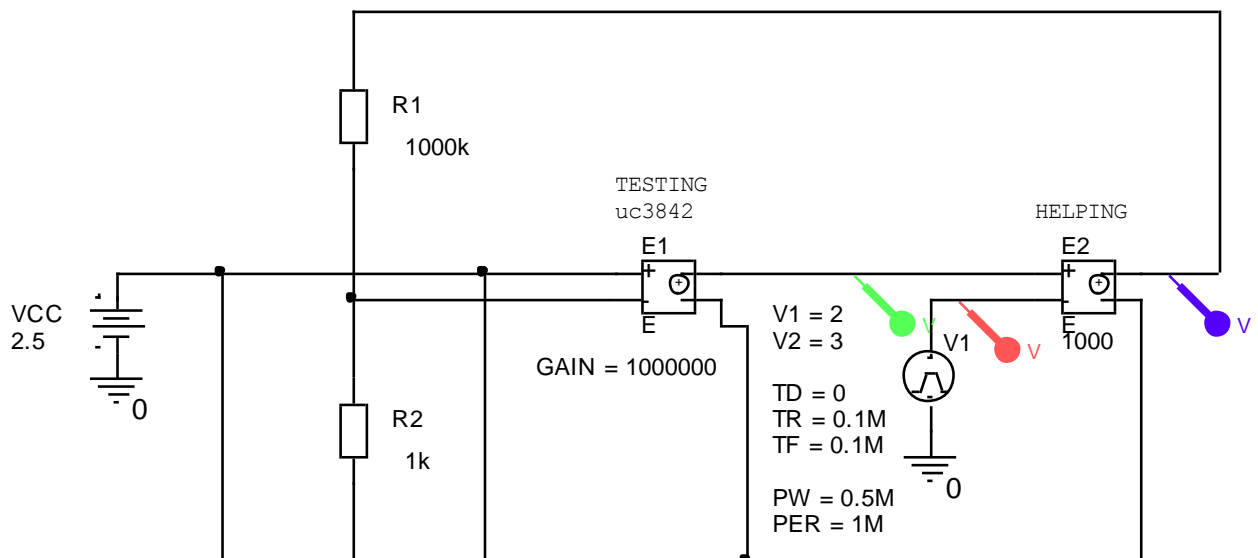


Рисунок 4.18 – Вимірювання коефіцієнта підсилення напруги з моделюванням віртуальної «землі»

Рівень віртуальної землі визначено джерелом $VCC = 2,5$ В. Тоді рівні тестового сигналу мають коливатись відносно рівня віртуальної землі від 2 до 3 В, перекриваючи

на 0,5 В верхній та нижній рівень віртуальної землі. Результат наведено на часовій діаграмі, рисунок 4.19. коливання проходять відносно рівня віртуальної землі.

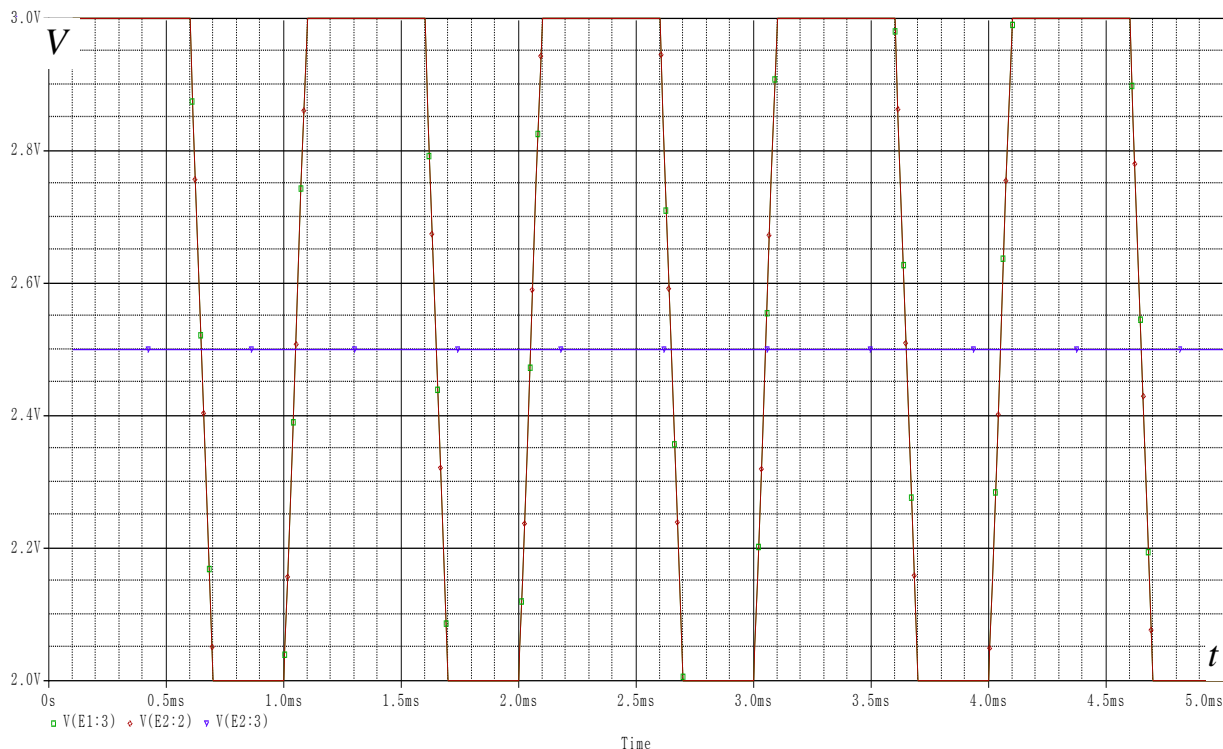


Рисунок 4.19 – Динаміка врівноваження при вимірюванні коефіцієнта підсилення напруги відносно віртуальної «землі»

4.3 Масштабний підсилювач для схеми вимірювань, що інвертує

Основне правило метрології полягає в тому, аби значення вимірюваної величини знаходилось максимально близько до межі діапазону вимірювання. Наприклад, якщо потрібно виміряти напругу елемента живлення, що наведений на рисунку 1, а користувач включить вольтметр, що має діапазони 500 В, 100 В, 20 В, 2 В на діапазоні 500 В, то похибка вимірювання буде максимальною. Бо там ми побачимо значущим лише 1 молодший розряд. Але, якщо вимірювання буде проведено в діапазоні 2 В., то на індикаторі побачимо відображення всіх розрядів. Прилад – той самий. А похибка вимірювання відрізняється на порядки. При вимірюванні потрібно **узгодити рівень вимірюваної величини з діапазоном вимірювача**. Великі рівні напруг знижуються

(масштабуються) за допомогою атенюатора (подільника), а низькі рівні – підсилюються на визначену величину – масштаб.

Розглянемо схему масштабного підсилення напруги за допомогою ОП в 100 разів зі зміною знака. Відповідна модель наведена на рисунку 4.20.

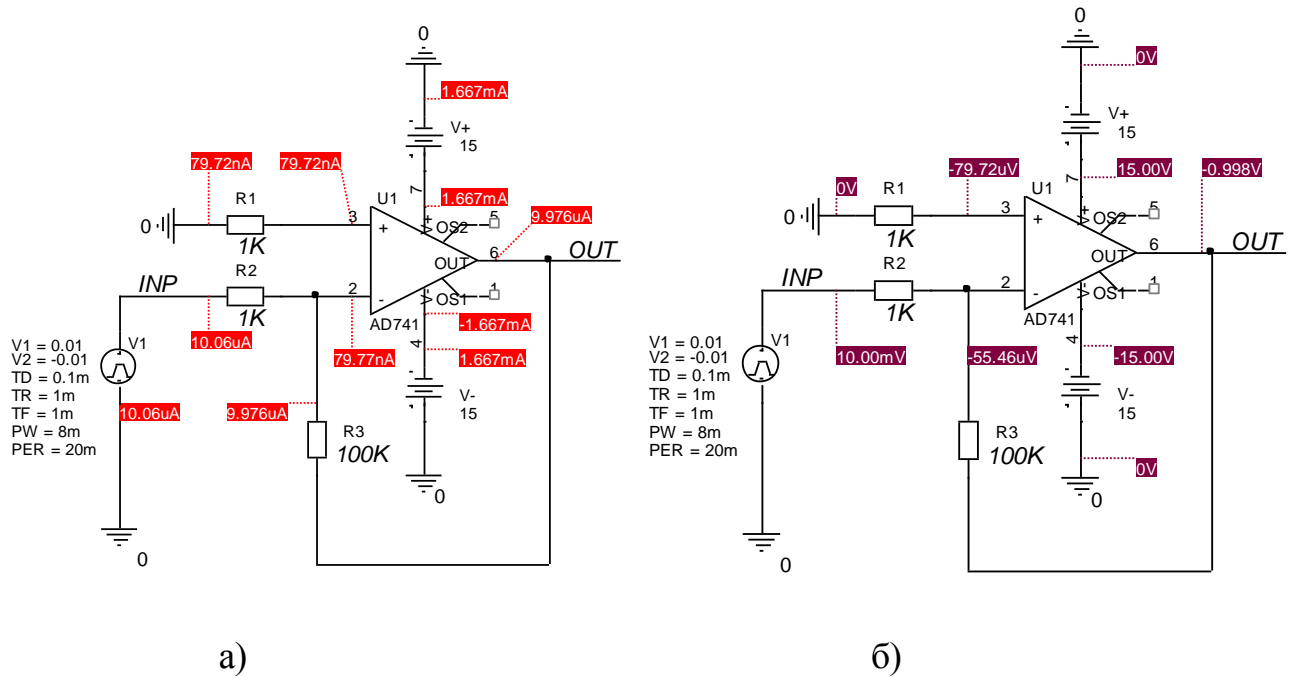


Рисунок 4.20 – Масштабне підсилення в 100 разів зі зміною знака: а – струми моделі, б – напруги моделі

Схема містить джерело тестового сигналу $V1$, що видає періодичні калібровані рівні напруги від -10 до $+10$ мВ з періодом 20 мс. Час наростання та час спаду складає 1 мс. Час початкової затримки сигналу – 0,1 мс, що достатньо, аби завершилися перехідні процеси в моделі.

Резистор $R1$ компенсує похибку, що виникає через вхідний струм ОП. Має бути за номінальним значенням таким самим, як і резистор $R2$. Резистор $R2$ разом з резистором $R3$ визначають масштаб підсилення.

ОП забезпечує за рахунок високого значення коефіцієнта підсилення і від’ємного зворотного зв’язку (ВЗЗ) точність і знак масштабування.

Часові діаграми, рисунок 4.21, відтворюють динаміку підсилення та досягнуту точність для випадку ступінчатого каліброваного тестового сигналу.

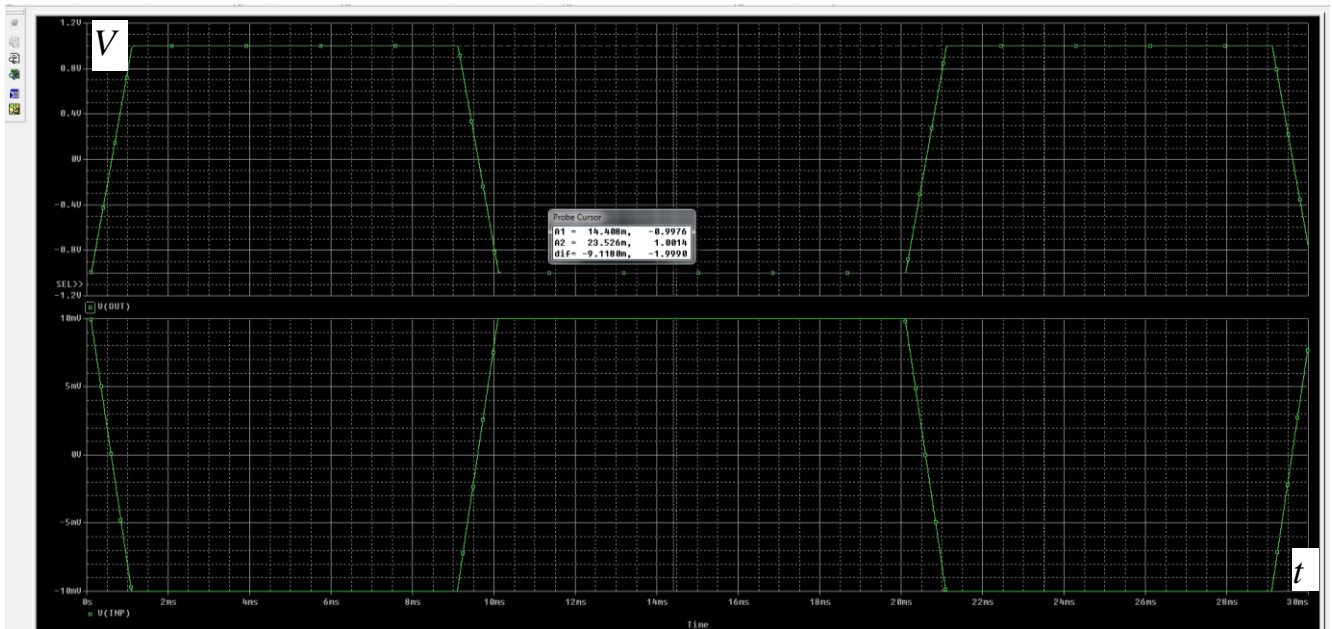


Рисунок 4.21 – Динаміка масштабного підсилення та досягнута точність для випадку ступінчатого каліброваного тестового сигналу

В такому випадку забезпечено масштабне підсилення в 100 разів з похибкою 0,2%. Похибка може бути зменшена до 0,1% компенсацією ЕРС зміщення за входами за рахунок налаштування в «0» змінним резистором за виводами 1 та 5.

Розглянемо, чому має бути підсилення -100 . Струми, що відображені на рисунку 4.20-б, свідчать, що вхідні струми ОП лише в 100 разів менші вхідного інформаційного струму. Отже, вирівнювання струмів за допомогою резистора $R1$ необхідно і виправдано. Але для подальшого розгляду цими струмами вже будемо нехтувати.

Вхідний інформаційний струм, який протікає через резистор $R2$ впливає на вхідний диференційний каскад ОП таким чином, що вихідна напруга ОП зміщується в область від'ємних значень. Через резистор ВЗЗ $R3$ на вивід 2 ОП надходить ця реакція виходу ОП, яка завершується балансуванням ОП в точці, коли різниця напруги між входами 2 і 3 ОП прагне до нуля. Таким чином, вхідний інформаційний струм начебто тече повз вхід ОП до його виходу: напруга на вході вимірювальної схеми скомпенсована напругою на виході. Тому, за законом Ома, коли струм на вході через резистор $R2$ збігається зі струмом через резистор ВЗЗ $R3$, то і напруги на них пропорційні значенням цих резисторів і відносяться як 1:100.

А вивід 2 ОП стає точкою віртуальної землі, бо вивід 2 заземлено і між виводом 2 і виводом 3 є лише напруга «апаратного нуля» з відповідною похибкою. Чим менше ЕРС зміщення за входами, чим більше підсилення ОП – тим менша ця «апаратна похибка». Ось через цю віртуальну землю і маємо знак «мінус» масштабного підсилення, бо компенсувати «плюс» на вході можливо лише «мінусом» на виході. Це добре видно на рисунку 4.20-б. Один вхід заземлено прямим з'єднанням, другий – віртуально за ВЗЗ.

З точки зору синфазного сигналу ОП підсилювач знаходиться в найкращих умовах: входи заземлено, отже, рівень синфазного сигналу нульовий.

4.4 Масштабний підсилювач для схеми вимірювань, що не інвертує

Зазвичай в метрології, аби отримати підсилений сигнал, який не інвертований, використовують подвійне підсилення зі знаком «мінус». Наприклад, аби отримати масштабне підсилення +100, потрібно застосувати два підсилювача з підсиленням -10, рисунок 4.22.

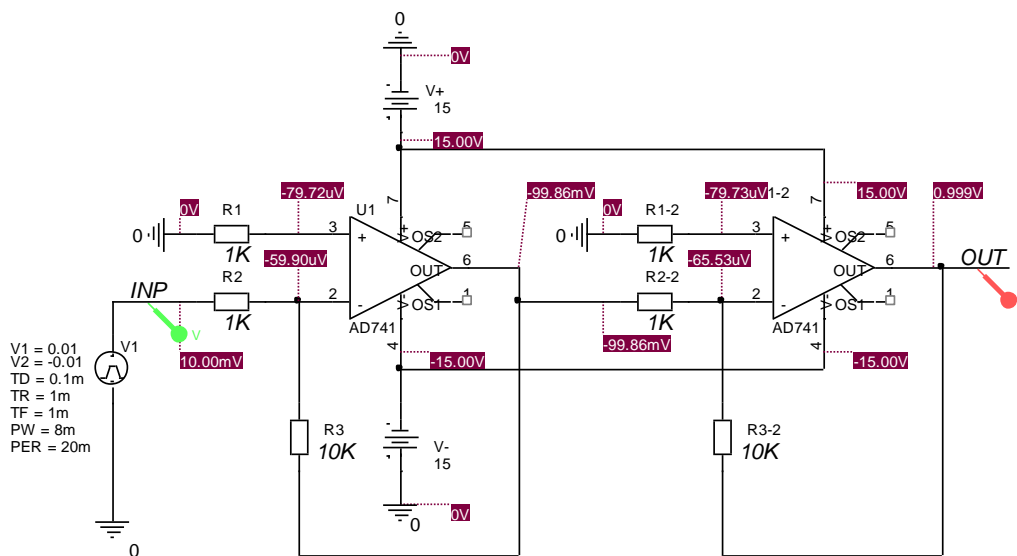


Рисунок 4.22 – Реалізація масштабного підсилення у 100 разів на двох ОП

З результатів розрахунку напруги видно, що точність складає 0,1%, тобто похибка зменшилась. Такий результат пояснюється збільшенням глибини ВЗЗ у 10

разів. Адже потрібне підсилення на один каскад тепер складає лише 10. Отже, ОП має зайве підсилення, аби краще відпрацювати «апаратний нуль» напруги між входами ОП. Відповідна часова діаграма наведена на рисунку 4.23.

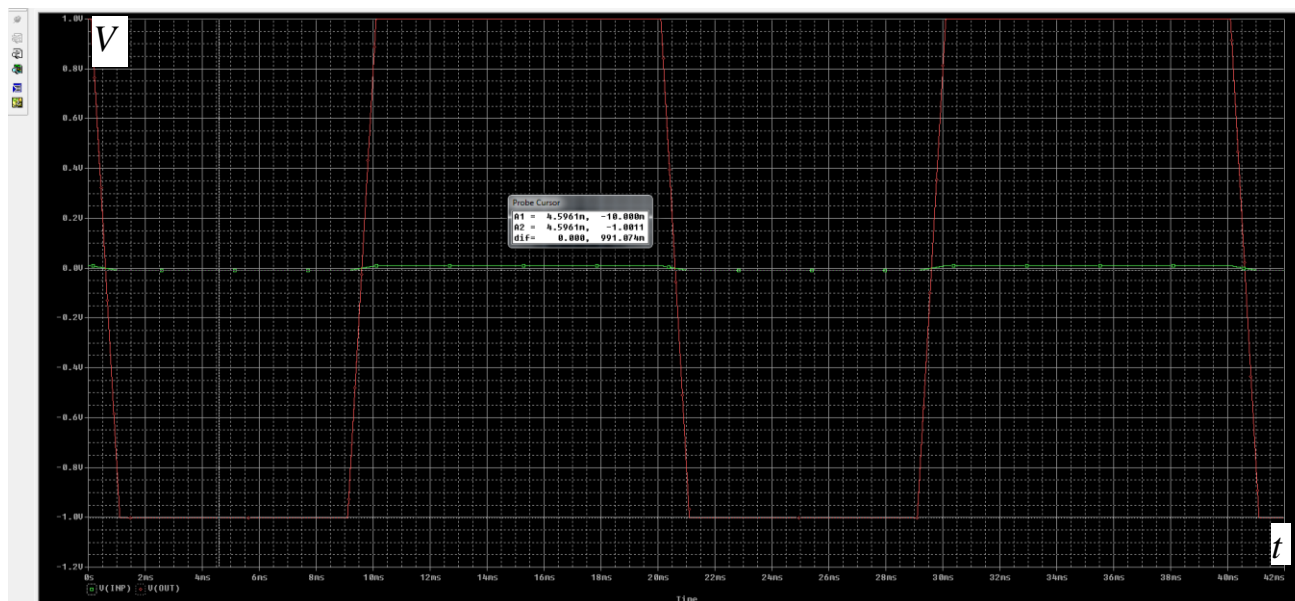


Рисунок 4.23 – Часові діаграми масштабного підсилювача, що не інвертує

Для даної варіанта ОП можливо виконати масштабне підсилення на 10 за схемою, рисунок 4.24, де наведено значення напруги у початковій точці. Нескладно, користуючись лише законом Ома і тим фактом, що різниця напруги між входами ОП прагне до нуля, довести, що підсилення моделі складає

$$K = \frac{R3}{R2} + 1.$$

Все через те, що входи ОП знаходяться під напругою вхідного сигналу. Так само різниця напруги між входами прагне до нуля.

Виходить, що ОП в цій моделі змушений відпрацювати напругу вхідного сигналу. Тоді, маємо **випадок, коли синфазний сигнал не завада, а інформаційний**. Це – не найкращі умови для роботи ОП, бо робоча точка вхідного каскаду змушена переміщатись за напругою вхідного сигналу. Від цього змінюється, наприклад, підсилення ОП.

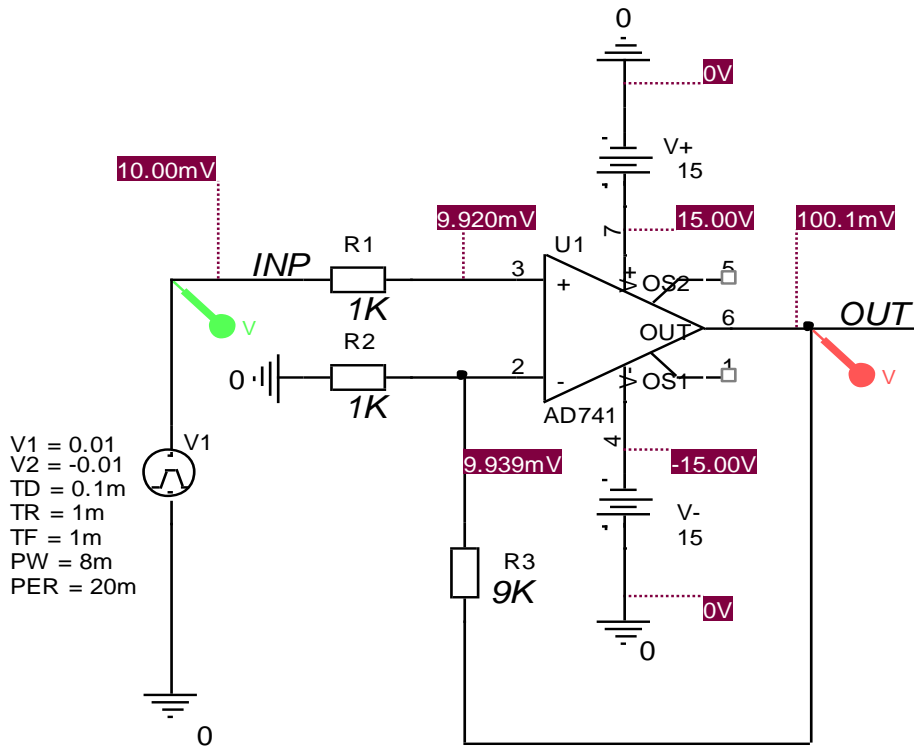


Рисунок 4.24 – Масштабний підсилювач, що не інвертує

Саме в цьому випадку потрібно відстежувати паспортні дані ОП за параметром «Common Mode Ratio Rejection» - коефіцієнт утиснення синфазного сигналу, аби він відповідав вимогам схеми вимірювання. Часові діаграми, що підтверджують розрахункові дані, наведені на рисунку 4.25.

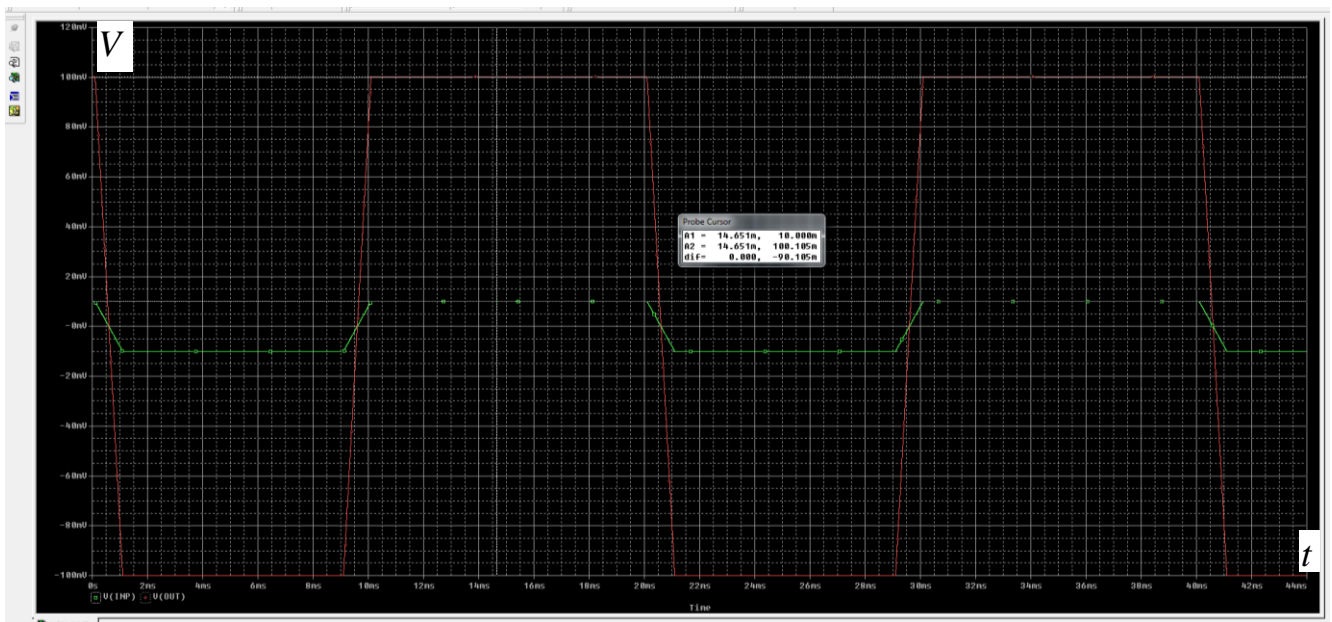


Рисунок 4.25 – Часові діаграми підсилювача, що не інвертує

Висновок. Масштабний підсилювач на одному ОП, що не інвертує, знаходиться в режимі відпрацювання синфазного сигналу. Рівень синфазного сигналу менше рівня вихідного сигналу на масштабний коефіцієнт підсилення.

4.5 Повторювач напруги для вимірювань

Повторювач напруги потрібен в тому випадку, коли датчик напруги, яку потрібно виміряти, має вихід напруги з великим опором. А вимірювач має низький опір. Отже, аби вимірювач не впливав на датчик, повторювач напруги виконує роль пристрою, що узгоджує датчик та вимірювач. Реалізація повторювача напруги на основі операційного підсилювача наведена на рисунку 4.26.

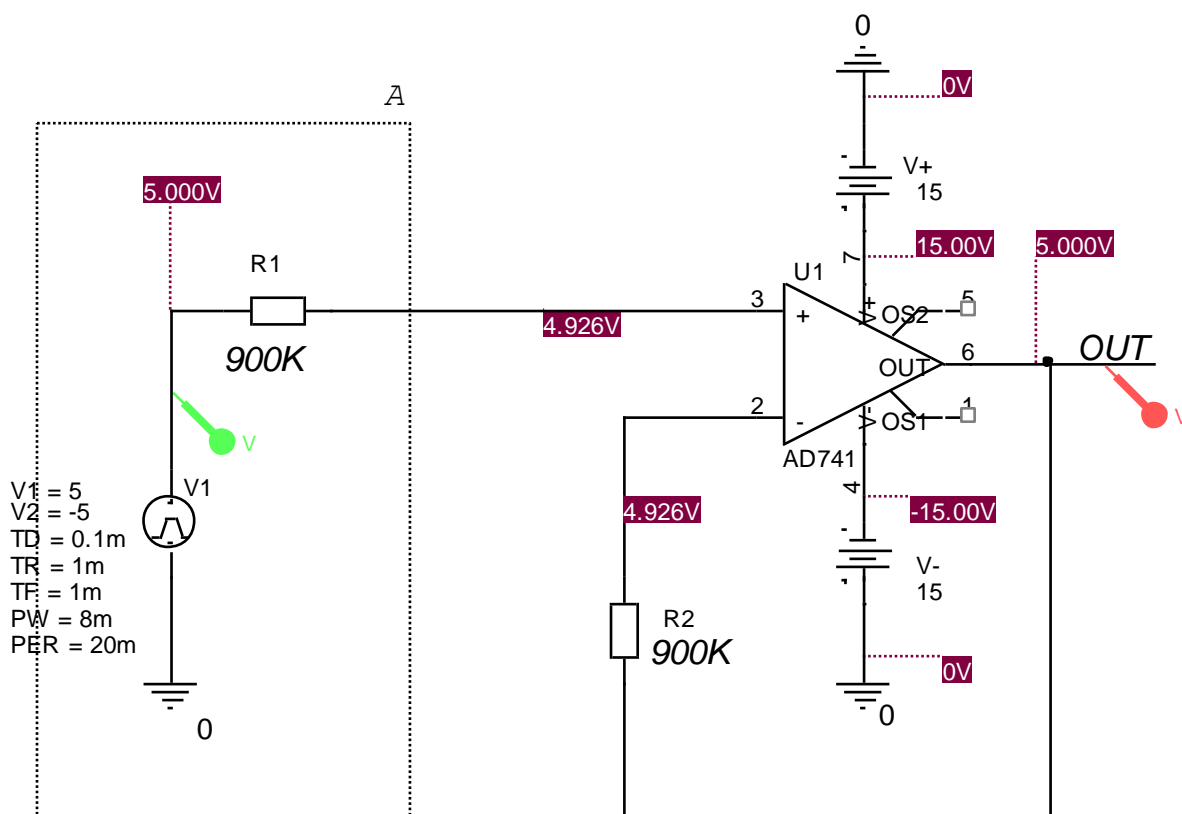


Рисунок 4.26 – Повторювач напруги на ОП

Схема містить датчик напруги А, що має вихідний опір $R1=900$ кОм.

Враховуючи такий високий опір і реальні вхідні струми ОП, маємо вирівняти ці струми за рахунок опору резистора $R2=900$ кОм в колі ВЗЗ. Результат роботи моделі наведено на рисунку 4.27. При вхідному сигналі 5,0000 В вихідна напруга склала 4,9996 В. Потрібно звернути увагу на те, що модель повторює напругу самого датчика і ігнорує падіння напруги на його внутрішньому опорі.

А якщо поспробувати знехтувати вимогами вирівнювання вхідних струмів, і вилучити резистор $R2=900$ кОм з кола зворотного зв'язку?

Така модель (**хибна!**) наведена на рисунку 4.28. Вона відтворить вихідну напругу з врахуванням втрат на внутрішньому опорі, але вихідний сигнал повторювача напруги буде спотворено на 73,6 мВ відносно джерела інформації без врахування його внутрішнього опору, рисунок 4.29.

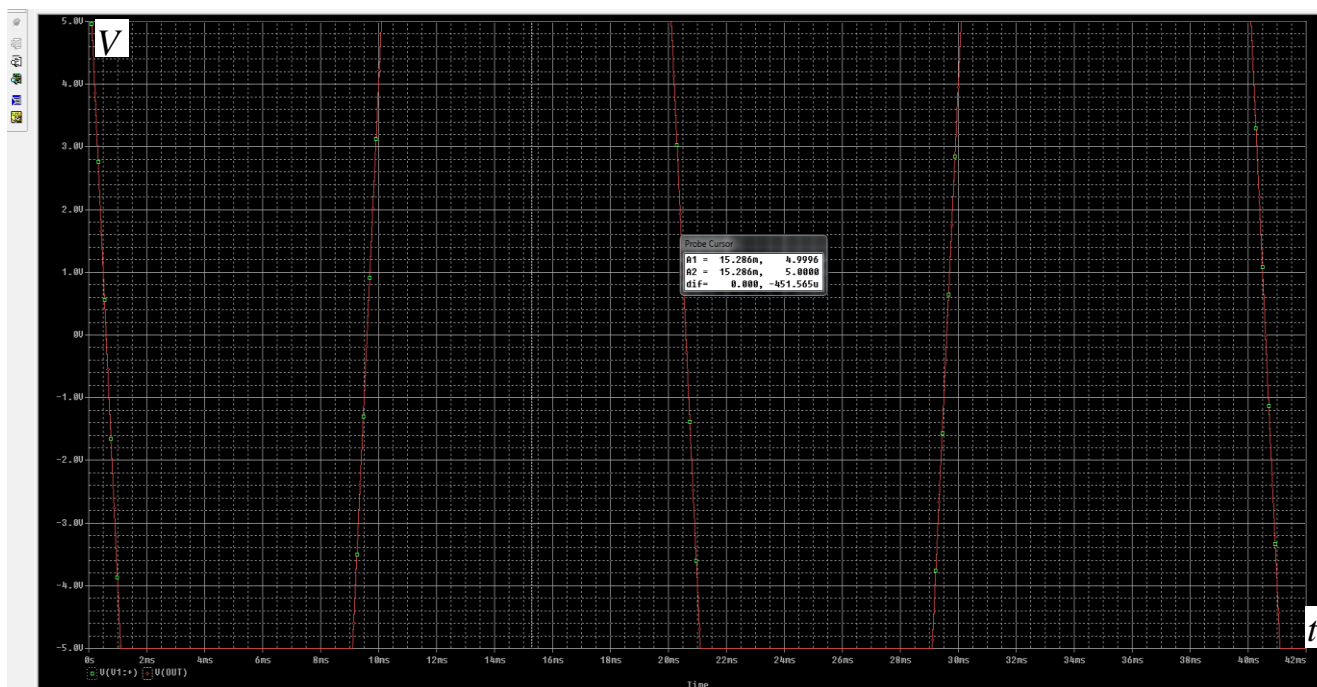


Рисунок 4.27 – Вхідний і вихідний сигнал повторювача на ОП

В будь-якому випадку повторювач на ОП відпрацьовує синфазний сигнал як інформаційний. Для ОП режим повторювача – найважчий. Часто вхідний сигнал має бути істотно меншим, ніж діапазон джерел живлення.

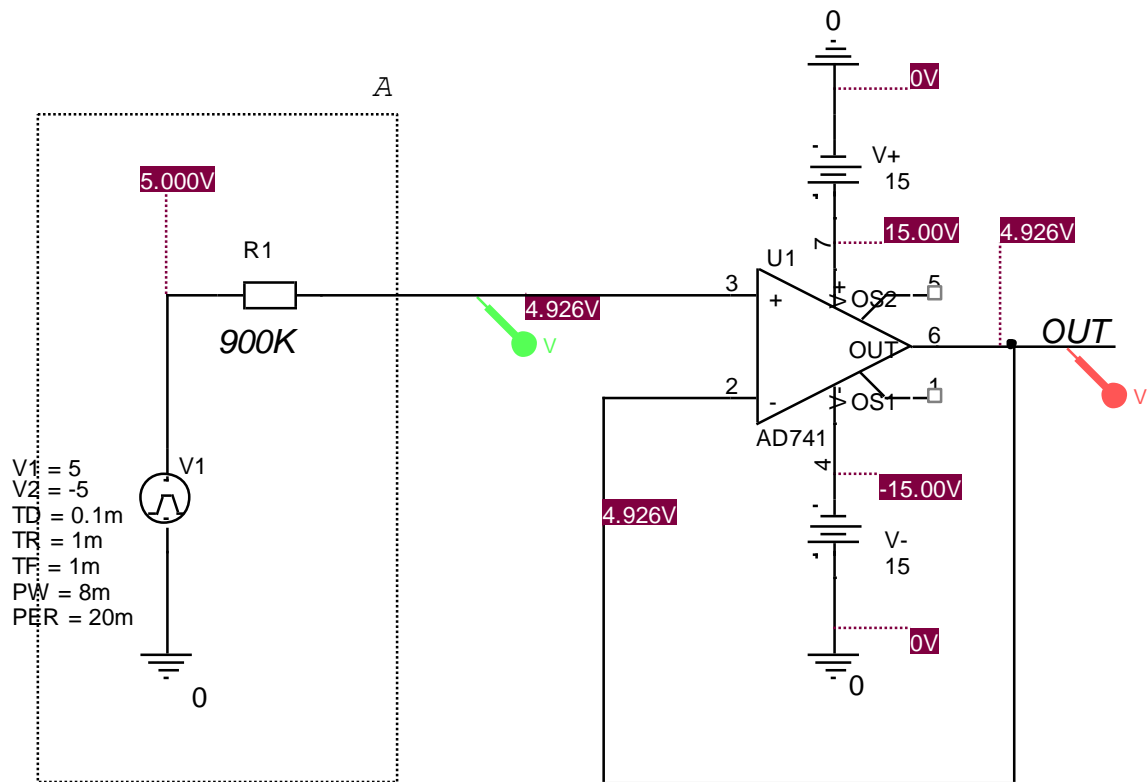


Рисунок 4.28 – Відсутнє вирівнювання входних струмів в повторювачі напруги (Помилка!)

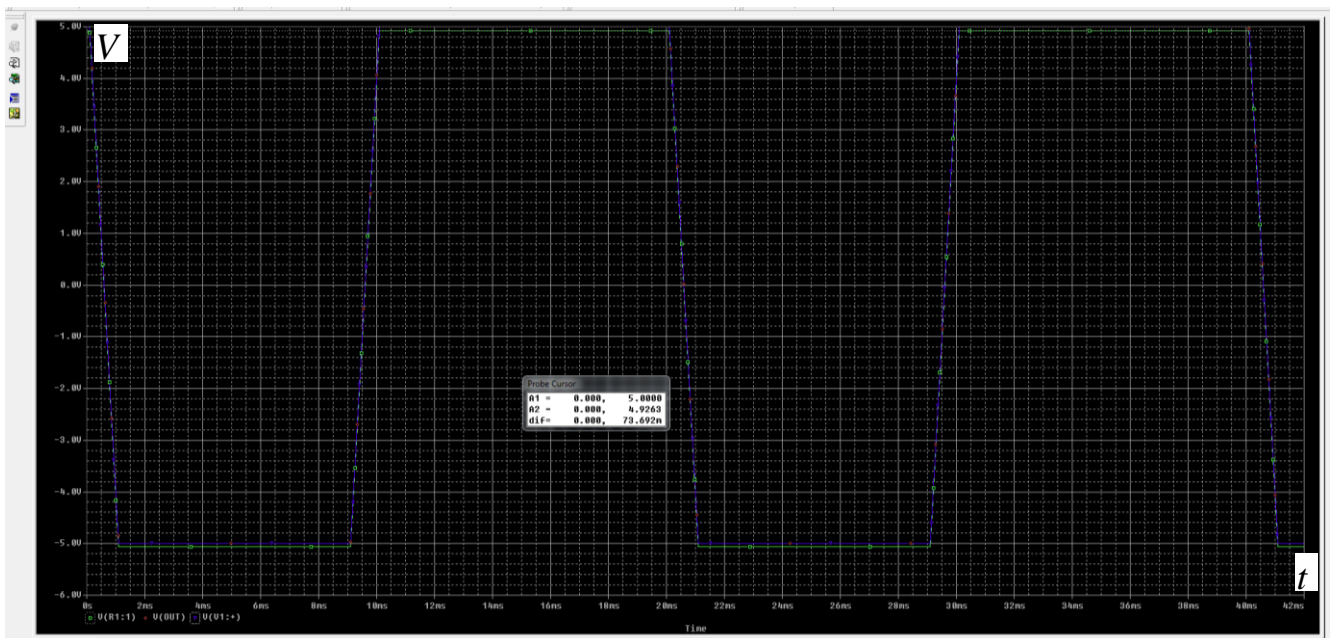


Рисунок 4.29 – Втрати 73,6 мВ на внутрішньому опорі джерела інформації

ОП в більшості випадків мають обмежену швидкодію. Причина полягає як в обмежених частотних можливостях р-п-р-транзисторів, так і в архітектурі ОП, які

найчастіше будуються на основі двох, а часом і трьох каскадів. Тому на високих частотах часом використовують або емітерний повторювач, якщо постійна складова не має значення, або повторювач на диференційному каскаді, рисунок 4.30.

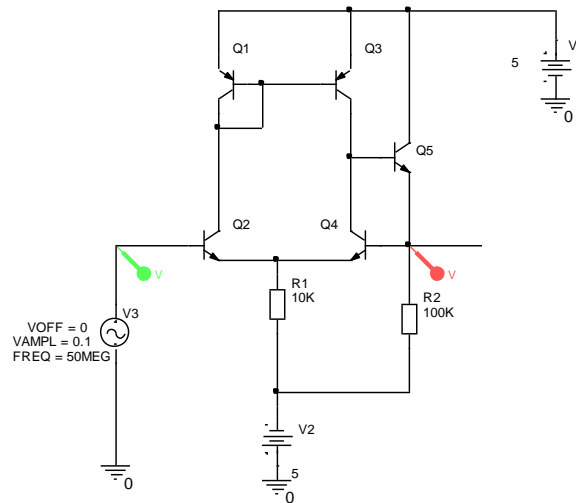


Рисунок 4.30 – Повторювач на диференційному каскаді

Такий повторювач поширений в інтегральних перетворювачах DC/DC.

Транзистори $Q2$ та $Q4$ утворюють дифпару. Струм колектора транзистора $Q2$ живить струмове дзеркало на транзисторах $Q1$ та $Q3$. Транзистори $Q3$ та $Q4$ є джерелами струмів, різниця яких надходить в базу транзистора $Q5$, що включений за схемою з спільним колектором з навантаженням $R2=100$ кОм. Емітер цього транзистора, який є виходом повторювача підключено до бази транзистора $Q4$ – другого входу дифпари. Отже, дифпара збалансована, коли напруги на базах транзисторів $Q2$ та $Q4$ однакові. Тоді струми через транзистори $Q3$ та $Q4$ однакові. Це і є умовою повторення на виході вхідної напруги.

Вхідний та вихідний сигнали повторювача на диференційному каскаді на частоті 50 МГц наведено на рисунку 4.31.

Найбільша абсолютна похибка на частоті 50 МГц при розмаху сигналу 200 мВ склала 1,7 мВ. Похибка складає менше відсотка.

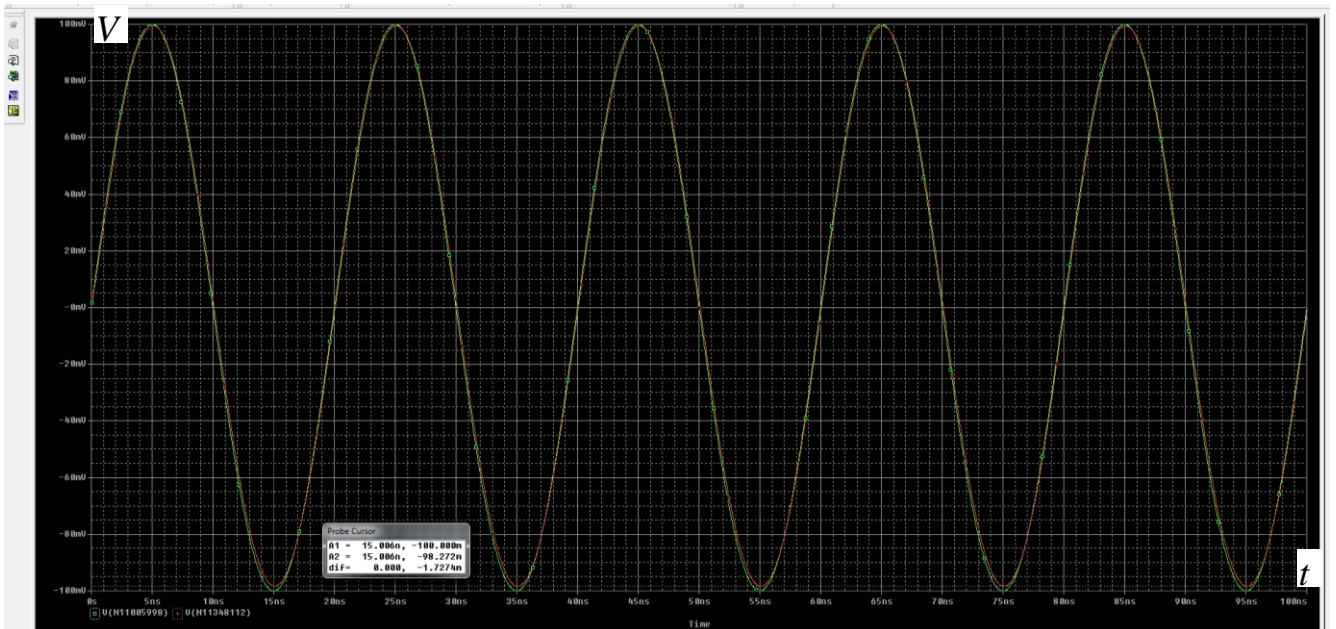


Рисунок 4.31 – Вхідний та вихідний сигнали повторювача на диференційному каскаді

4.6 Пристрій вибирання та зберігання для аналого-цифрового перетворювача

На час аналого-цифрового перетворення сигнал повинен зберігати сталий рівень. Тому у визначений момент поточний рівень сигналу фіксується та утримується на цьому рівні пристроєм вибирання поточного значення сигналу та його зберігання. Таким чином відбувається утворення **дискретного** сигналу з аналогового.

Пристрій вибирання та зберігання може бути побудований на основі будь-якого повторювача напруги. Але, якщо взяти до уваги, що затримка сигналу в повторювачі на основі дифкаскаду відносно мала, то, додавши до цієї схеми ключ на основі n-канального МОН-транзистора та конденсатор, отримаємо комірку аналогової пам'яті, яка разом з повторювачем утворить пристрій вибирання та зберігання, який наведено на рисунку 4.32.

Зовнішніми елементами моделі, рисунок 4.32 є два генератори: $V3$ – джерело вхідного сигналу та $V4$ – джерело імпульсів, що керує аналоговим ключем.

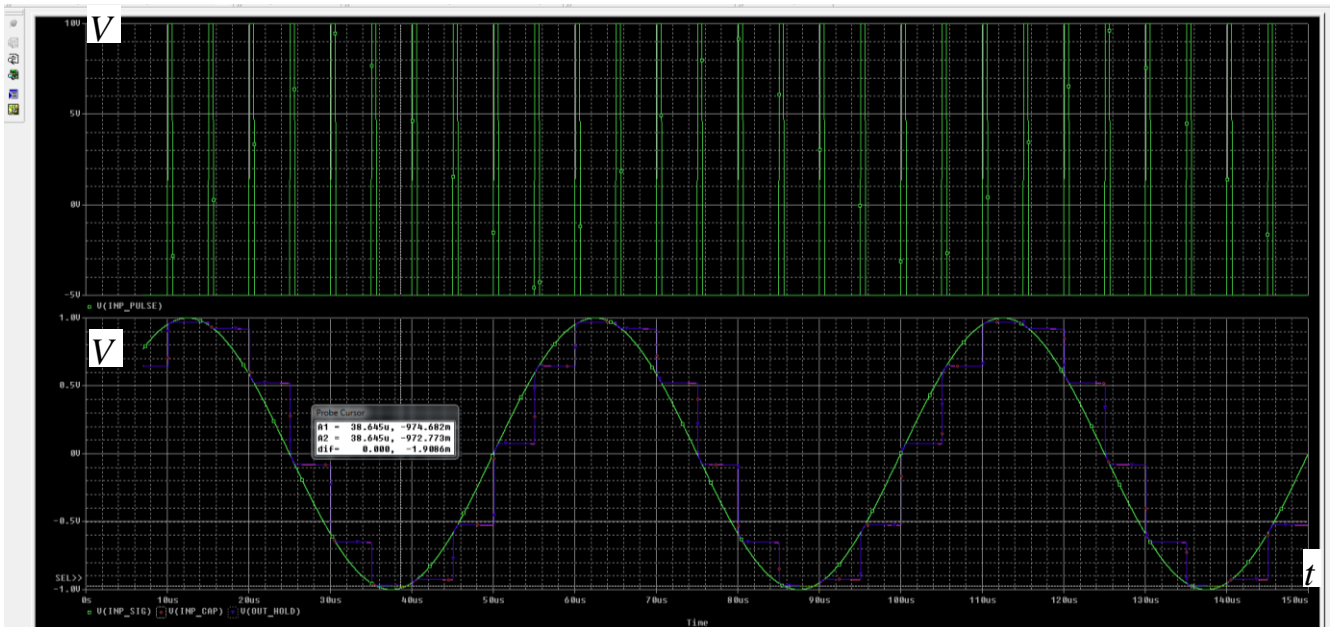


Рисунок 4.33 – Часові діаграми роботи пристрою вибирання та зберігання

4.7 Вимірювальний підсилювач, що стійкий до синфазної завади

Найпростіший вимірювальний підсилювач, який зможе підсилювати різницю сигналів, можна побудувати на основі одного ОП, рисунок 4.34.

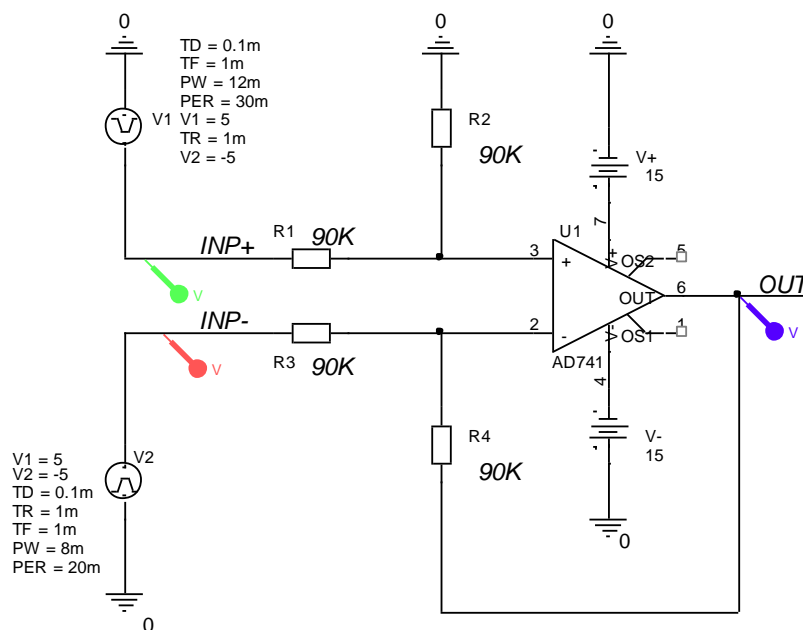


Рисунок 4.34 – Найпростіший вимірювальний підсилювач на одному ОП

За виводом 3 коефіцієнт підсилення складає , як це й має бути, 2. Але подільник напруги ділить сигнал за входом $INP+$ навпіл. Отже, маємо масштабний коефіцієнт за входом $INP+$: $K_{+}=+1$.

За входом $INP-$ масштабний коефіцієнт складає $K_{-}=-1$. Тоді вихідна напруга дорівнює різниці вхідних. Часові діаграми, рисунок 4.35, підтверджують цей висновок.



Рисунок 4.35 – Часові діаграми вхідних сигналів та вихідного, як різницю вхідних.

Основний недолік такого найпростішого вимірювального підсилювача на одному ОП – відносно малий вхідний опір, який визначається резисторами $R1-R4$. Об'єднаємо входи, рисунок 4.36, та випробуємо модель на стійкість до синфазного сигналу.

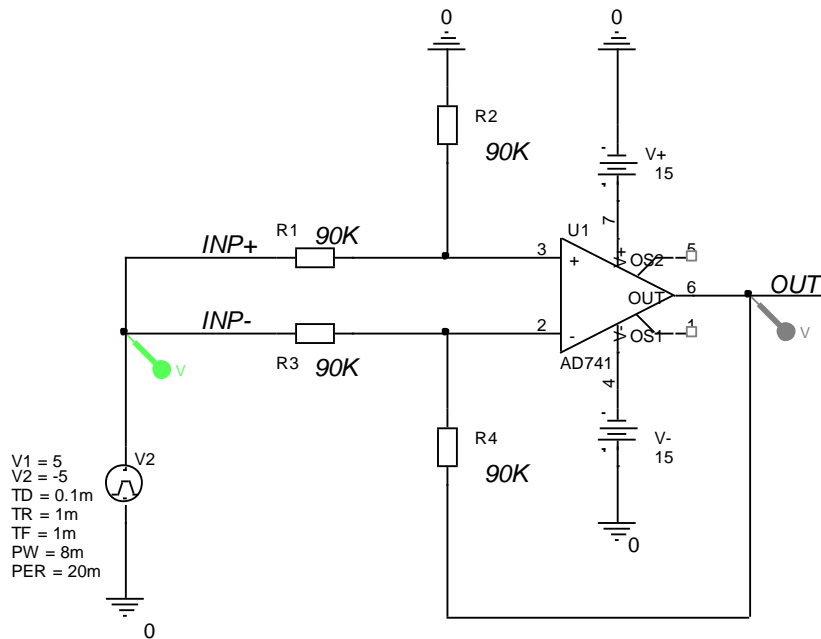


Рисунок 4.36 – Найпростіший вимірвальний підсилювач на одному ОП при тестуванні на синфазний сигнал

За результатом моделювання видно, що рівень вихідного синфазного сигналу складає лише 346 мкВ, рисунок 4.37.

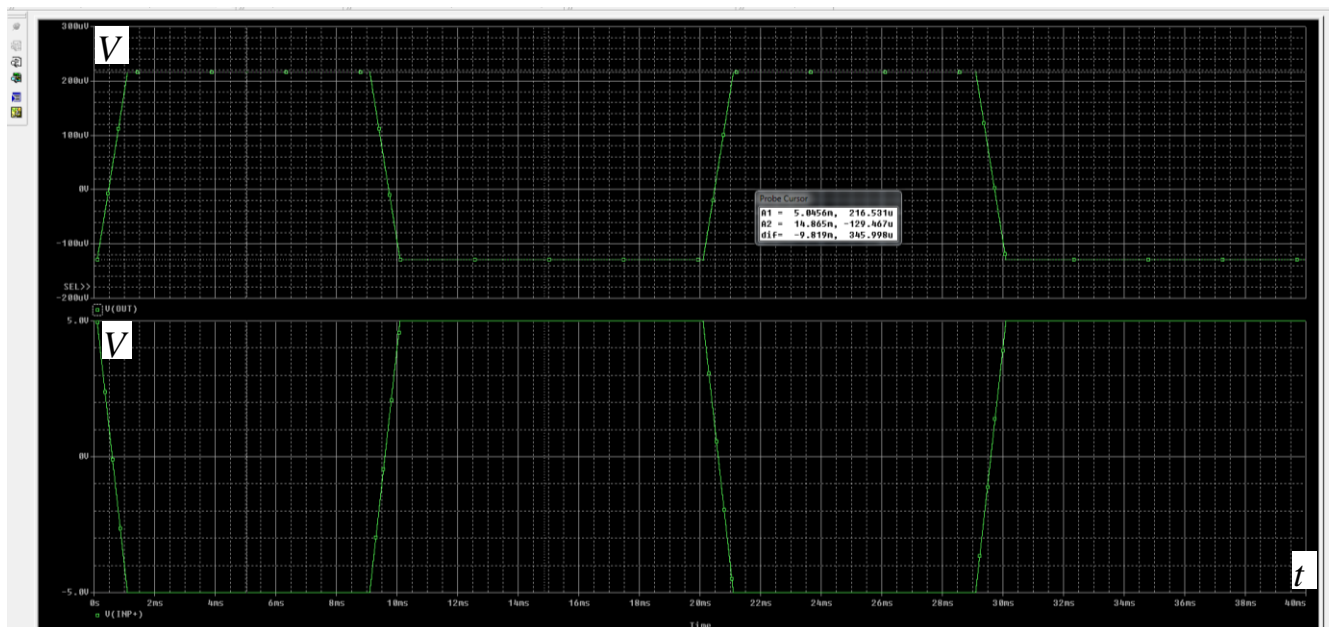


Рисунок 4.37 – Часові діаграми синфазного сигналу

4.8 Вимірювальний підсилювач з великим входним опором, що стійкий до синфазної завади,

Модель тестування поширеного вимірювального підсилювача на трьох ОП, що випускається у вигляді інтегральної мікросхеми багатьма виробниками, наведена на рисунку 4.38.

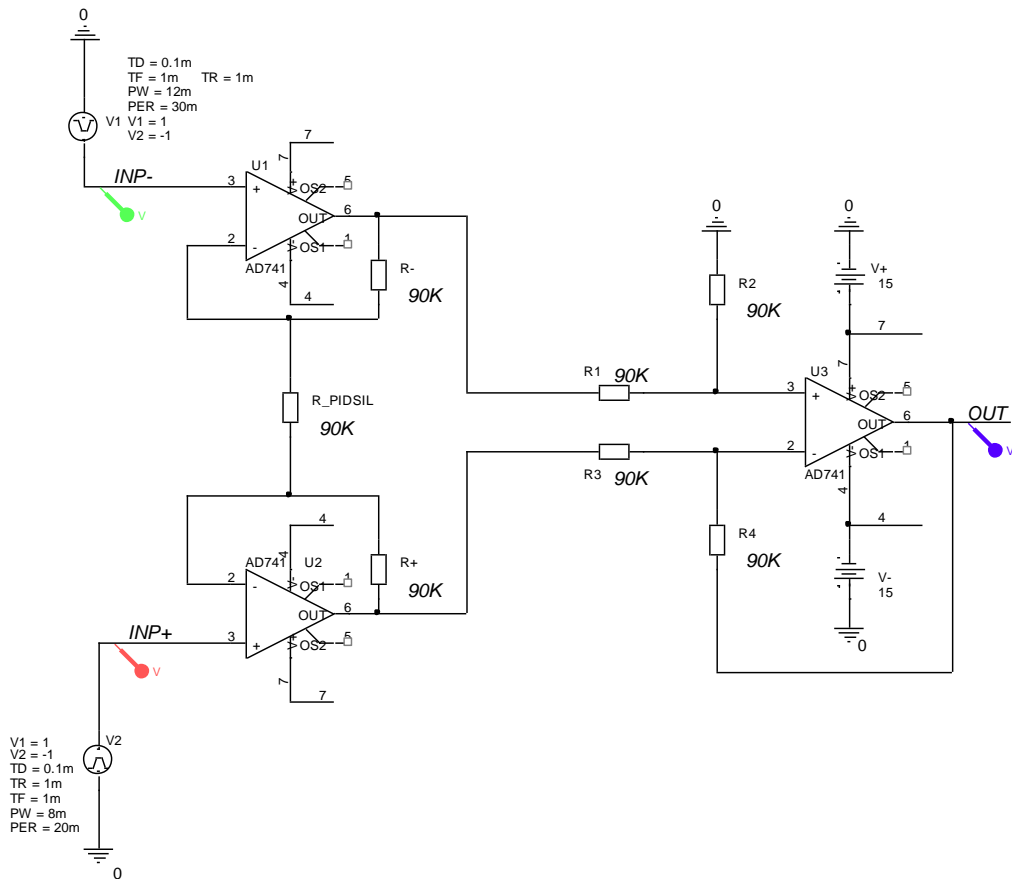


Рисунок 4.38 – Вимірювальний підсилювач на трьох ОП

Не складно довести, що коефіцієнт підсилення для цієї схеми складає

$$K_u = (1 + 2 R_+ / R_{PIDSIL}) = 3.$$

Отже, якщо потрібно збільшити підсилення, то це можна досягнути, наприклад, зменшенням опору резистора R_{PIDSIL} .

Часова діаграма для диференційного сигналу, який імітують два зовнішніх джерела імпульсів $V1$ та $V2$ наведена на рисунку 4.39.

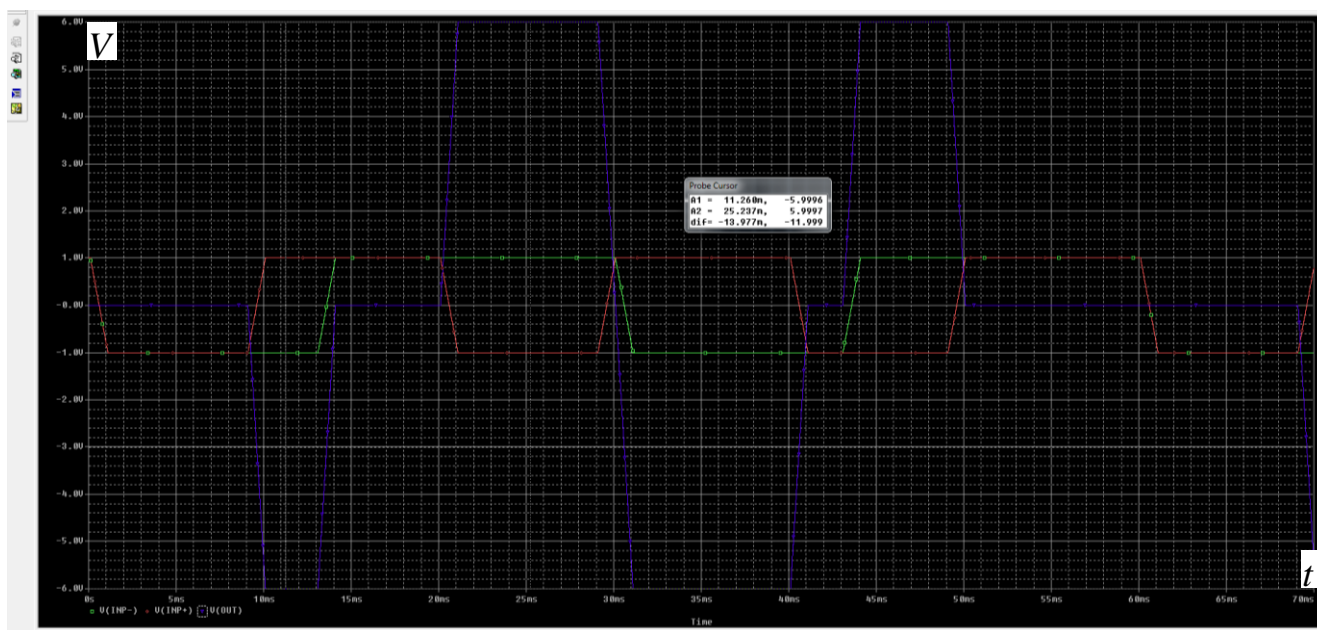


Рисунок 4.39 – Вхідні сигнали та вихідна напруга вимірювального підсилювача на трьох ОП

Вона демонструє високу точність масштабного підсилення.

Аби протестувати такий вимірювальний підсилювач на стійкість до синфазного сигналу, об'єднаємо входи $INP-$ та $INP+$, рисунок 4.40.

Результати тестування наведені на рисунку 4.41.

Часові діаграми не показали зменшення синфазного сигналу: отримано ті самі 346 мВ, щоправда, для коефіцієнта підсилення 3, а в схемі вимірювального підсилювача на одному ОП коефіцієнт підсилення склав 2. Таким чином, за даною схемою тестування вдалося дещо знизити рівень синфазного сигналу. А головне – вхідний опір тепер визначається лише вхідними струмами ОП. Порівняно з найпростішим вимірювальним підсилювачем, рисунок 4.36, вхідний опір збільшено на кілька порядків.

Примітка: в похибку вихідного інформаційного сигналу від синфазної завади входять також розкидання значень опорів резисторів. Тому при складанні вимірювальної схеми це має бути враховано й перевірено на відповідній моделі!

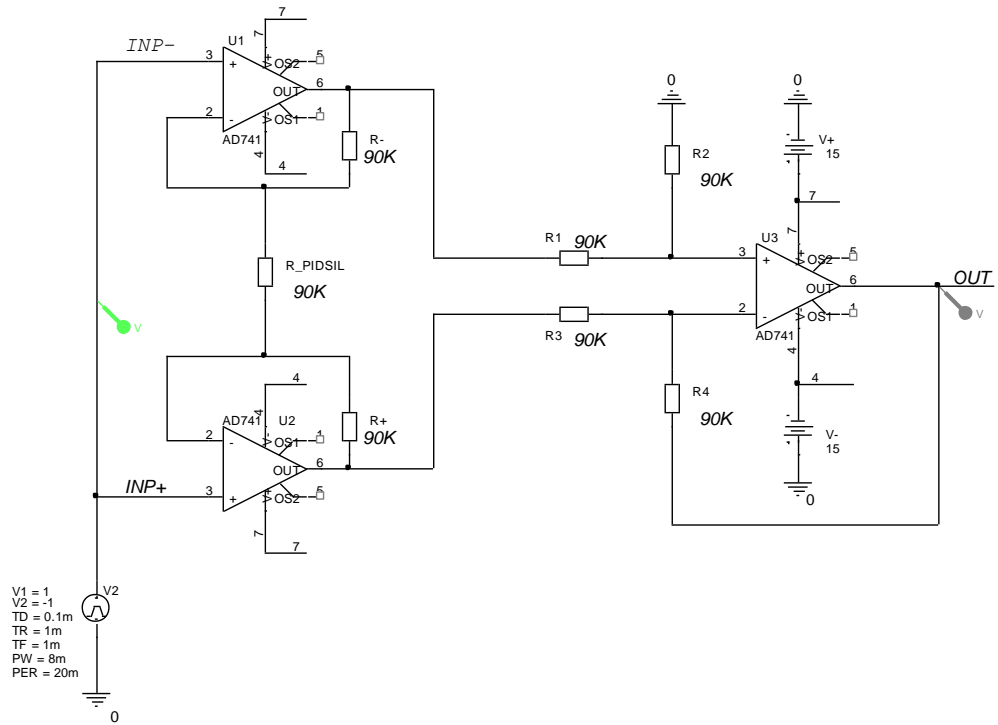


Рисунок 4.40 – Вимірвальний підсилювач на трьох ОП при тестуванні на синфазний сигнал

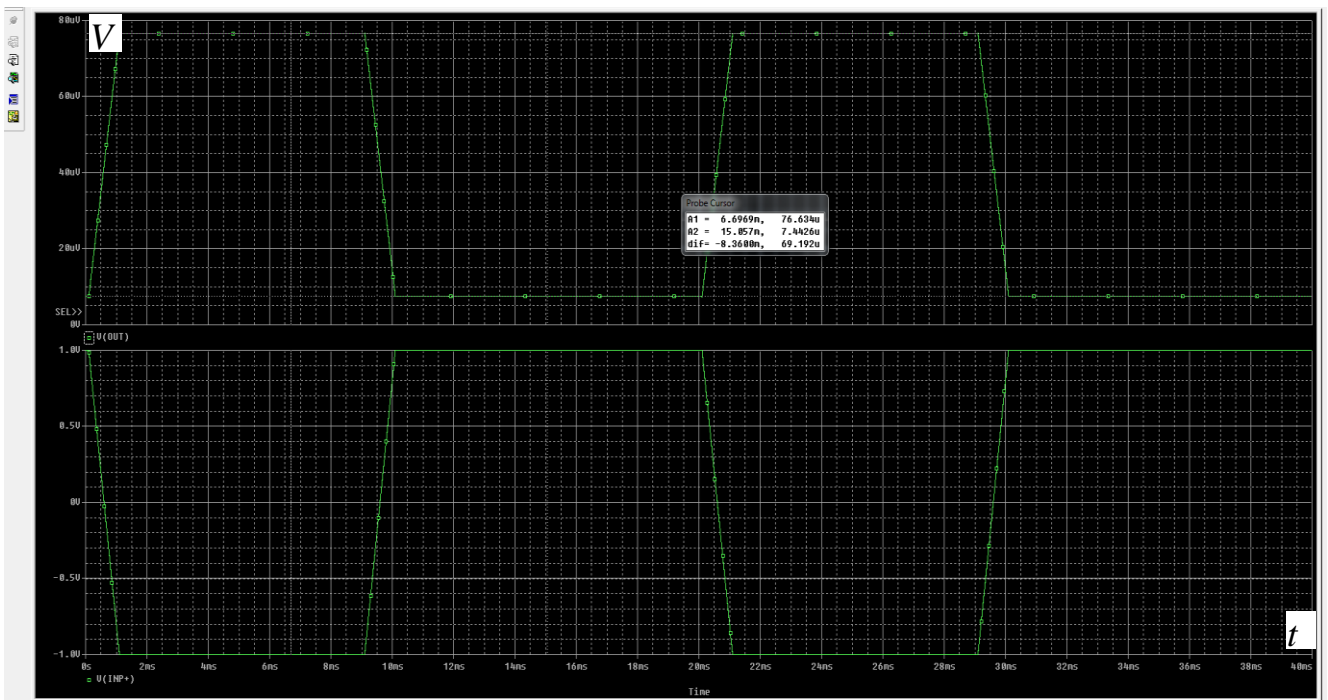


Рисунок 4.41 – Часові діаграми синфазного сигналу

Контрольні питання до розділу 4

1. Що таке джерело струму кероване напругою (ДНКН)?
2. Чим корисна модель ДНКН при моделюванні вимірювальних схем на основі ОП?
3. Яка чутливість ДНКН до синфазного сигналу
4. Як утворити модель для вимірювання рівня синфазного сигналу на виході ОП?
5. Як створити модель для вимірювання коефіцієнта підсилення ОП з біполярним живленням?
6. Що потрібно додати до диференційного підсилювача з генератором струму на основі дзеркала струму, аби утворити операційний підсилювач?
7. В чому природа параметра ОП «Електрорушійна сила зміщення за входами»?
8. В чому полягає сенс балансування ОП при вимірюванні його параметрів?
9. Для чого потрібен допоміжний підсилювач при вимірюванні підсилення ОП?
10. Які існують шляхи зменшення величини параметра ОП «Електрорушійна сила зміщення за входами»?
11. Чим корисна матриця вхідних транзисторів, які у неї вади?
12. Чи можна ігнорувати вхідні струми ОП при отриманні формули підсилення масштабного підсилювача?
13. Чи присутній ненульовий синфазний сигнал в роботі повторювача напруги на ОП?
14. Чому дорівнює рівень синфазного сигналу при роботі масштабного підсилювача, що інвертує?
15. Чи присутній ненульовий синфазний сигнал при роботі масштабного підсилювача, що не інвертує?
16. Що являє собою конденсатор та ключ в пристрої вибирання та зберігання для АЦП?
17. Чому вимірювальний підсилювач стійкий до синфазної завади?

5 ПЕРЕТВОРЕННЯ ТА ВИМІРЮВАННЯ В УМОВАХ СИНФАЗНОГО СИГНАЛУ ТА СИНФАЗНОЇ ЗАВАДИ

5.1 Перетворення на ОП змінної напруги в постійну для схеми вимірювань

Для того, щоб виміряти рівень змінної напруги за допомогою аналого-цифрового перетворювача, потрібно спочатку перетворити змінну напругу в постійну. Саме перетворення змінної напруги в постійну на ОП може мати багато реалізацій. Нижче наведена давно відома модель, що найчастіше зустрічається в вимірювальних приладах, рисунок 5.1, де конденсатор $C1$ поки що відключено, щоб прояснити роботу моделі.

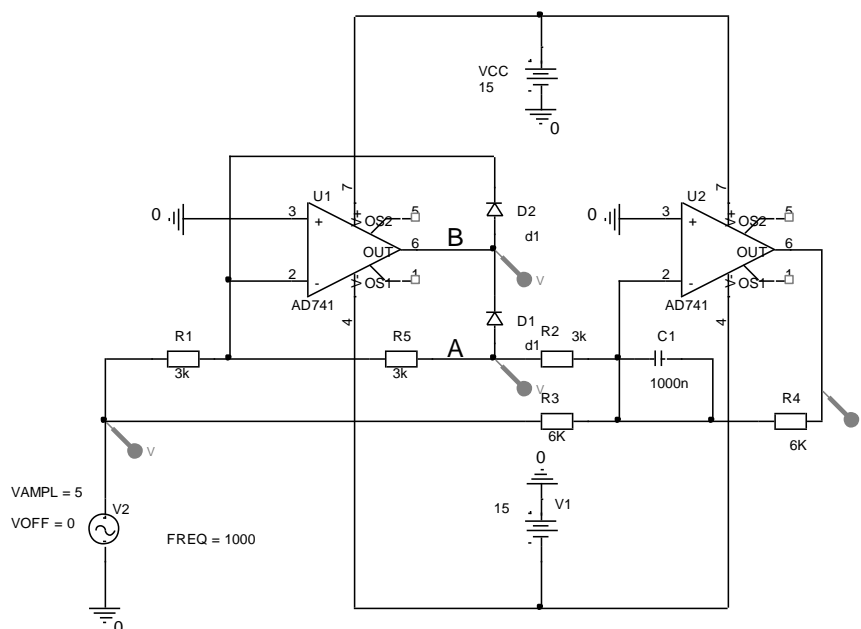


Рисунок 5.1 – Модель для дослідження перетворення змінної напруги в постійну без конденсатора

Схема містить джерело тестового вхідного сигналу $V2$, півперіодний детектор вхідного сигналу на ОП $U1$ та суматор вхідного та протектованого сигналів на основі ОП $U2$. Конденсатор $C1$ потрібен для накопичення отриманих півхвиль до рівня постійної напруги. Чим більша ємність конденсатора – тим менший рівень пульсацій на виході пристрою, відповідно вища якість перетворення, але й більший час

очікування результату. Часові діаграми з відключеним конденсатором $C1$, наведені на рисунку 5.2.

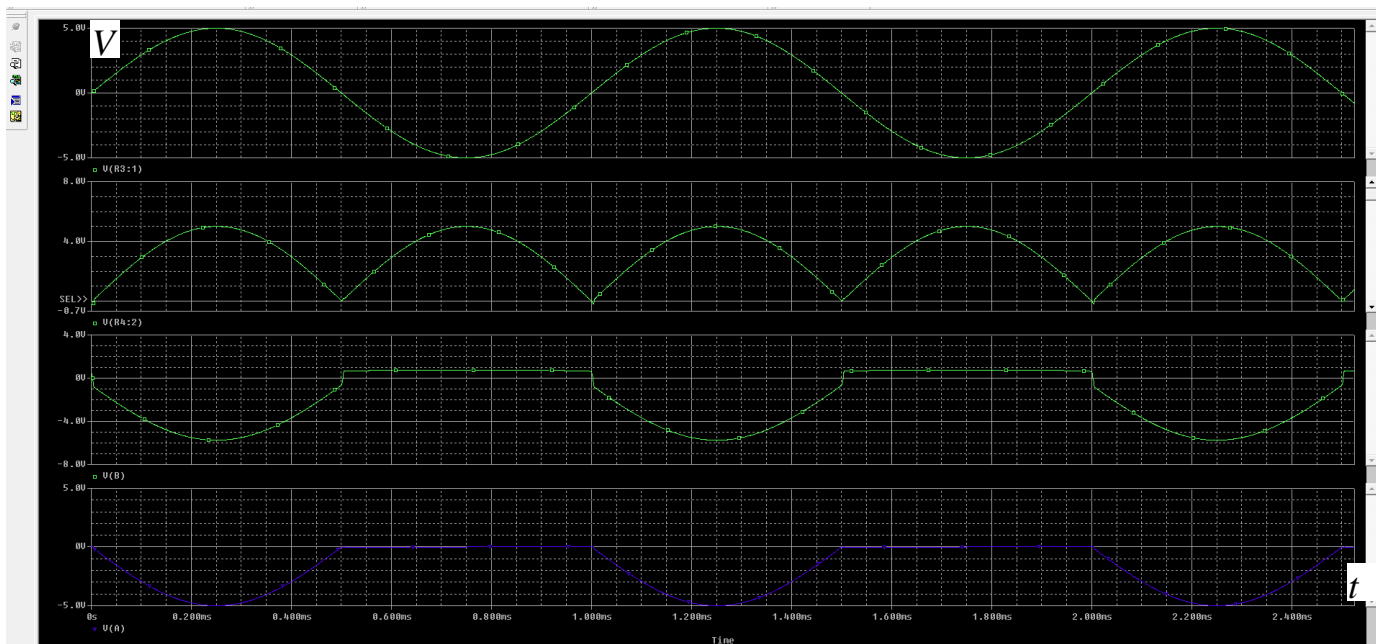


Рисунок 5.2 – Часові процеси при перетворенні змінної напруги в постійну

Коли на вході перетворювача позитивна півхвиля синусоїдального сигналу, то через перший вхід суматора вона проходить на вихід суматора з інверсією та незмінною за амплітудою.

Водночас на виході B півперіодного детектора також наростає негативна півхвиля. Вона має ступінчасту частину вниз на рівень відкривання діоду $D1$. Далі з точки A починається компенсація вхідної напруги і зменшення до «апаратного нуля» напруги між входами 2 та 3 ОП $U1$. (Другий знизу графік). З точки A по другому входу коефіцієнт передачі суматора дорівнює

$$K = -\frac{R4}{R3} = -2.$$

Тому ця негативна півхвиля пройде на вихід суматора подвоєною позитивною, та компенсує негативну, що пройшла за першим входом суматора. В результаті, на виході суматора залишиться одна позитивна півхвиля.

Коли на вході перетворювача негативна півхвиля, то вона проходить за першим входом суматора на вихід суматора позитивною півхвилею.

В той же час на виході *B* півперіодного детектора також наростає позитивна півхвиля, але лише до рівня відкриття діоду *D2*. Як тільки відкриється діоду *D2*, замкнеться жорсткий ВЗЗ й ОП *U1* перетвориться на повторювач. Але його інформаційний вхід – вивід 3 заземлено. Тоді, в точку *A* сигнал не буде надходити і на вихід суматора за другим входом сигнал не надійде. В результаті на виході суматора залишиться позитивна півхвиля.

Отже, на виході суматора будуть присутні лише позитивні півхвилі.

При підключенні конденсатора *C1*, рисунок 5.3, спостерігаємо за його зарядом позитивними півхвилями, рисунок 5.4.

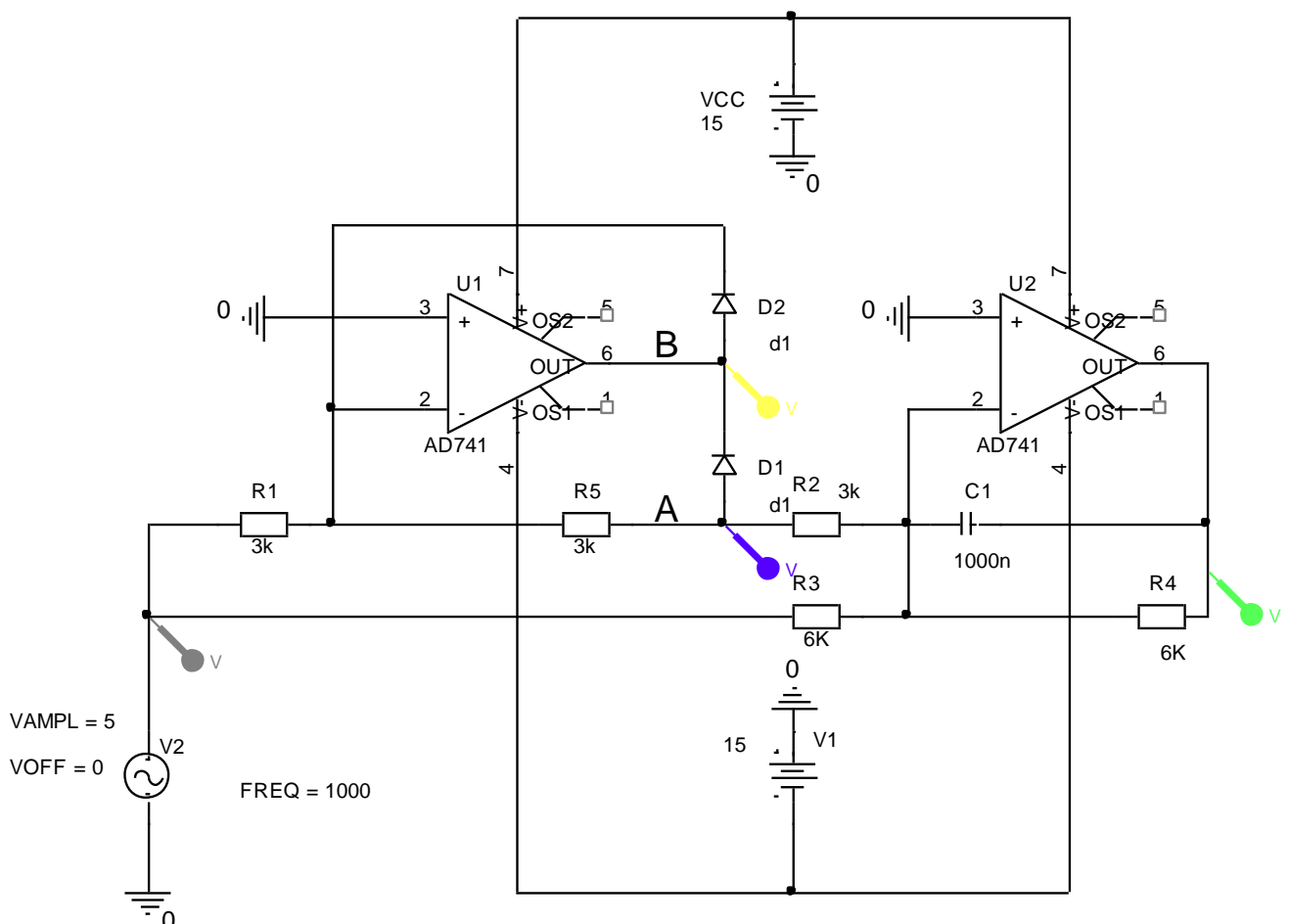


Рисунок 5.3 – Підключення конденсатора *C1* для фільтрації пульсації

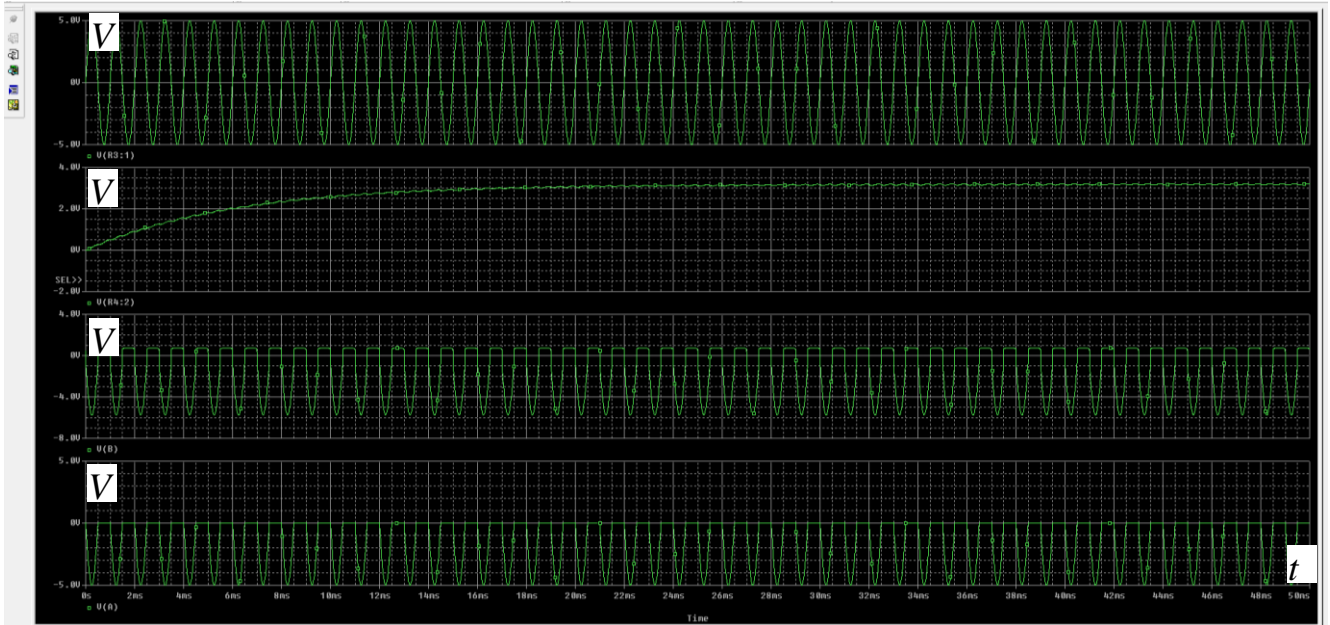


Рисунок 5.4 – Фільтрація пульсацій – другий зверху графік

5.2 Перетворення струм-напруга відносно потенціалу землі

Припустимо, що виникла задача перетворити значення струму, що тече до шини земля в цифровий код в такому місці пристрою, де є доступним лише доріжка зі струмом, та шина землі. Можливо перерізати доріжку, але немає такого аналого-цифрового перетворювача (АЦП), який би зміг перетворити струм в цифровий код. Отже, виникає задача спочатку перетворити струм в напругу. А вже потім застосувати АЦП, що перетворить напругу в цифровий код.

Модель такої ситуації відтворена на рисунку 5.5. Пристрій для дослідження позначено як «*DEVICE*». Місце, де можливо перерізати доріжку позначено літерою «*A*». Резистор з невідомим опором, що імітує місце для дослідження, позначено як *R_X*. Джерело живлення з невідомою напругою позначено як *V_X*. Маємо також схему з ОП, яку застосовували для вимірювання ЕРС зміщення за входами, яку позначено як «*CONTROL_BIAS*».

При включенні, вихідна напруга ОП показала значення майже 8 мВ, попри те, що резистори для вирівнювання струмів $R_1 = R_2 = 10\text{кОм}$ включені до обох входів ОП. Будемо вважати, що за потребою збалансуємо ОП за виводами 1-5.

А тепер, перерізаємо доріжку, робимо лише одне з'єднання, та отримуємо результат перетворення струму в напругу, рисунок 5.6.

Отже, струм через доріжку $I = 5 \text{ В} / 10 \text{ кОм} = 50 \text{ мА}$, тому що на входах ОП – потенціал землі: на виводі 3 – пряме з'єднання, а на виводі 2 – віртуальна земля через ВЗЗ. Залишилося підключити АЦП та отримати цифровий код.

Недолік такої простої моделі перетворення струму в напругу полягає в тому, що вона працює лише у випадку, коли струм протікає до землі. Універсальна модель перетворення струму в напругу наведена в наступному розділі.

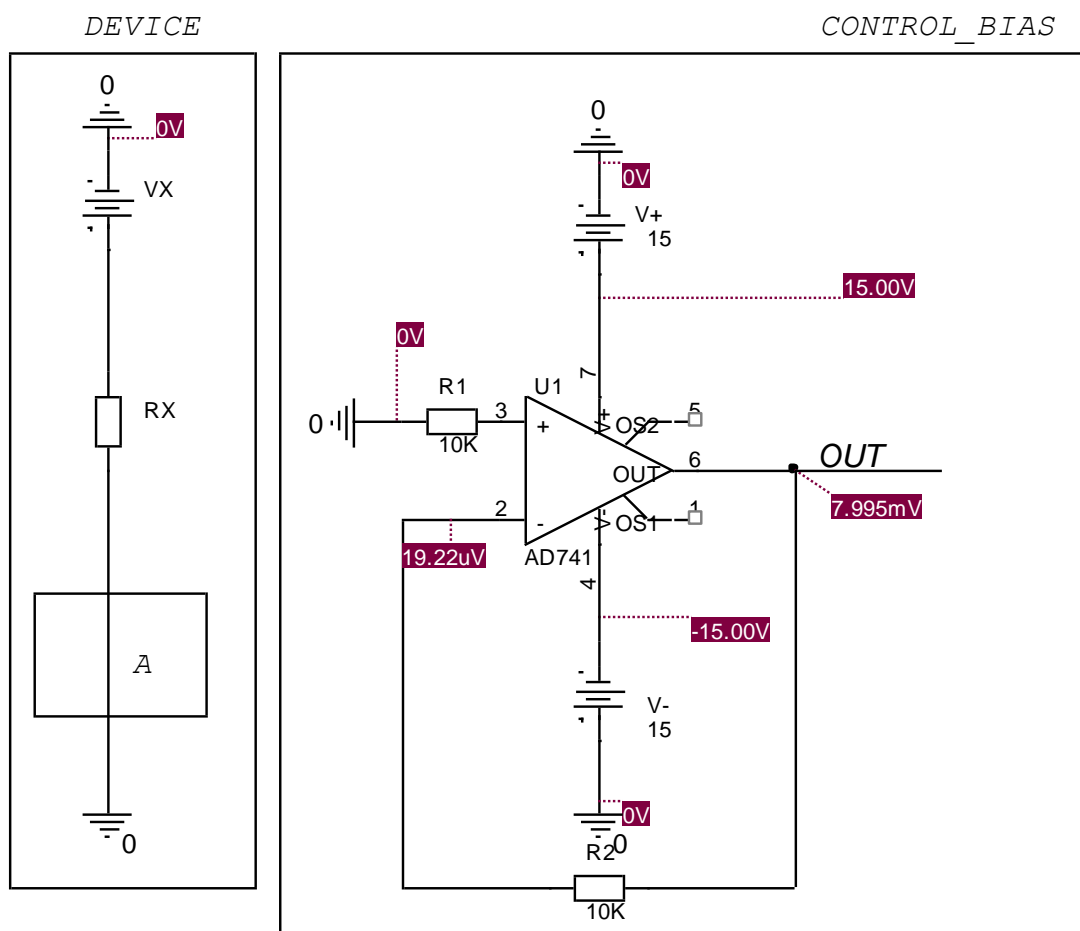


Рисунок 5.5 – Модель ситуації для дослідження

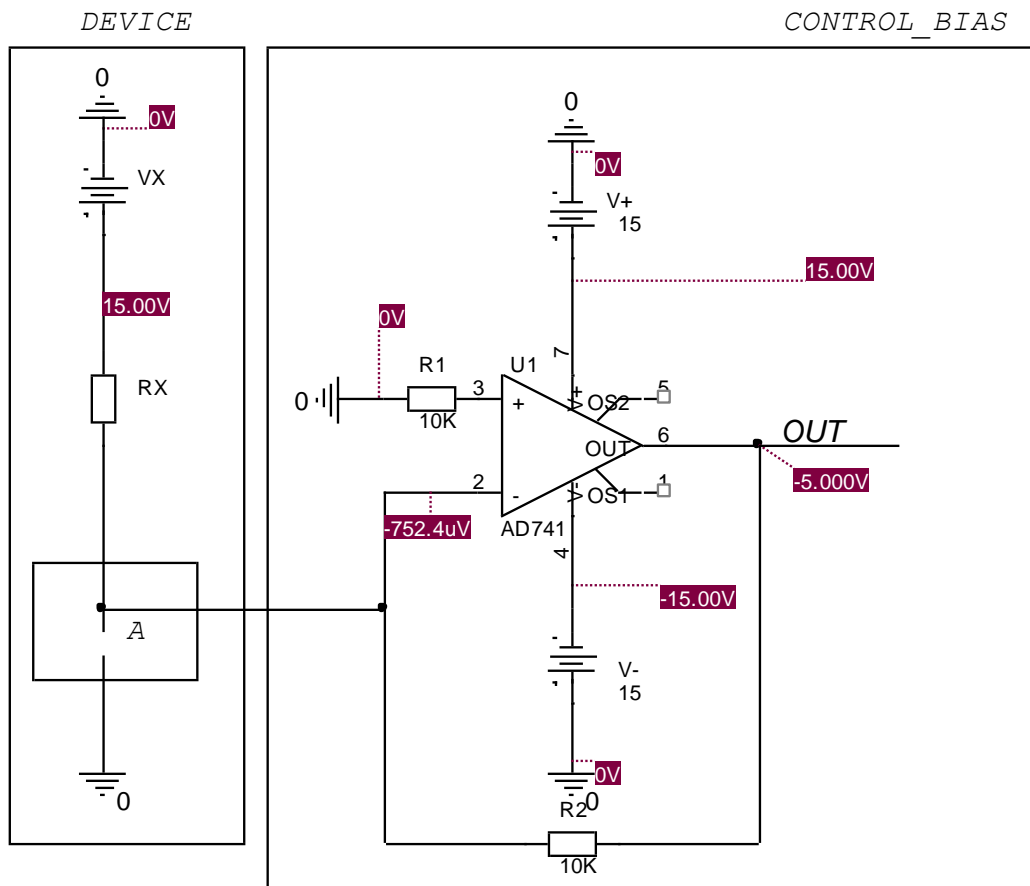


Рисунок 5.6 – Результат перетворення струму, що тече до землі, в напругу

5.3. Вимірювання струму на ДНКН, що стійке до синфазної завади

Модель схеми для вимірювання струму, яка для початку виконана на ДНКН та наведена нижче, рисунок 5.7, є давно відомою й застосовується у всіх сучасних мультиметрах.

Модель на рисунку 5.7 містить вхідний каскад, що перетворює струм в напругу, та вихідний суматор.

Джерело струму I – імітує змінний вимірюваний струм з нульовою постійною складовою, амплітудою 1 мА та частотою 0.2 кГц.

Джерело напруги V імітує синфазний сигнал в точці вимірювання.

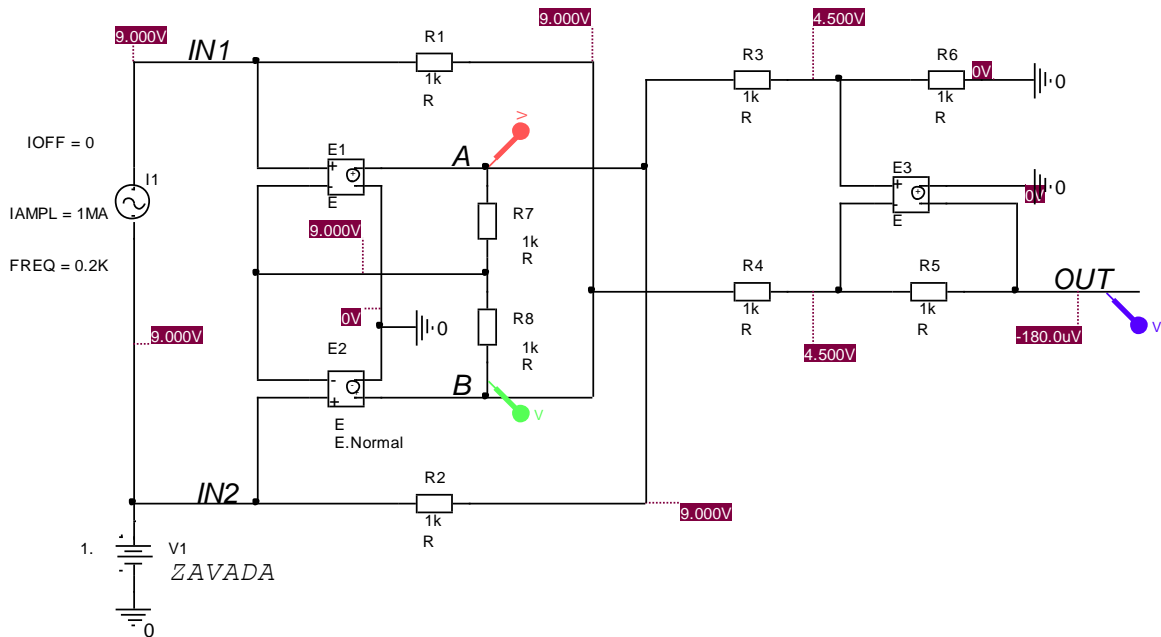


Рисунок 5.7 – Модель на ДНКН для перевірки впливу синфазної завади при вимірюванні струму

Блоки $E1$, $E2$ та $E3$ – це вже відомі з попередніх розділів моделі джерела напруги, що керуються напругою (ДНКН) та в даному разі імітують операційні підсилювачі. Коефіцієнт підсилення встановлюється кліком лівої кнопки маніпулятора «миша» й далі модифікується параметр $Gain$, рисунок 5.8. Доведемо його з 10 до 100000.

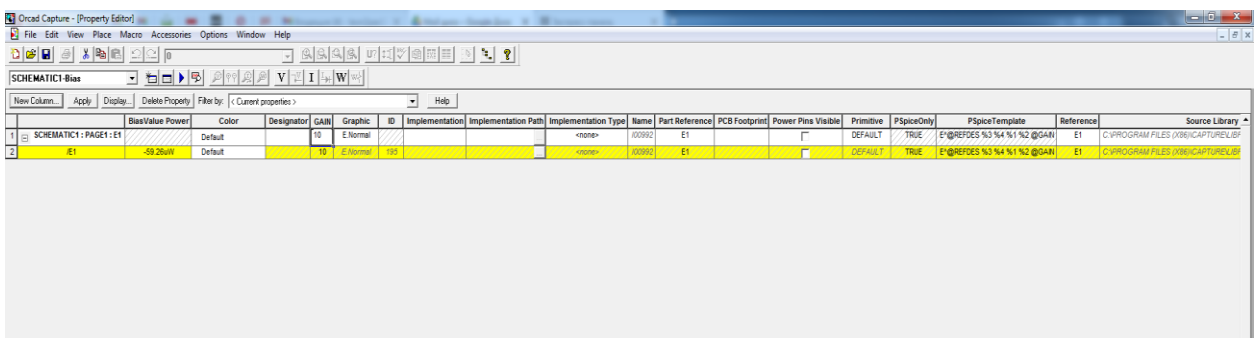


Рисунок 5.8 – Модифікація коефіцієнта підсилення ДНКН при дослідженні моделі схеми вимірювання струму

Після задання потрібного підсилення ($Gain=100000$) потрібно зафіксувати результат кліком лівої кнопки по віконцю *Apply*.

Модель вимірювання струму, рисунок 5.7, містить послідовне включення за входами двох перетворювачів струм-напруга на моделях $E1$ та $E2$. В універсальній моделі, рисунок 5.7, ситуація трохи нагадує раніше розглянутий вимірювальний підсилювач, рисунок 4.40. Синтез схеми перетворювача та вимірювального підсилювача надає вказану схему вимірювання струмів, рисунок 5.7.

Спочатку доведемо, що на вході схеми вимірювання, тобто на виводах джерела струму, є вхідний опір, що прагне до нуля. Інакше схема не буде відповідати вимогам до амперметра.

1. ДНКН $E1$, що імітує перший ОП, охоплено ВЗЗ через резистор $R7$. Тоді він збалансований завдяки великому коефіцієнту підсилення $Gain=100000$. Тому між його входами різниця напруги прагне до нуля.
2. ДНКН $E2$, що імітує другий ОП, також охоплено ВЗЗ, але вже через резистор $R8$. Отже, він також збалансований завдяки такому ж великому коефіцієнту підсилення $Gain=100000$. Тому й між його входами різниця напруги також прагне до нуля.
3. Виходить що від входу $IN1$ падіння напруги до входу $IN2$ дорівнює сумі двох «апаратних нулів». В даному разі маємо ідеалізовану модель, тож маємо між входами вимірювання $IN1$ та $IN2$ майже нульове падіння напруги.

Таким чином, вимога про нульовий вхідний опір доведена.

Тепер потрібно довести, що дійсно утворено перетворювач струм-напруга.

Для цього достатньо довести, що опір $R1$ є елементом кола ВЗЗ.

Розглянемо розповсюдження сигналу від входу $IN1$. Нехай на ньому виникає відносно входу $IN2$ півхвиля напруги опуклістю до верху, тобто позитивна. Тоді в точці A вона почне наростати з підсиленням $Gain=100000$. На резисторах $R7$ та $R8$ це наростання поділиться навпіл, бо вихідні опори ДНКН1 та ДНКН2 дорівнюють нулю за визначенням. Цей сигнал потрапляє на вхід, що інвертує ДНКН2. Тепер, на ДНКН2 він повторно підсилюється, але вже з інверсією. Отже, сумарне підсилення буде $K = -Gain^2 / 2$. Таким чином цей сигнал потрапляє на правий вивід резистора $R1$ підсиленням та протилежним за знаком. Таким чином, перша петля ВЗЗ доведена.

Так само розглядається розповсюдження сигналу від входу $IN2$.

Цим розглядом також доведено те, що, попри те, що сигнали надходять в петлі зворотного зв'язку за входами, що не інвертують, схема вимірювання є стабільною та не схильна до генерації. Причина – послідовне включення ДНКН за входами.

Розподіл напруги в моделі в робочій точці наведено на рисунку 5.7, а часові діаграми в робочому режимі – на рисунку 5.9.

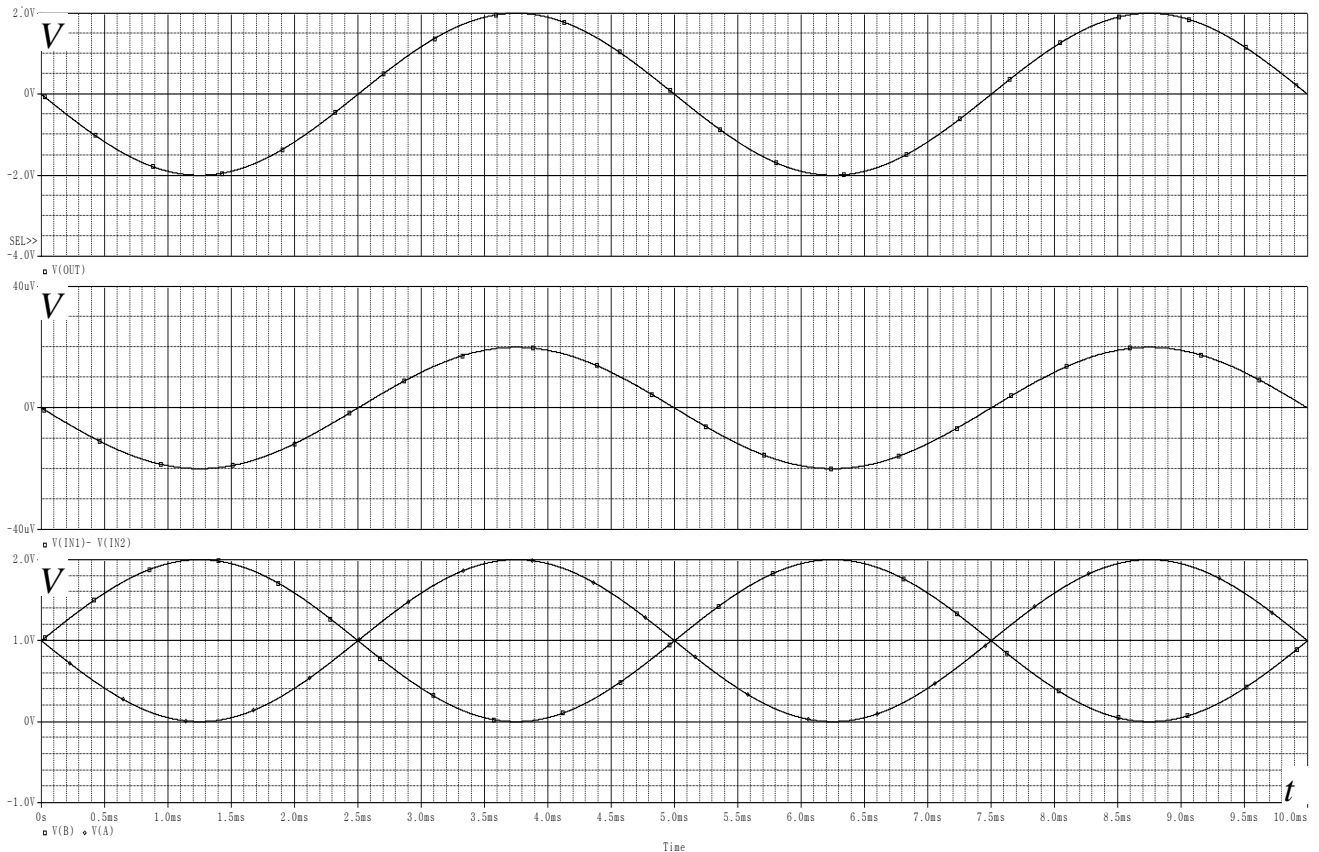


Рисунок 5.9 – Часові діаграми моделі вимірювання струму на ДНКН, що стійка до синфазної завади

На виходах A та B) інформаційне значення напруги

$$U_{out} = -I_{INP} * R7(R8).$$

Для першого перетворювача на ОП струм I буде таким, що втікає, а для другого – таким, що витікає. Отже, маємо різнополярні напруги на виходах перетворювачів. Залишається тільки отримати різницю напруги, що виконує третій ОП. На ньому

побудовано найпростіший вимірювальний підсилювач на одному ОП. Зразок такого підсилювача та роботу висвітлено вище в розділі 4.7.

Результат вимірювання струму I визначається рівнем напруги U_{out}

$$U_{out} = 2 * R7 * I.$$

$$I = U_{out} / (2 * R7).$$

5.4 Вплив синфазного сигналу в схемі вимірювання струму на фірмових моделях операційного підсилювача.

Модель на ОП для перевірки впливу синфазної завади при вимірюванні струму наведена на рисунку 5.10.

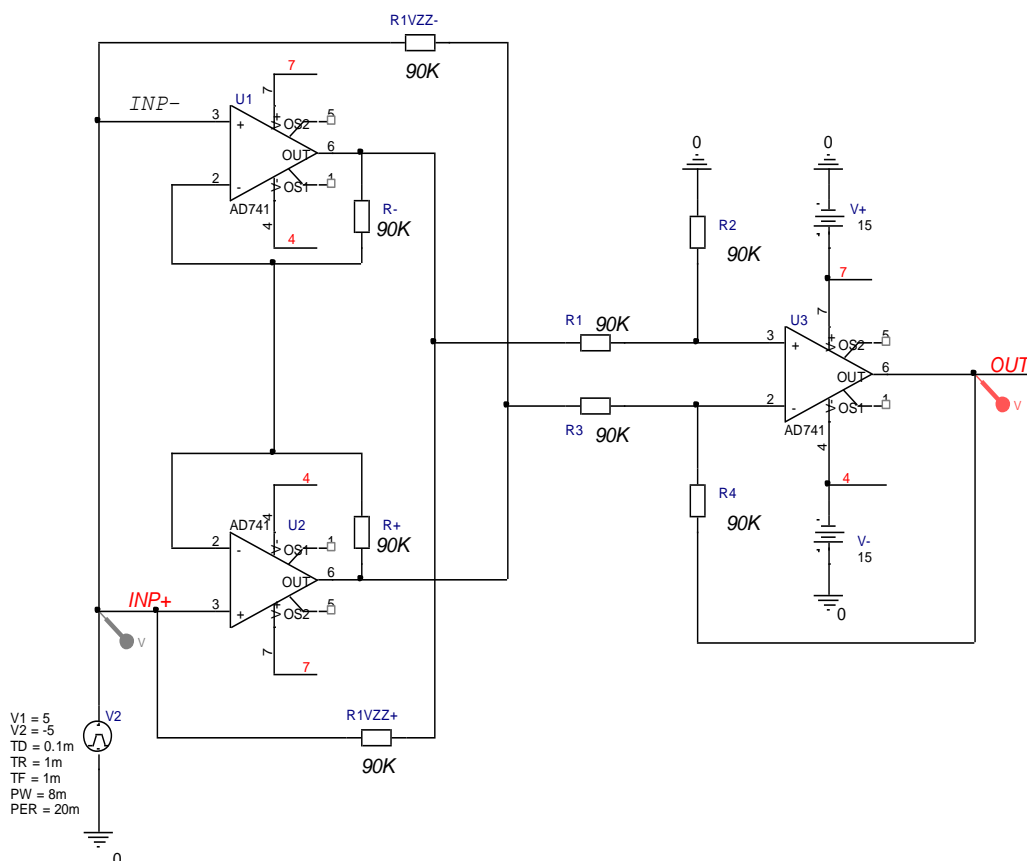


Рисунок 5.10 – Модель на ОП для перевірки впливу синфазної завади при вимірюванні струму

ОП включені до джерел біполярного живлення ± 15 В. Це забезпечує рівень вихідного сигналу в діапазоні приблизно ± 14 В. Адже вихідна напруга для даного класу ОП не зрівняється з напругою живлення і тим паче не перевершить діапазон ± 15 В.

Входи, що не інвертують є входами пристрою. Тому модель потенційно працездатна при впливі синфазного сигналу та синфазної завади.

Рівень синфазної завади складає ± 5 В. На виході цей сигнал складає лише 0,35 мВ, рисунок 5.11.

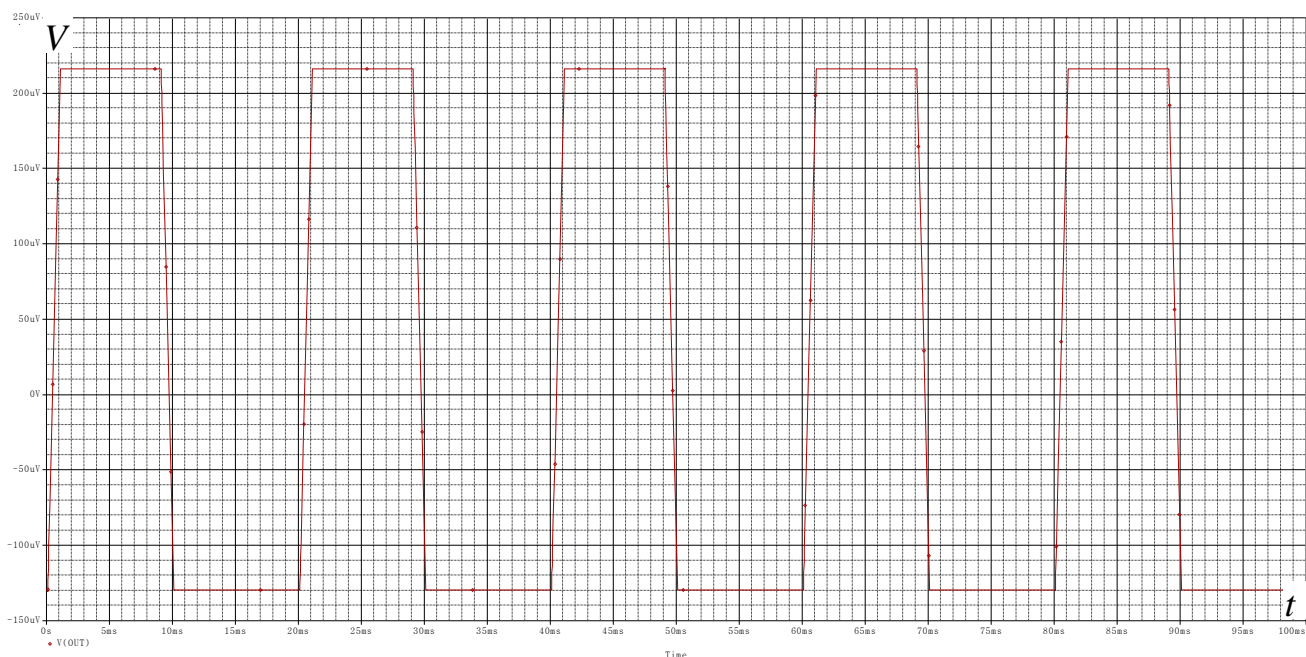


Рисунок 5.11 – Часова діаграма вихідного сигналу моделі на ОП для перевірки впливу синфазної завади при вимірюванні струму

Таким чином, синфазний сигнал зменшено в 10000 разів.

5.5 Цифро-аналоговий перетворювач з калібратором на ДНКН та генераторах струму. Умови працездатності моделі.

Цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) на генераторах (джерелах) струму має більш високу точність на відміну від спрощеного варіанту, у якому вагові струми формуються резисторами порівняно невеликого опору, а тому залежать від

опору ключів. У даному разі вагові струми забезпечуються транзисторними генераторами струму, що мають високий динамічний опір база-колекторного переходу. Спрощена схема такого популярного ЦАП наведена на рисунку 5.12.

ЦАП містить

1. Джерело опорної напруги (ДОН) V_{REF} – воно моделює операційний підсилювач, що виконує калібрування першого каскаду ЦАП за напругою база-емітер

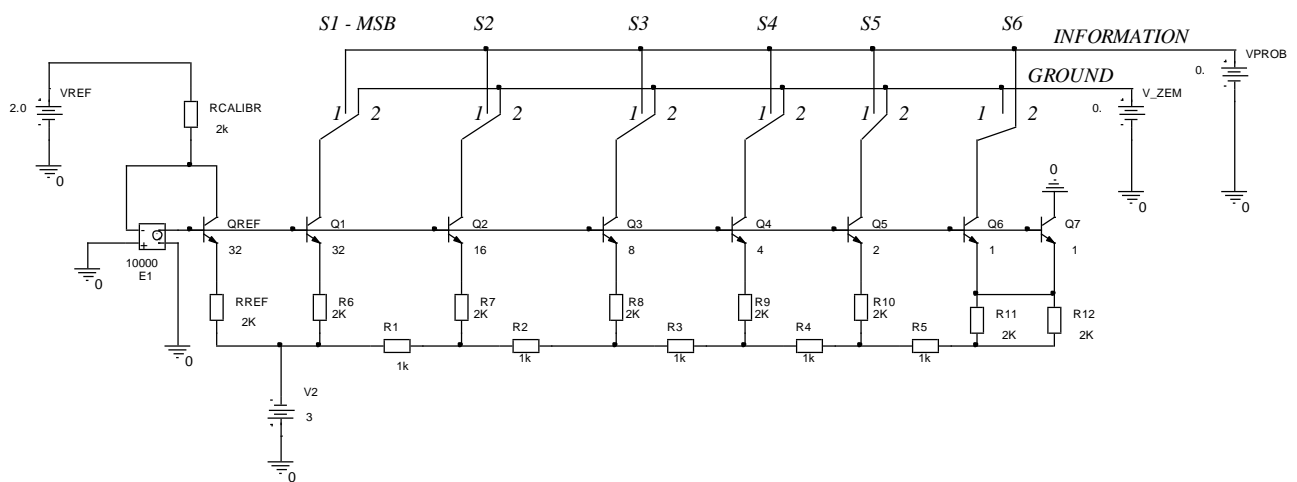


Рисунок 5.12 – ЦАП на джерелах струму

2. Калібрований опорний резистор $RCALIBR$
3. Джерело напруги, що керується напругою (ДНКН) $E1$, модель, еквівалент операційного підсилювача з можливістю встановлення будь-якого значення підсилення.
4. Транзистор, що калібрує, Q_{REF}
5. Опорний резистор R_{REF}
6. Резистивну матрицю типу $R-2R$ до якої входять резистори $R1 \dots R12$
7. Транзистори в функції генераторів струмів $Q1 \dots Q7$
8. Адресні ключі $S1 \dots S6$

9. Шини зчитування струмів *INFORMATION* – для зчитування інформаційних струмів: на ключ надійшла «1», та *GROUND* – для відведення струмів доповнення: на ключ надійшов – «0».

До складу реального ЦАП не входить пробне джерело напруги з нульовою напругою *VPROB*. Це – штучно введена модель для можливості контролю суми струмів в шині *INFORMATION*. Так само пробне джерело напруги *V_ZEM* введене для можливості контролю суми струмів в шині *GROUND*. Існування цих пробних джерел напруги дозволяє візуалізувати струм через них, отже – й через відповідну шину.

5.5.1 Особливості реалізації схеми ЦАП

Калібратор виконано за схемою з глибоким від’ємним зворотним зв’язком (ВЗЗ). Глибина зворотного зв’язку «А» визначається добутком від перемноження коефіцієнта підсилення ДНКН та транзистора, що калібрує, *QREF*. Похибка встановлення напруги нуля між входами ДНКН становить $\delta = 1/A$. Важливо ще таке:

- Перше – вихідним сигналом цього ЦАП є струм. Отже, для формування вихідного сигналу у вигляді напруги знадобиться метрологічний перетворювач струм-напруга.
- Друге – це те що схема виконана на основі біполярної технології.

Проблемою в такій технології є реалізація ключа. Аби обійти цю проблему знадобились генератори струмів: тоді вимоги до ключів практично відсутні, адже генератор струму має надзвичайно великий опір й опір будь-якого ключа для нього складає невеликий відсоток. Це зменшує похибку цифро-аналогового перетворення.

І навпаки, для ЦАП на основі КМОН-технології генератори струмів зазвичай не потрібні, бо в цій технології ключі можуть мати малий й прогнозований опір,

який може бути врахований при створенні ЦАП. Але такі ЦАП зазвичай не такі стабільні при роботі в умовах іонізуючого випромінювання та високих температур.

- Третє – емітери транзисторів мають площі, що відповідають силі струму того розряду, де вони розташовані. Отже, щільність струму в кожному транзисторі однакова й це забезпечить однакову напругу база-емітер в кожному розряді та усуне відповідну похибку перетворення цифра-струм. Звичайно, при цьому мається на увазі ідеалізований випадок, що всі елементи схеми мають абсолютну точність виготовлення, чого насправді не трапляється: коливання напруги база-емітер в межах 0,5...5 мВ – звичайне явище.
- Четверте. Еквівалентами «землі» для резисторів $2R$ матриці $R-2R$ є потенціали емітерів транзисторів, що виступають в функції генераторів струмів $Q1...Q7$.
- П'яте. Вхідний опір кожної комірки матриці $R-2R$ починаючи з молодшого розряду має дорівнювати R – одиничному резистору. Для цього молодший розряд навантажується додатково опором $2R$. Для цієї схеми додається для заземлення цього додаткового опору додатковий транзистор $Q7$.

5.5.2 Робота схеми

ЦАП виходить в робочу точку за допомогою калібратора на основі еквівалента операційного підсилювача – ДНKH $E1$. На його виході за допомогою петлі балансування струм дорівнює струму через калібрований опорний резистор $RCALIBR$. Резистор $RCALIBR$ виявляється підключеним до віртуальної землі, бо вхід, що інвертує підключено до реальної землі, а між входами ДНKH $E1$ напруга прагне до нуля. Тому струм через калібрований опорний резистор $RCALIBR$ дорівнює $I = V_{REF} / RCALIBR = 1 \text{ мА}$.

Включення транзистора, що калібрує, Q_{REF} таке саме як і транзистора в першому розряді $Q1$. Тому й напруги між емітерами та базами у них однакові і за формулою U . Шоклі струми також мають бути однакові: $I = 1 \text{ мА}$. Однаковість

Розрахунок напруги наведено нижче, рисунок 5.14.

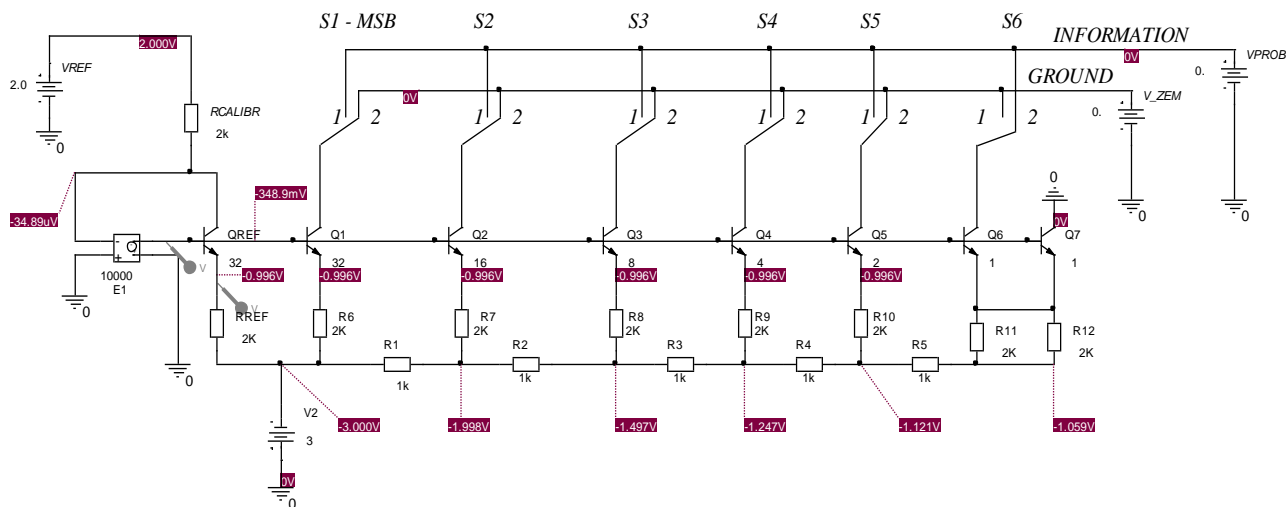


Рисунок 5.14 – Напруги у вузлах моделі ЦАП в робочій точці

За другим пунктом маємо підтвердження стабільності схеми, рисунок 5.15 – за умови збільшення напруги V2 до 9 В.

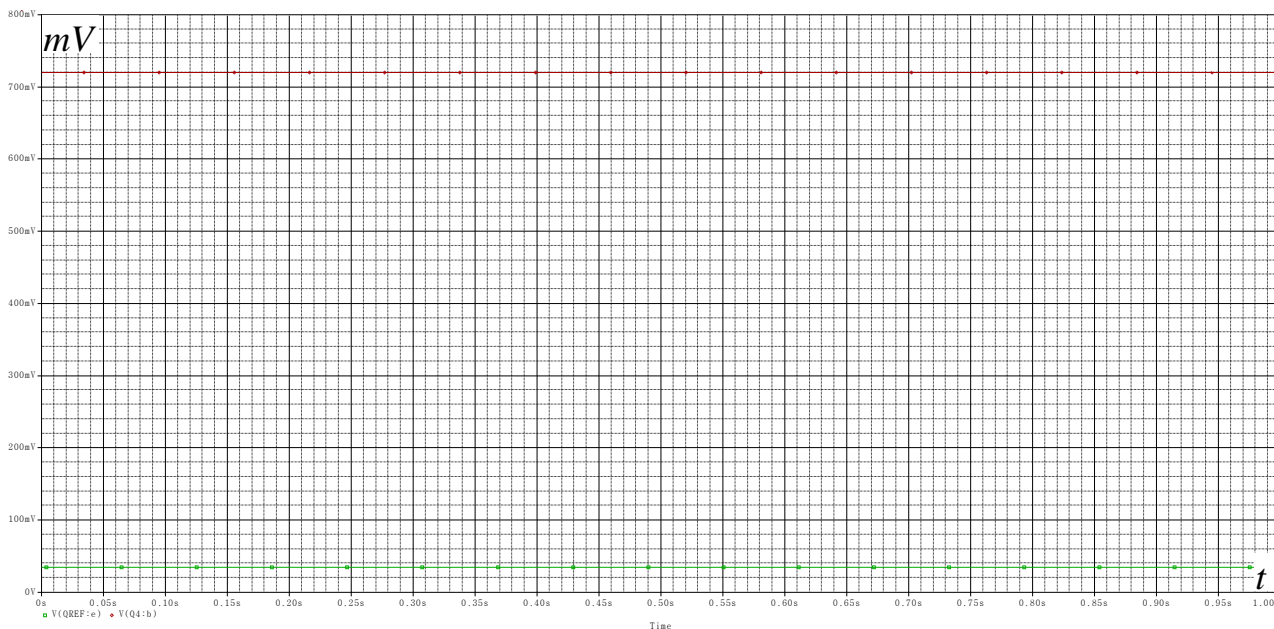


Рисунок 5.15 – Розрахунок в часовій області для підтвердження стабільності схеми, за умови збільшення напруги V2 до 9 В

Увага! Збільшення напруги V_2 з 3 до 9 В – тимчасовий вимушений крок через втрату стабільності обчислення системи алгебро-диференційних рівнянь, що складають сутність моделі, рисунок 5.12. Цей ефект буде з'ясовано пізніше.

За третім пунктом отримуємо результат, що свідчить про стабільність струмів в діапазоні температур від -70 до 140 °С, рисунок 5.16.

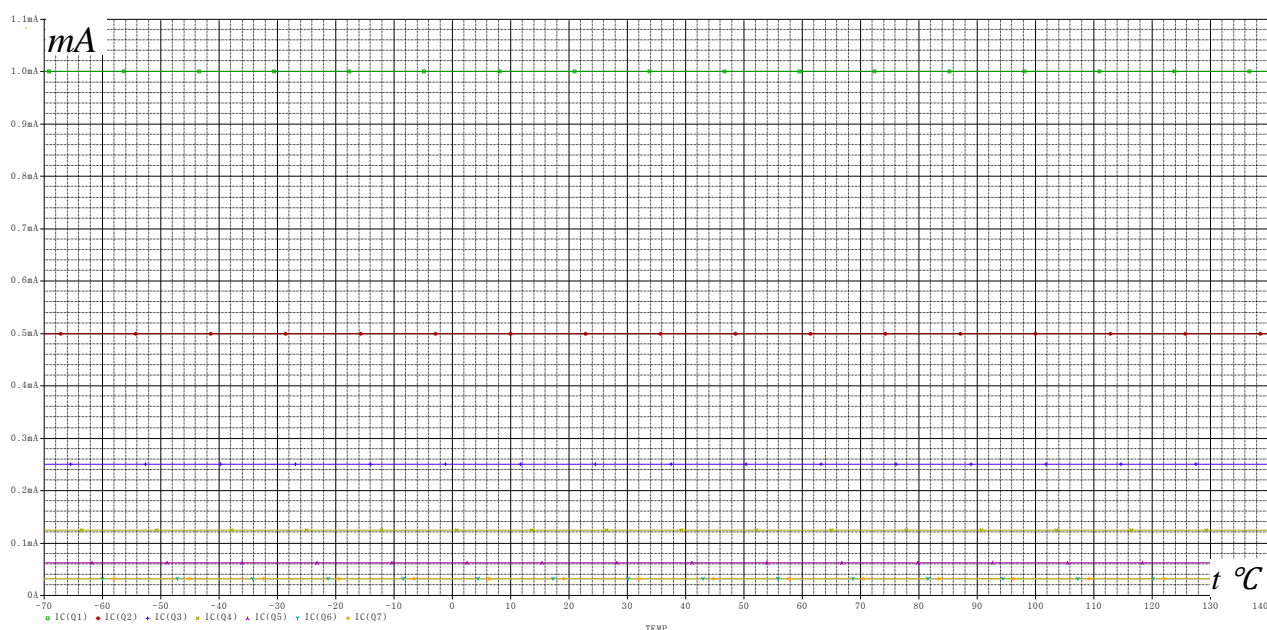


Рисунок 5.16 – Перевірка працездатності ЦАП розрахунком в часовій області за крайніх температур

Короткий висновок:

1. Вагові струми моделі формуються за допомогою резистивної матриці.
2. Потенціали баз транзисторів однакові, а щоб були рівними й потенціали емітерів усіх транзисторів, площі самих емітерів роблять у відповідності до вагових коефіцієнтів.
3. Правий резистор матриці підключений не до загальної шини, а до двох паралельно включених однакових транзисторів Q_6 та Q_7 .
4. Вихідна напруга для резистивної матриці створюється за допомогою ВЗЗ: опорного транзистора Q_{REF} та моделі операційного підсилювача ДНКН $E1$,

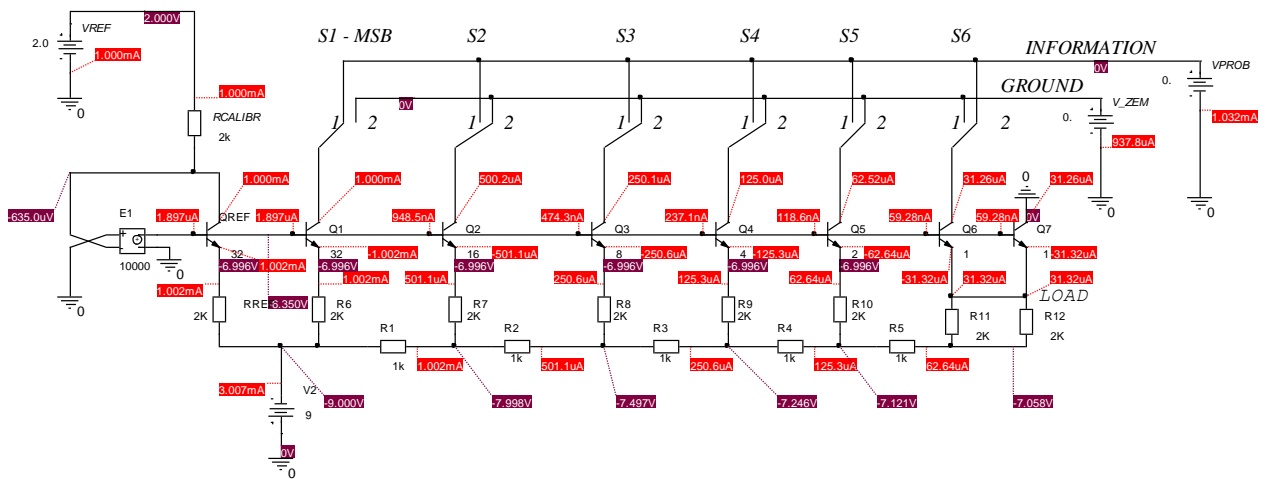


Рисунок 5.20 – Результат моделювання в експерименті з переплутаними входами ДНКН

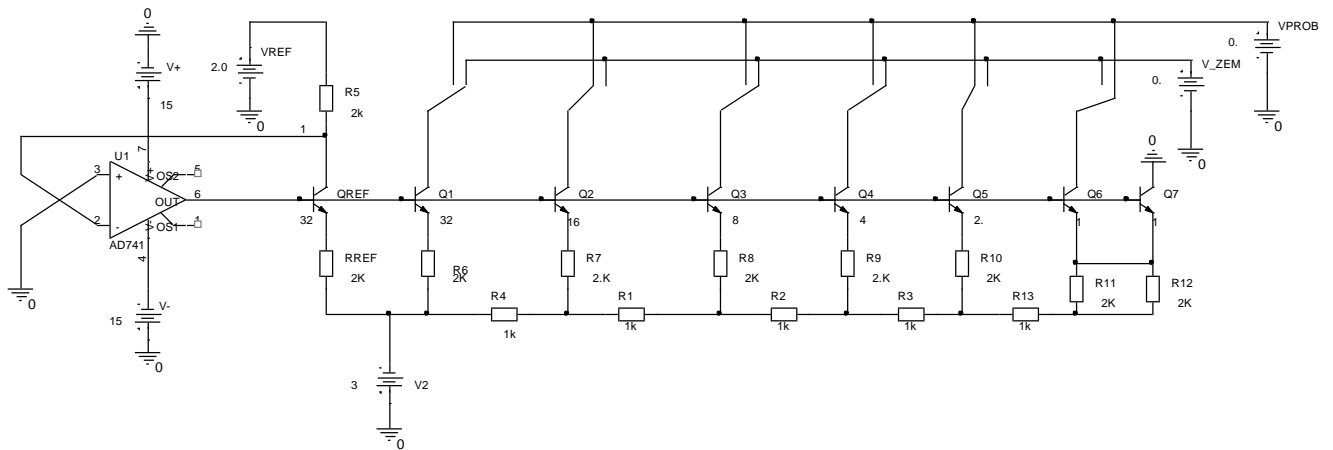


Рисунок 5.21 – Експеримент з переплутаними входами ОП

Знову «відмінний» результат, що наведений на рисунку 5.22.

Система моделювання знову знайшла точку, в якій виконані формальні умови роз’язання алгебро-диференційних питань. Про те, що ця точка є нестабільною, можна лише здогадуватися та шукати підходи для спростування некоректного результату.

В результаті розрахунку в часовій області отримуємо нульові струми, рисунок 5.34.

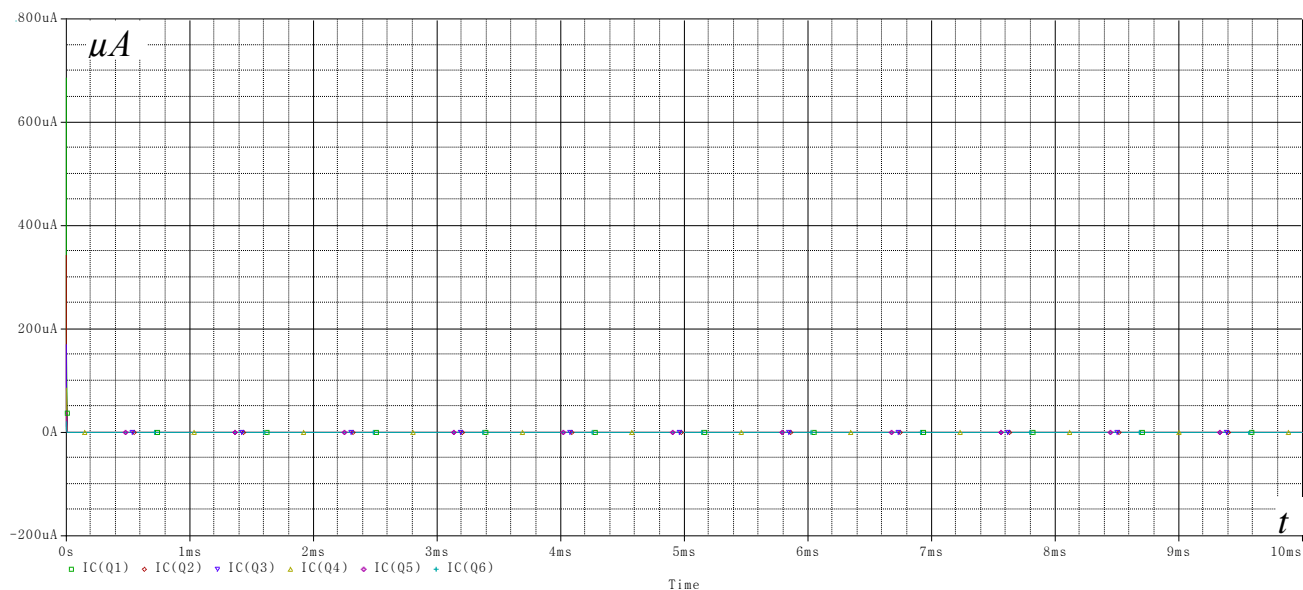


Рисунок 5.34 – Нульові струми в моделі за розрахунком в часовій області

Висновок: модель ЦАП, рисунок 5.19, в якій входи ДНКН (ОП) переплутані, непрацездатна!

Відновлюємо коректне включення входів та переходимо до аналізу фазових зсувів, аби перевірити, коректність від'ємного зворотного зв'язку, яким повинен бути охоплений калібратор, рисунок 5.35, та проводимо експрес-аналіз кола зворотного зв'язку в калібраторі.

Нехай на вході, що не інвертує, виникла флуктуація напруги опуклістю до верху, як позначено на рисунку 5.35. Флуктуація – незначне коливання, яке може мати шумове походження, наведену напругу від мережі 220 В й т.п. Яка ця напруга чисельно – мілівольт чи більше, чи менше, для експрес-аналізу не суттєво. Тоді, позначене на рисунку коливання пройде через ОП, підсилиться на величину коефіцієнта підсилення ОП відповідно частотних властивостей флуктуації, надійде в базу транзистора *QREF*, та виділиться ще більше підсиленням на колекторі транзистора *QREF*, але вже розвернутим на 180°, тобто опуклістю до низу. Відбудеться компенсація, утиснення флуктуації на вході.

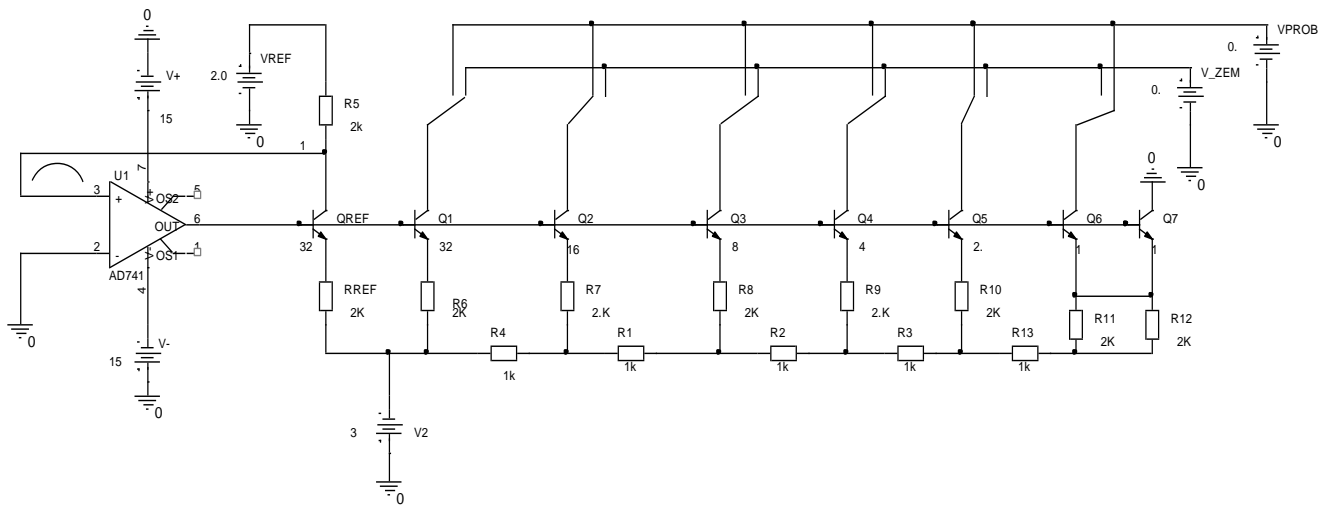


Рисунок 5.35 – Експрес-аналіз колу зворотного зв'язку в калібраторі

Тоді, це – від'ємний зворотний зв'язок (ВЗЗ).

Перевіряємо висновок експрес-аналізу моделюванням та отримуємо розрахункові струми, рисунок 5.36, стабільні з часом. Отже, модель, рисунок 5.35, - працює. Повернемося до моделі на основі ДНКН, та відновимо таке саме рисунок включення входів та режим моделювання, як й у випадку з ОП, рисунок 5.37.

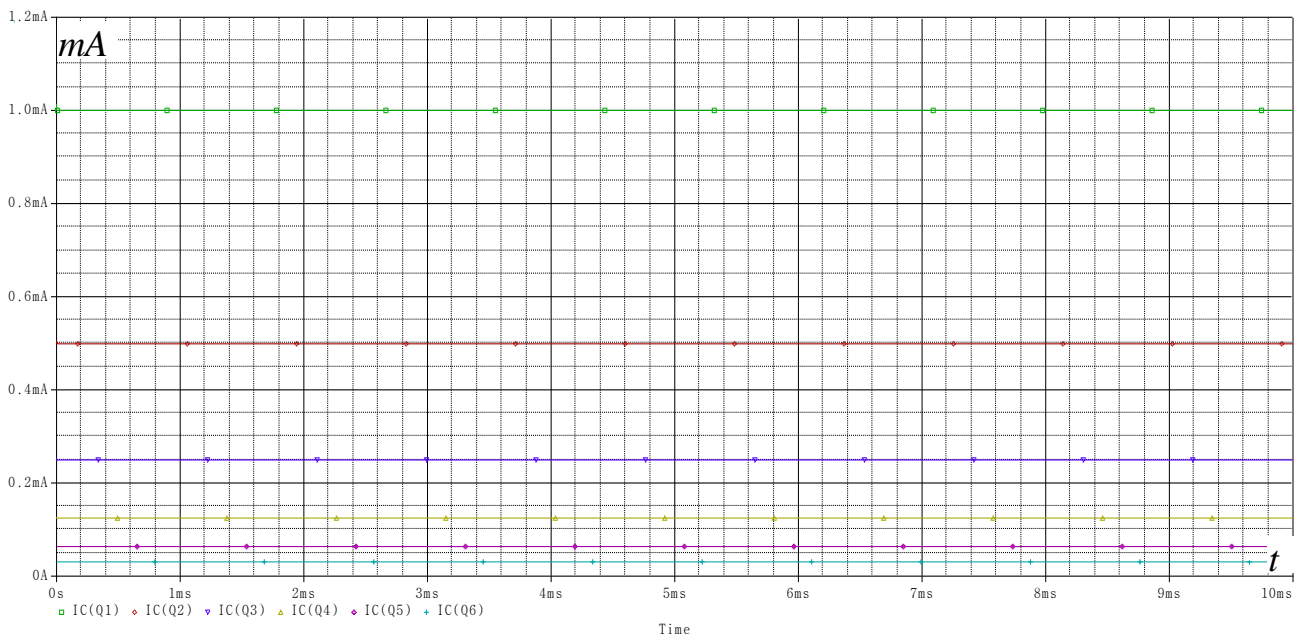


Рисунок 5.36.- Струми ЦАП відповідають проєктним нормам

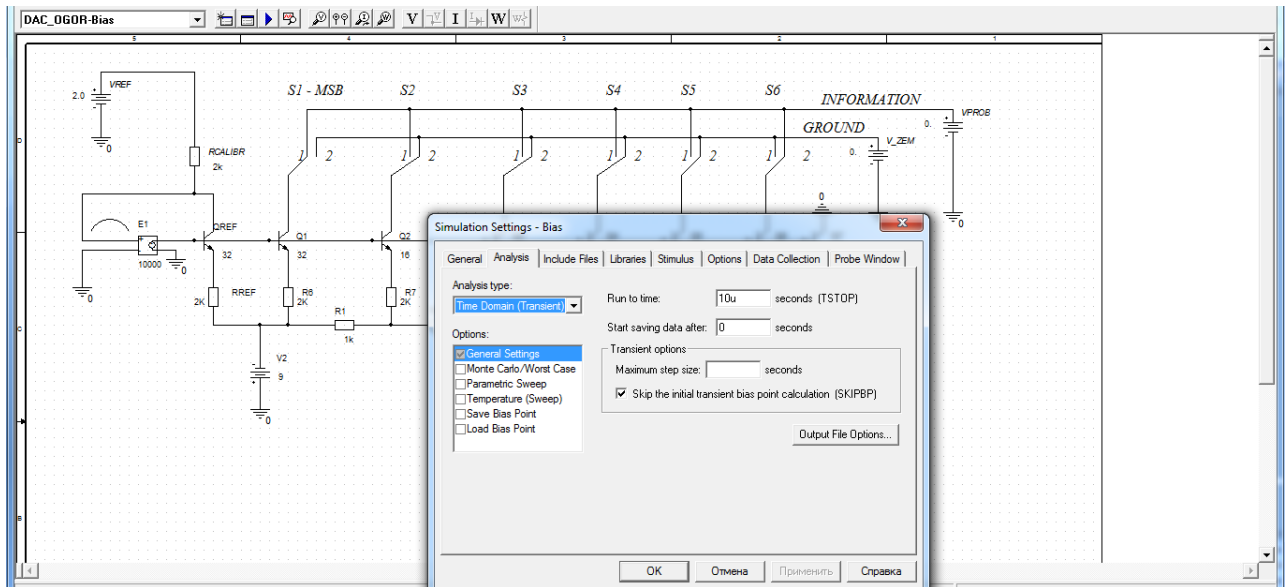


Рисунок 5.37 – Установка нулевих початкових умов для експрес-аналізу з ДНКН в часовій області

На таку ж флуктуацію експрес-аналіз не змінюється, але у часовій області за зазначених умов отримуємо діагностику – проблема з кроком розв’язання алгебро-диференційних рівнянь, рисунок 5.38

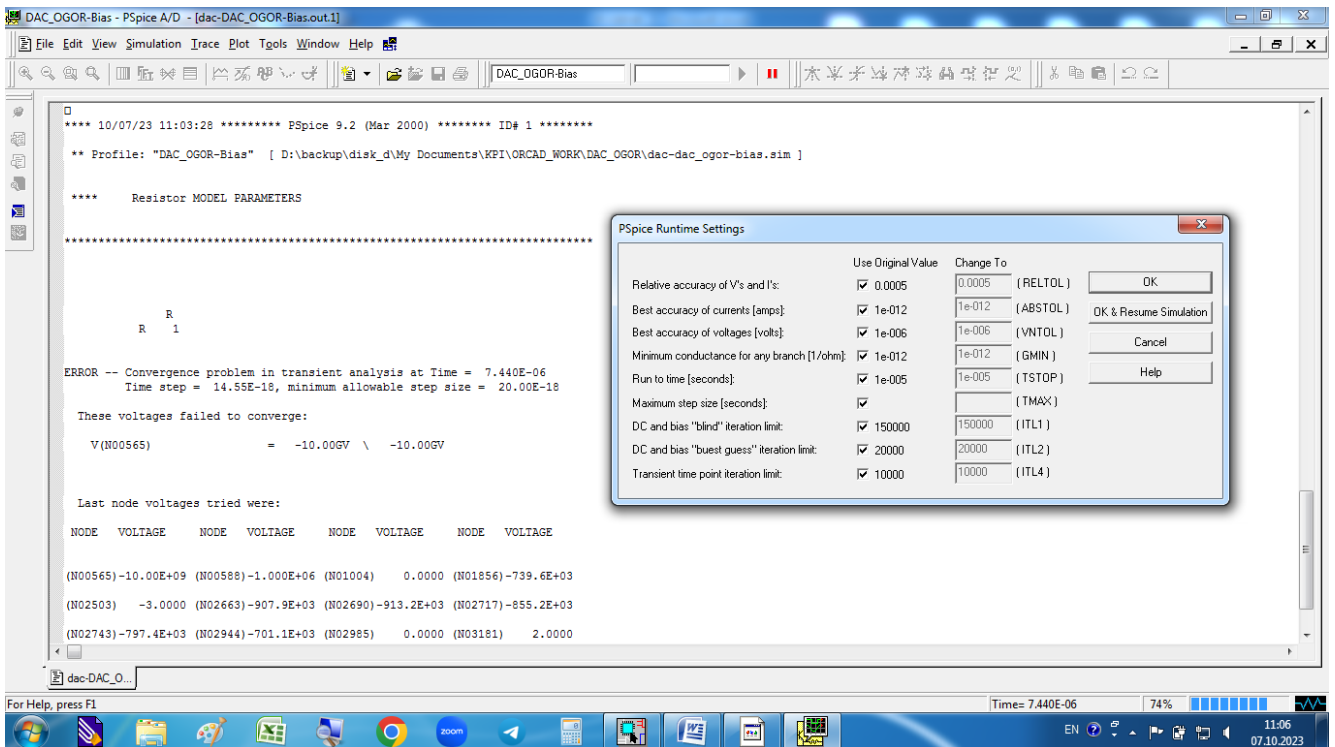


Рисунок 5.38 – Надто малий крок інтегрування рівнянь моделі

Коли ємність колектора транзистора Q_{REF} , що присутня в кожному транзисторі та означена в його моделі, швидко зарядиться через резистор R_{CALIBR} , то виникне велика різниця між входами ДНКН. Ця різниця підсилюється на задану величину, в даному разі у 10000 разів. Виникає велика похибка розв'язання рівнянь моделі й тому процес моделювання може зайти в точку, коли раз за разом виникає наведена на рисунку 136 діагностика про надто малий крок у часі.

Аби такого не траплялось, то є такі шляхи для запобігання неприємної діагностики.

Перший – це включити до колектора транзистора Q_{REF} додаткову ємність – конденсатор $C1$, рисунок 5.39.

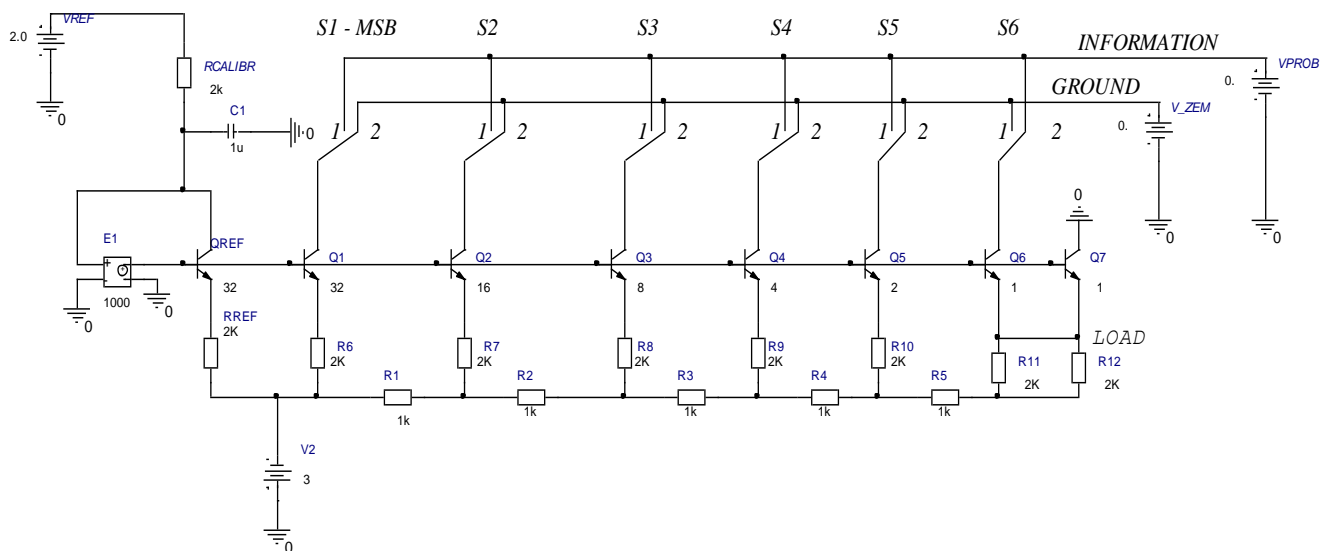


Рисунок 5.39 – Внесення додаткової ємності $C1$ для зменшення початкового перепаду напруги між входами ДНКН при старті обчислень

Нехай з затримкою, але на цей раз все спрацювало. Часові діаграми встановлення струмів наведені на рисунку 5.40.

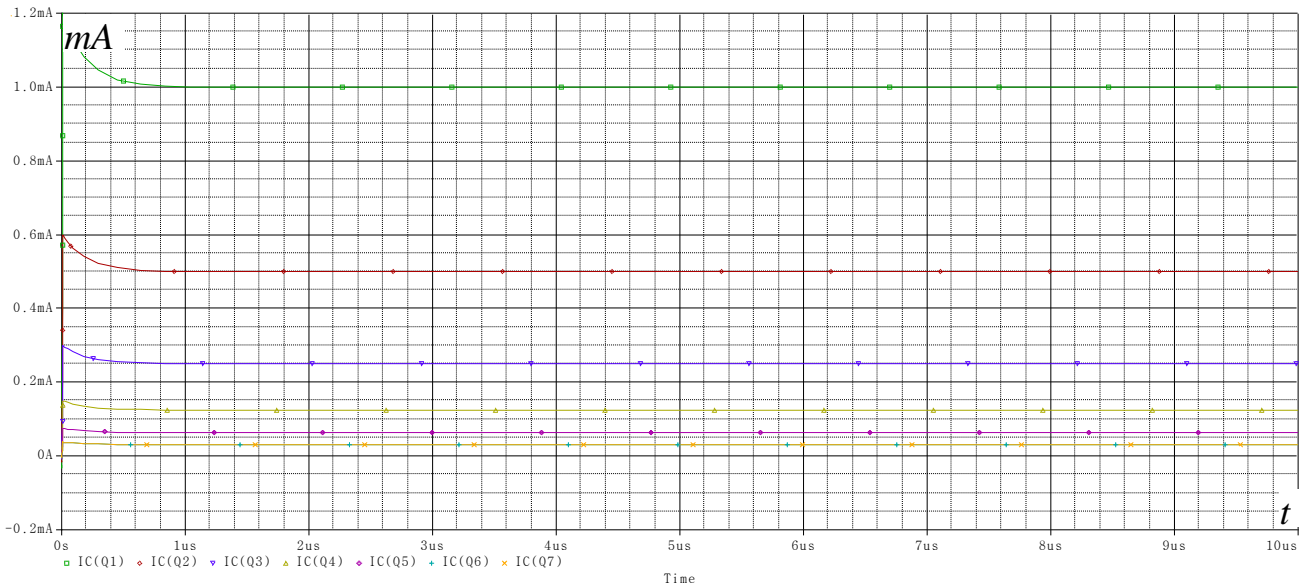


Рисунок .5.40 – Часові діаграми розрахунку моделі з полішеними за допомогою конденсатора $C1$ початковими умовами

З часових діаграм видно, як відпрацьовуються початкові умови й стає зрозумілою причина діагностики про малий крок інтегрування алгебро-диференційних рівнянь моделі: ступінчатий сигнал від джерела опорної напруги на вхід калібратора.

Інший шлях – істотно змінити напругу з 3 до 9 В в емітерах транзисторів, аби наблизити початкову напругу на колекторі транзистора Q_{REF} до нуля, рисунок 5.41.

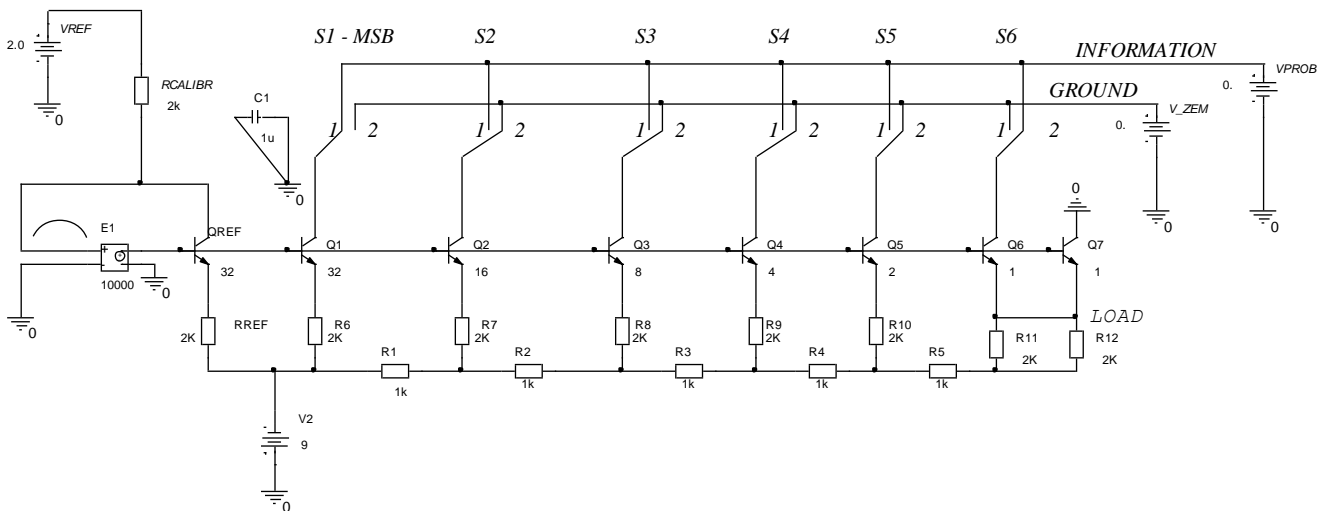


Рисунок 5.41 – Збільшення напруги живлення джерела $V2$ для наближення стартової напруги колектора транзистора Q_{REF} до потенціалу землі

На ньому конденсатор C1 фактично відключено від схеми та залишено на рисунку як пам'ятка про чутливу для моделювання точку. Ємність підключено навкіс, аби це впадало в око, до землі. Таким чином за рахунок збільшення напруги живлення джерела V2 з 3 до 9 В досягається наближення стартової напруги колектора транзистора *QREF* до потенціалу землі. Тоді навіть підсилена ДНКН E1 різниця напруги між входами не в змозі негативно вплинути на процес стабільності обчислень при моделюванні. Але такий крок є суто дослідницьким, бо підвищення напруги живлення не поліпшує якості схеми вимірювання.

Часові діаграми для моделі, рисунок 5.41, наведені на рисунку 5.42.

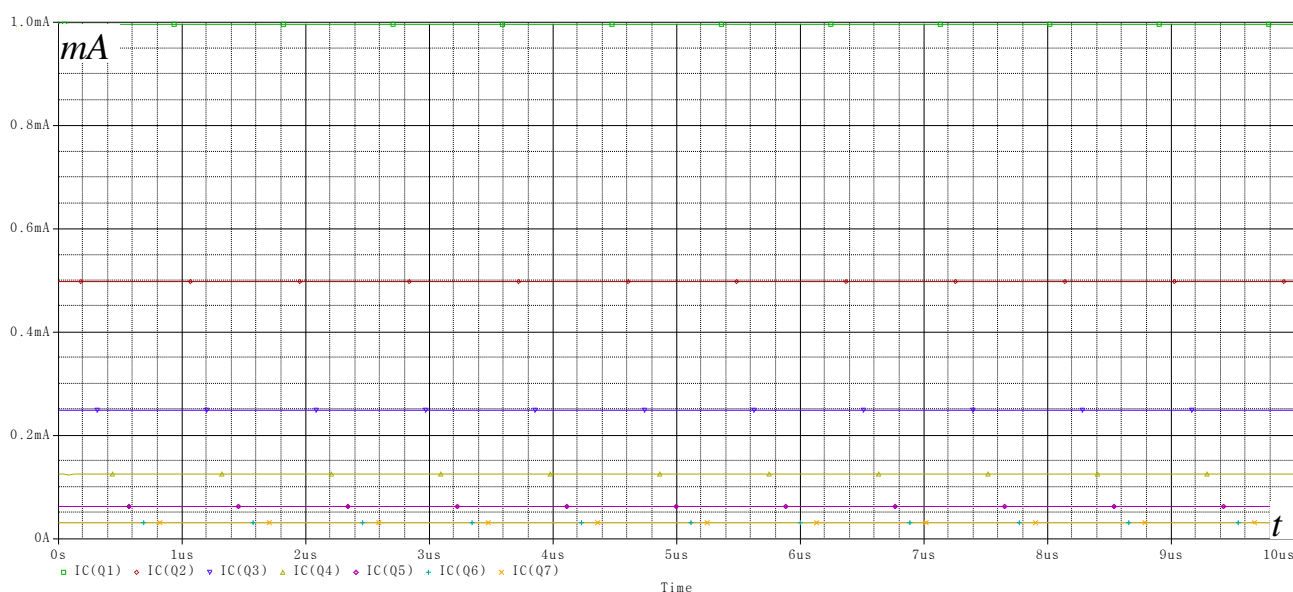


Рисунок 5.42 – Часові діаграми розрахунку моделі при збільшенні напруги живлення джерела V2

Третій шлях – збільшити номінальне значення резистору *RCALIBR* з тією самою метою. Але, з огляду залежності від інших елементів моделі, це зменшить рівень струмів, тобто й вихідний струм стане меншим від заданого.

Перевірка працездатності моделі ЦАП на ОП, рисунок 5.43 в діапазоні температур, рисунок 5.35, надала позитивний результат, рисунок 5.44.

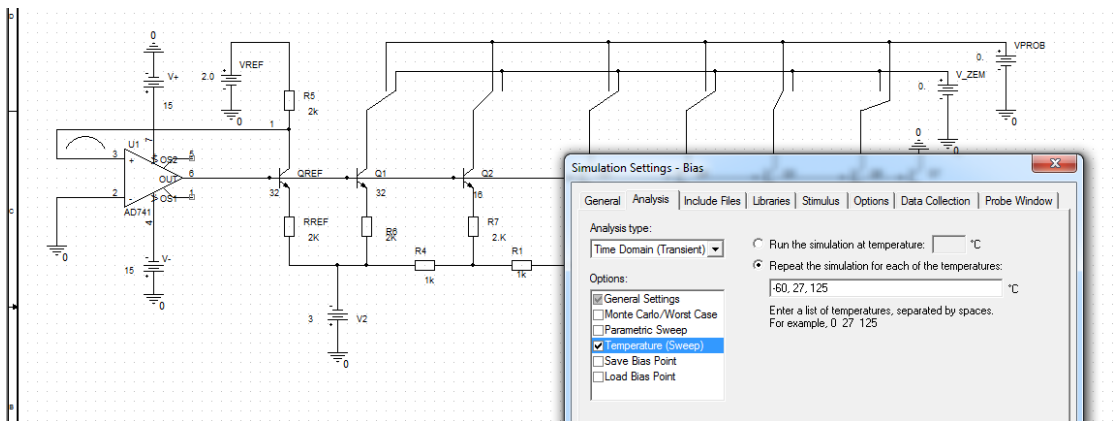


Рисунок 5.43. Перевірка працездатності ЦАП в діапазоні температур

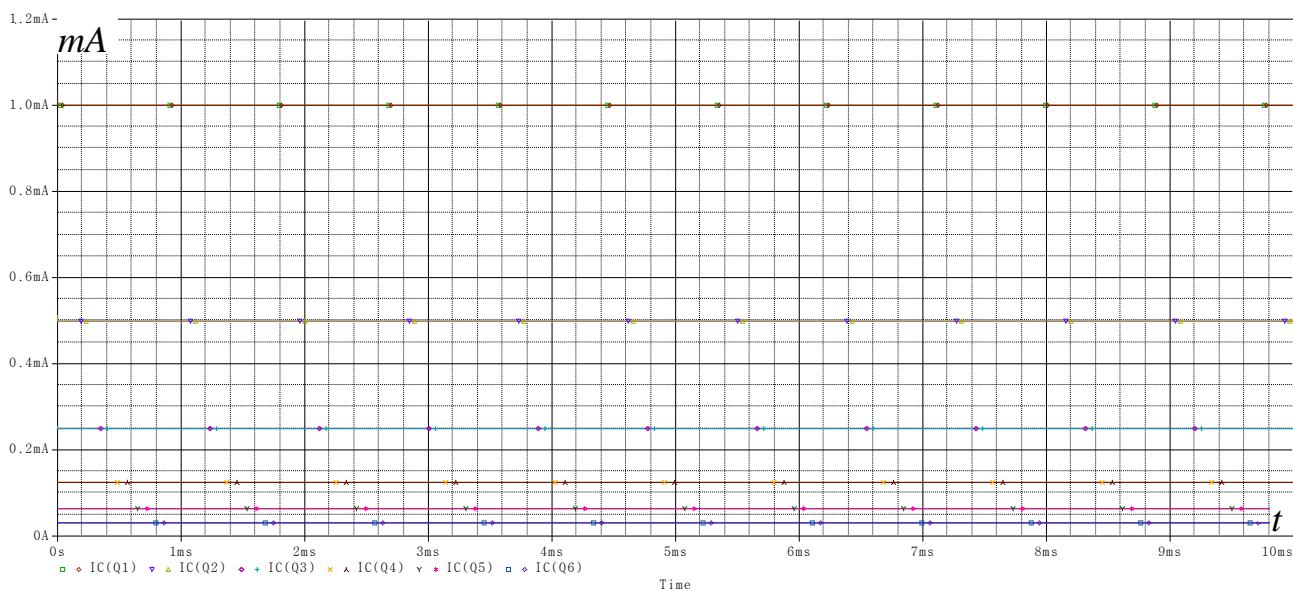


Рисунок 5.44. Часові діаграми розрахунку моделі ЦАП на основі ОП в діапазоні температур

Струми стабільні, відповідають двійковому закону та каліброваному значенню.

Отже, модель, рисунок 5.35, працездатна.

Висновок. Критерій працездатності моделі полягає в перевірці стабільності розрахунку в часовій області з нульовими початковими умовами в діапазоні температур.

5.7 Аналого-цифровий перетворювач порозрядного врівноваження

5.7.1 Особливості реалізації моделі АЦП на ДНКН

Розрахункова модель аналого-цифрового перетворювача порозрядного врівноваження на основі ДНКН наведена на рисунку 5.45.

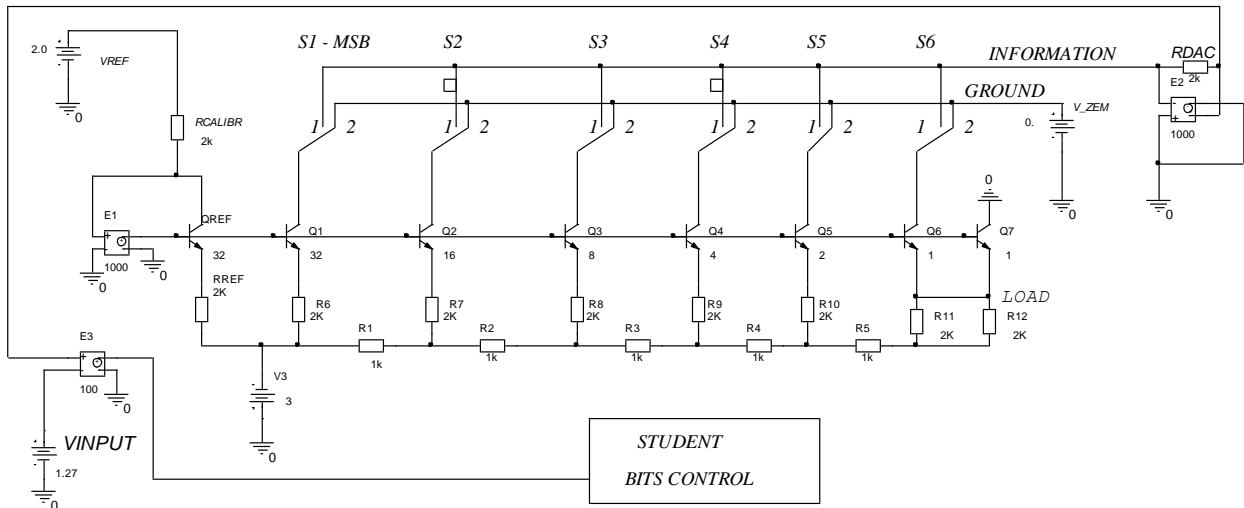


Рисунок 5.45 – Розрахункова модель АЦП

АЦП містить:

- цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП),
- джерело вхідного сигналу *VINPUT*,
- компаратор на основі джерела напруги, що керується напругою (ДНКН) *E3* вхідного сигналу *VINPUT* та вихідного сигналу ЦАП,
- перетворювач струм напруга на основі ДНКН *E2* та резистора зворотного зв'язку *RDAC*
- блок контролю двійкового коду *STUDENT BITS CONTROL*.

Тож на студента покладається управління процесом аналого-цифрового перетворення, чим й перевіряється знання алгоритму порозрядного врівноваження.

Основним блоком АЦП є цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП).

Варто нагадати, що ЦАП містить:

- Джерело опорної напруги (ДОН) *VREF*.
- Калібрований опорний резистор *RCALIBR*.

- Джерело напруги, що керується напругою (ДНКН) $E1$, еквівалент операційного підсилювача з можливістю встановлення будь-якого значення підсилення.
- Транзистор, що калібрує, $QREF$.
- Опорний резистор $RREF$.
- Резистивну матрицю типу R-2R до якої входять резистори $R1 \dots R12$
- Транзистори в функції генераторів струмів $Q1 \dots Q7$
- Адресні ключі $S1 \dots S6$
- Шини зчитування струмів $INFORMATION$ – для зчитування інформаційних струмів: на ключ надійшла «1», та $GROUND$ – для відведення струмів доповнення: на ключ надійшов – «0».
- Стан 1 кожного ключа S відповідає логічній «1», а стан 2 – логічному «0».
- До складу реального ЦАП не входить пробне джерело напруги з нульовою напругою V_ZEM , яке введене в дану модель для можливості контролю суми струмів в шині $GROUND$. Існування цього пробного джерела напруги дозволяє візуалізувати струм через нього, отже, – й через відповідну шину.

Вихідним сигналом цього ЦАП є струм. Отже, для реалізації АЦП напруги в напругу потрібен перетворювач струм-напруга. Цей перетворювач реалізовано на ДНКН $E2$ з резистором $B33 RDAC$.

5.7.2. Робота схеми

На початку роботи ЦАП, як основа АЦП виходить в робочу точку за допомогою еквівалента операційного підсилювача – ДНКН $E1$. На його виході за допомогою петлі балансування встановлюється така напруга в базі транзистора $QREF$, що струм його колектора дорівнює струму через калібрований опорний резистор $RCALIBR$, бо різниця між входами ДНКН $E1$ прагне до нуля з похибкою δ , й $\delta \approx 1/K$, де K – коефіцієнт підсилення.

Включення транзистора, що калібрує, $QREF$ таке саме як і транзистора в першому розряді $Q1$. Тому й струми мають бути однакові.

Матриця R-2R ділить кожною наступною коміркою напругу навпіл. Отже, й струми діляться навпіл. В останньому розряді R-2R має бути навантаження. Воно виконане та теж підключене до власного транзистора Q7.

5.7.3 Моделювання

Моделювання потрібно проводити за допомогою алгоритму порозрядного врівноваження. На початку всі ключі ЦАП встановлені в позицію «0». Тому початковий вихідний сигнал ЦАП дорівнює нулю. Суть алгоритму полягає в випробуванні кожного розряду ЦАП, починаючи зі старшого, для порівняння вхідного сигналу та сигналу ЦАП.

Якщо при спробі підключити розряд встановленням адресного ключа в стан «1» сигнал ЦАП перевищив вхідний, то такий розряд сприймається як неприйнятний, й ключ повертається в стан «0», в цей розряд вихідного коду заноситься «0» й надалі ключ перебуває в цьому стані до кінця врівноваження.

Якщо при спробі підключити розряд встановленням адресного ключа в стан «1» сигнал ЦАП не перевищив вхідний, то такий розряд сприймається як прийнятний, й ключ не повертається в стан «0», а залишається в стані «1», в цей розряд вихідного коду заноситься «0» й надалі ключ перебуває в цьому стані до кінця врівноваження.

В результаті виконується порозрядне наближення вихідного сигналу ЦАП до вхідного знизу.

Ніколи вихідний сигнал ЦАП в кінці врівноваження не перевищить вхідний.

Максимальний рівень вхідного сигналу визначається рівнем джерела опорної напруги та опором резистора $RDAC$. В такому випадку це – 4 В. Перевищення може статись лише при спробі чергового розряду, але це – тимчасово, бо пробна одиниця цього розряду буде скасована.

За алгоритмом порозрядного врівноваження випробуємо найстарший розряд, тобто перший розряд встановлюємо в «1», для цього ключ S1 переводимо в позицію 1.

Результат розрахунку при спробі першого розряду наведені на рисунку 5.46.

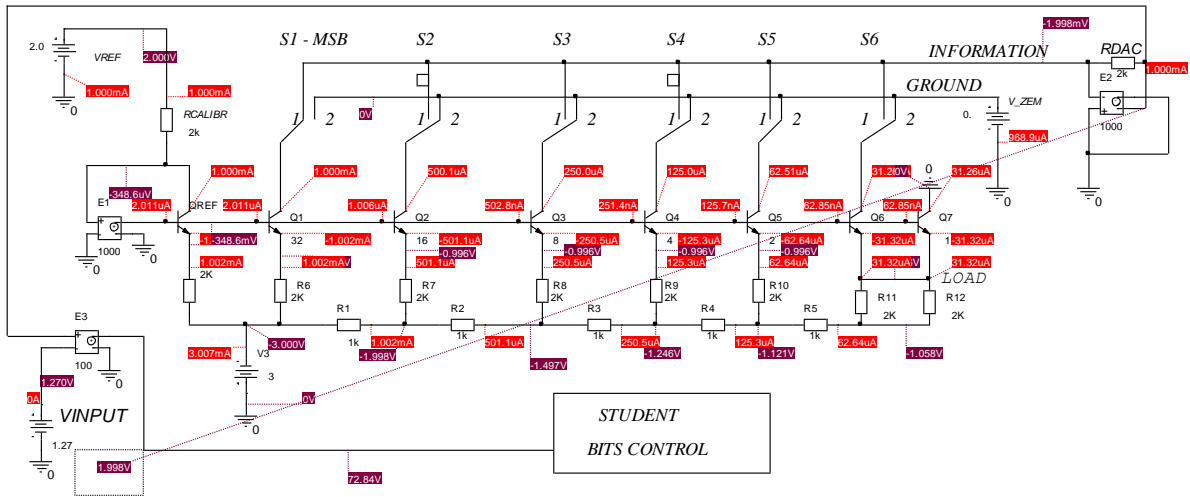


Рисунок 5.46 – Результат першого кроку порозрядного врівноваження

Струми відповідають двійковому закону. Отже, схема працює вірно й результату можна довіряти. Але вихідна напруга ЦАП перевищила вхідну. Тому компаратор показав високу напругу, а саме 72,84 В при встановленому підсиленні 100. За алгоритмом порозрядного врівноваження в код вихідного сигналу пишемо «0», ключ S1 переводимо назад в позицію 2, що відповідає «0».

Другим кроком пробуємо другий розряд. Для цього встановлюємо другий розряд в «1», тобто ключ S2 в позицію 1, та проводимо новий розрахунок. Маємо струми та напруги, рисунок 5.47. На цей раз вихідний сигнал ЦАП становить 0,999 В, що менше вхідної напруги. Компаратор показав різке зменшення напруги відносно 0 В, а саме -27,08 В. Отже, у вихідний код другий розряд вписується «1» й ключ S2 залишається в цьому стані.

Аналогічно випробуються останні розряди.

Отриманий цифровий код даної вхідної напруги становить 010100.

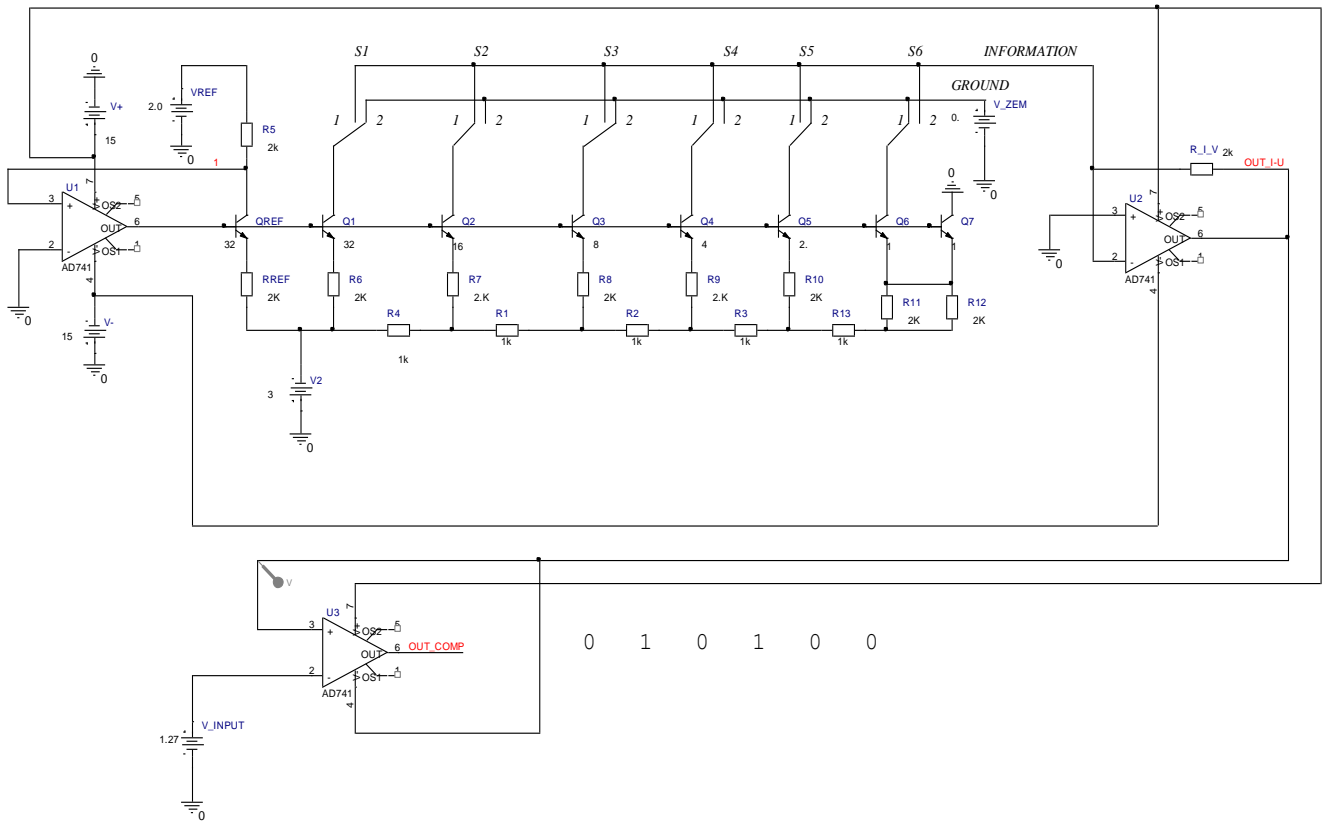


Рисунок 5.48 – Аналого-цифровий перетворювач порозрядного врівноваження на ОП

Отже, коли від впливу синфазної завади потенціал на виводах 7 підвищується, наприклад, на 1 В, то на виводах 4 він мусить зменшитися на 1 В. Модель з джерелами напруги, що імітують синфазну заваду, наведена на рисунку 5.49. Джерела-імітатори синфазної завади $V1$ та $V3$ включені послідовно до основних джерел живлення постійної напруги. Їх частота для першого експерименту встановлена на рівні частоти мережі 220 В, тобто 50 Гц. Саме на цій частоті найчастіше виникають проблеми з реальним динамічним діапазоном АЦП. А саме, чи не перевищує рівень шуму від синфазної завади пороговий рівень АЦП наймолодшого розряду. Аби перевірити рівень шуму за всіма розрядами відповідні ключі $S1...S6$ переведені в стан «1», аби зібрати максимальний сигнал синфазної завади. Тоді напруга на виході перетворювача струм-напруга (вивід 6 блоку $U2$), буде відтворювати рівень синфазного сигналу з частотою 50 Гц на рівні постійної напруги, що наближається знизу до подвоєного рівня джерела опорної напруги 2 В. Рівень вхідного сигналу завдано як 0 В.

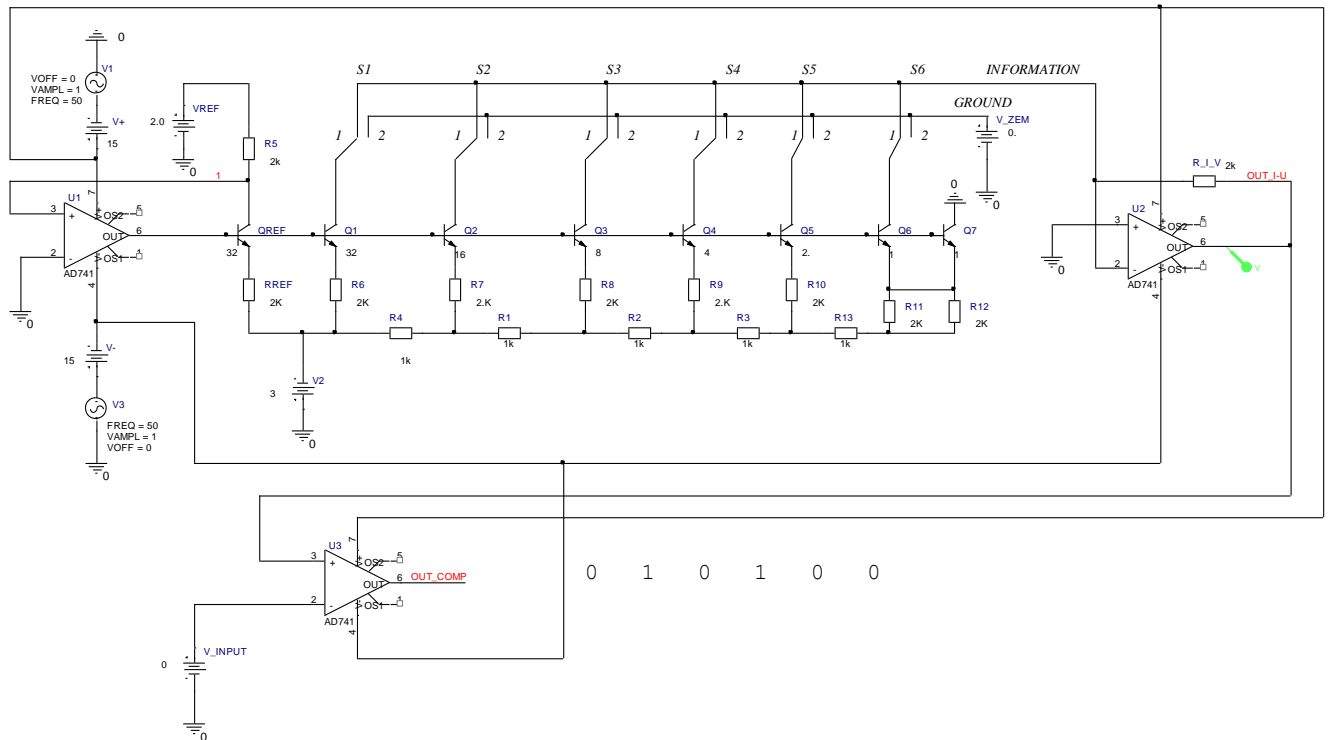


Рисунок 5.49 – Модель АЦП на ОП для дослідження впливу синфазної завади

Принципового значення це не має, але для загального контролю працездатності схеми потрібно зафіксувати умови дослідження.

1. Встановити тестові сигнали завади таким чином, аби рівні живлення коливались вгору та вниз синхронно. Таким чином, при заземлених та збалансованих входах сигнал заводиться через шини живлення.
2. Перевірка фаз джерел синфазного сигналу надана на часових діаграмах, рисунок 5.50.

Часова діаграма суміші корисного сигналу та синфазної завади на виході перетворювача струм-напруга (вивід 6 блоку U2) наведена на рисунку 5.51. Результат моделювання задовільний. Похибка від синфазної завади 1 В не перевищує 25% рівня напруги 62,5 мВ молодшого розряду АЦП.

З підвищенням частоти синфазної завади варто чекати зменшення амплітуди її проникнення на вихід. Адже еквівалентна модель ОП містить RC-ланцюжки, що інтегрують. Наприклад, при 5 кГц маємо результат зменшення синфазної завади до 100 мкВ, рисунок 5.52.

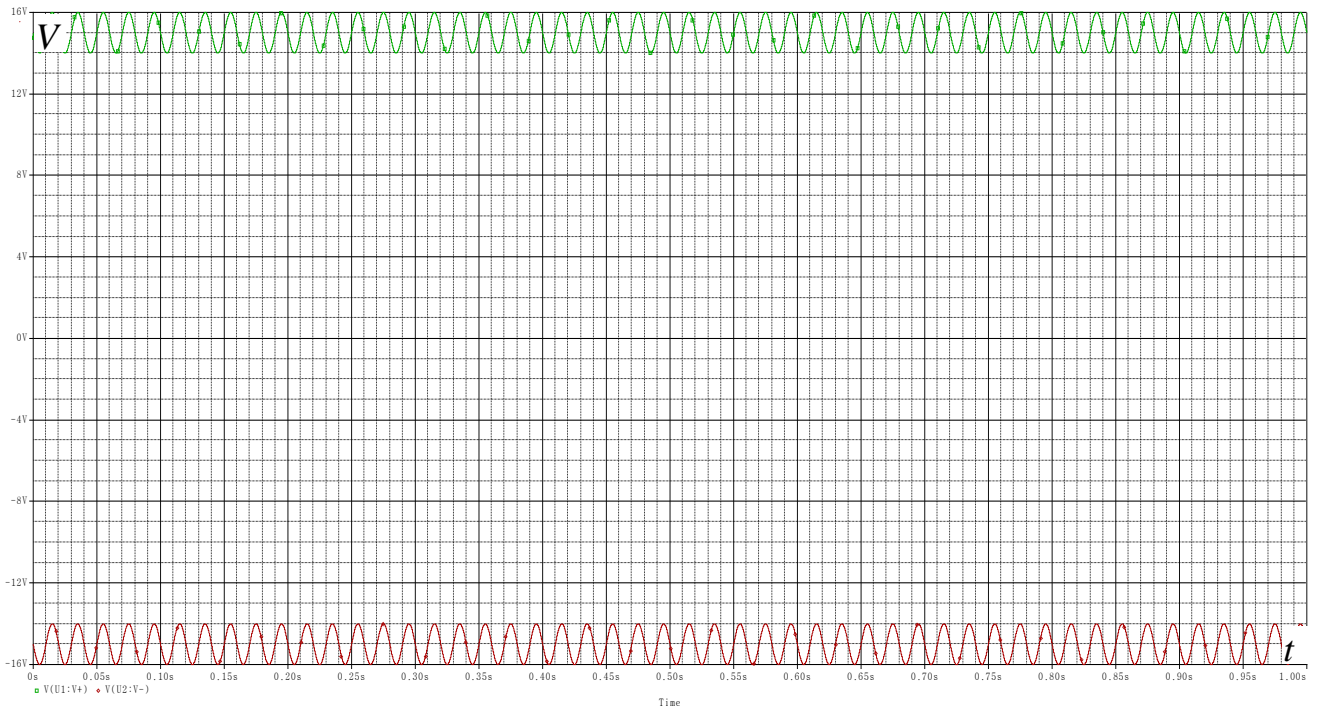


Рисунок 5.50 Перевірка фаз включення імітаторів синфазної завади V1 та V3

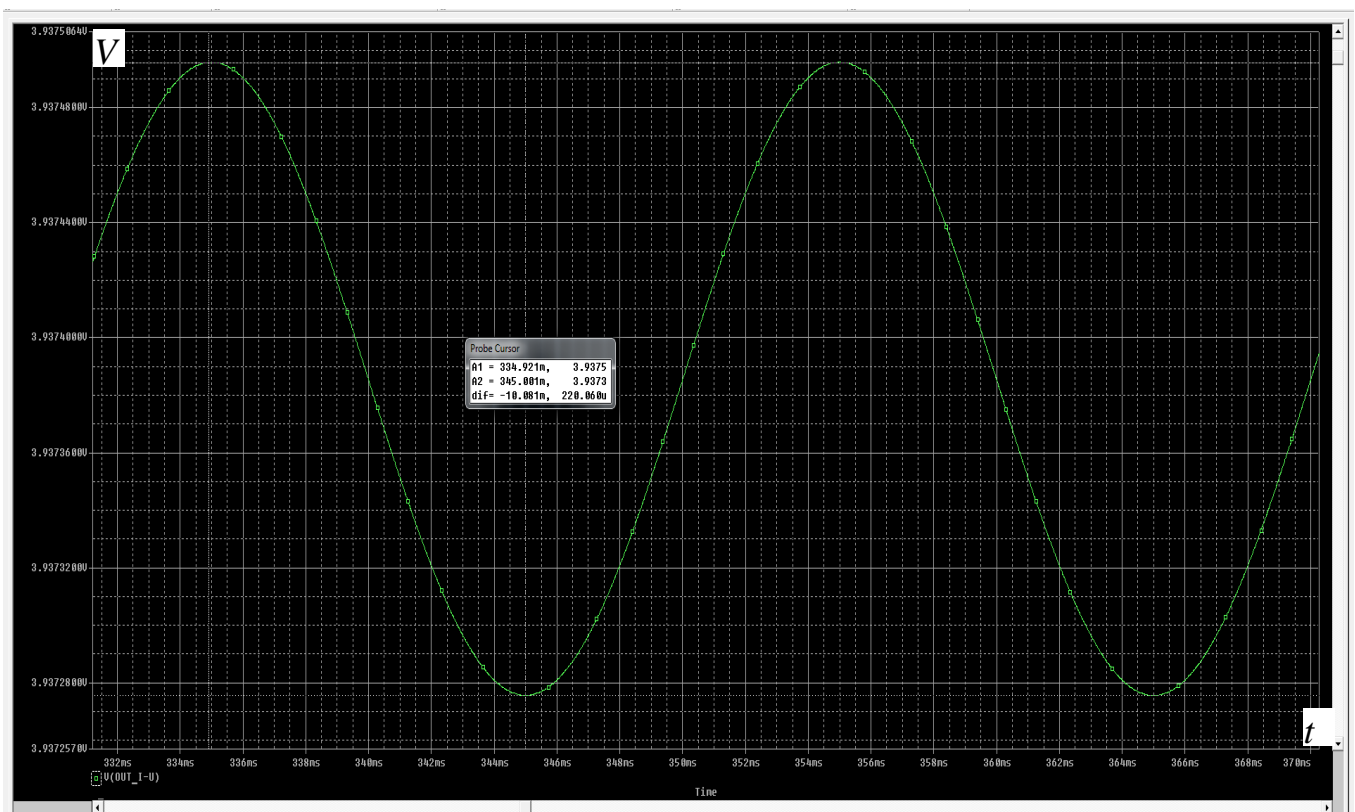


Рисунок 5.51 – Синфазна завада розмахом 10 мВ з частотою 50 Гц від всіх розрядів АЦП

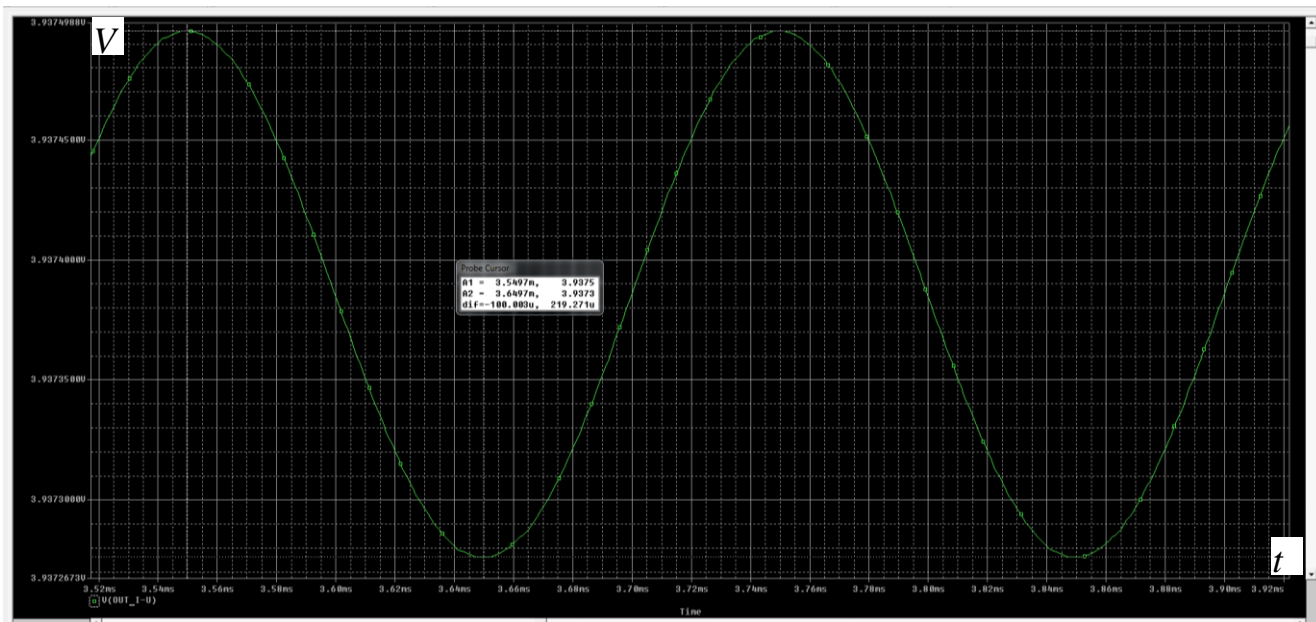


Рисунок 5.52 – Синфазна завада розмахом 100 мкВ з частотою 5,0 кГц від всіх розрядів АЦП

Контрольні питання до розділу 5

1. Які основні функціональні блоки містить перетворювач змінної напруги в постійну?
2. В чому полягає принцип перетворення струму до землі в напругу на основі ОП?
3. Чому модель перетворення струму в напругу на основі ДНКН стійка до синфазної завади?
4. В якій моделі утиснення синфазного сигналу буде кращим за умови однаковості підсилення $GAIN=K$: на ДНКН чи на ОП?
5. Відносно якого входу ОП розглядається рівень синфазного сигналу?
6. В чому полягає критерій коректності універсальної моделі вимірювання струмів з перетворенням в напругу?
7. Який склад моделі цифро-аналогового перетворювача на біполярних транзисторах?

8. Яким чином калібратор проводить балансування робочої точки ЦАП на біполярних транзисторах?
9. Яка основна властивість матриці R-2R?
10. За яким законом сформовані площі емітерів біполярних транзисторів в розрядах ЦАП?
11. Яка напруга між входами ДНКН в калібраторі?
12. Який критерій коректності підключення входів ОП в калібраторі ЦАП?
13. В чому причині діагностики про неможливість моделювання через малий крок?
14. Який склад моделі АЦП порозрядного врівноваження?
15. В чому суть алгоритму порозрядного врівноваження АЦП?
16. В чому суть критерію працездатності АЦП порозрядного врівноваження?

6 МЕТРОЛОГІЯ АМПЛІТУДНО-ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК (АЧХ) ТА ФАЗО-ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК (ФЧХ)

Нехай потрібно виміряти залежність від частоти параметра деякої частотно-залежної моделі: фільтра вищих чи нижчих частот, підсилювача, еквайзера тощо. Для таких потреб мінімально необхідно мати генератор синусоїдального сигналу, вольтметри змінної напруги та частотомір, які розраховані на роботу у відповідному діапазоні частот. Спрощена схема такого експерименту наведена на рисунку 6.1.

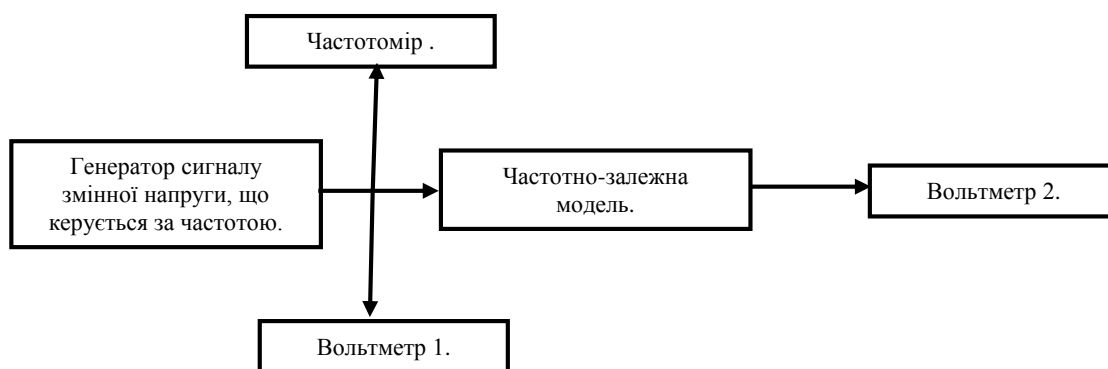


Рисунок 6.1 – Спрощена схема вимірювання залежності від частоти

«Вольтметр 1» вимірює рівень сигналу на вході частотно-залежної моделі, «Частотомір» визначає частоту вхідного сигналу, а «Вольтметр 2» – рівень змінної напруги вихідного сигналу.

Приклад лабораторного мультиметра, який може бути використаний як вольтметр й також містить блок генератора, наведено на рисунку 6.2.

Зазвичай при побудові частотної характеристики весь діапазон частот ділиться на певну кількість відліків частоти та крок за кроком, в кожній точці частотного діапазону, при налаштуванні генератора змінної синусоїдальної напруги на певну частоту проводиться вимірювання вихідної напруги та контроль вхідної. Але, чим керуватися при проведенні дослідження?

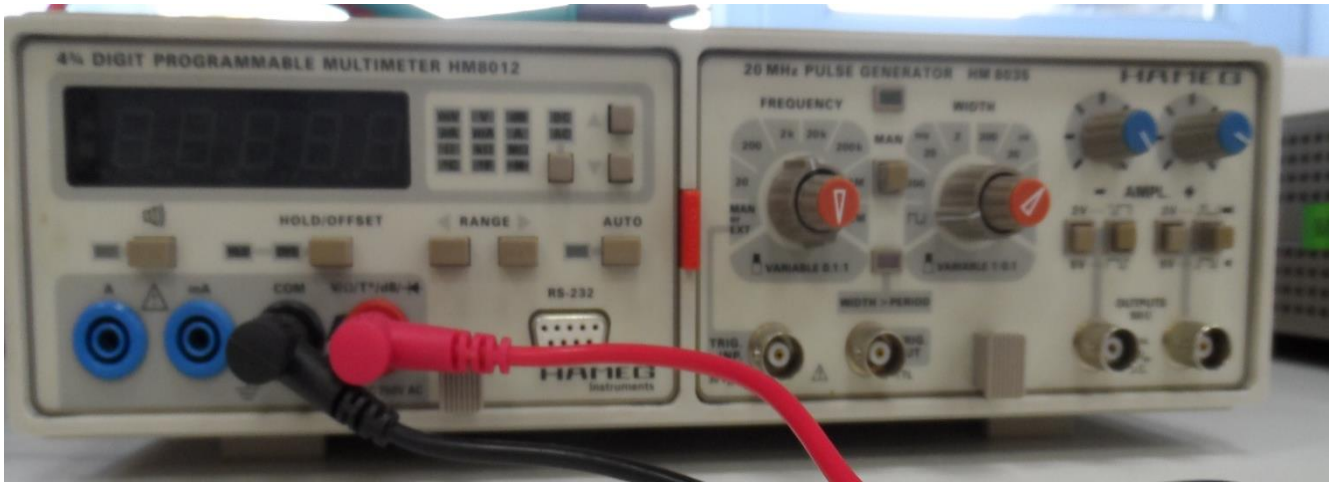


Рисунок. 6.2 – Лабораторний мультиметр, що містить блок генератора

Визначення 1. Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) — залежність амплітуди вихідного сигналу пристрою або системи передачі, підсилення або обробки сигналу від частоти вхідного сигналу сталої амплітуди.

Визначення 2. Амплітудно-частотна характеристика – це залежність відношення рівня змінної напруги вихідного сигналу від частоти до сталого рівня вхідного сигналу.

Визначення 3. Амплітудно-частотна характеристика – це залежність відношення рівня змінної напруги вихідного сигналу від частоти до рівня вхідного сигналу.

Яка різниця між трьома визначеннями?

Перше визначення не містить поняття характеру терміну як дріб, де в чисельнику рівень змінної напруги на виході пристрою, а в знаменнику – рівень вхідного сигналу. Отже, це визначення містить не повну інформацію.

Друге визначення – більш інформативне, бо містить поняття характеру терміну як дріб, де в чисельнику рівень змінної напруги на виході пристрою, а в знаменнику – рівень вхідного сигналу. Але є суто технічне питання: чи можливо взагалі забезпечити сталий рівень вхідного сигналу? Жоден генератор, що реально існує, на це не здатний, бо в змозі підтримувати рівень сигналу лише в межах певної похибки.

Третє визначення начебто враховує реальність похибки вихідного сигналу генератора, але повністю знімає обмеження на рівень вхідного сигналу. Виходить, що оператор, при визначенні АЧХ не зобов'язаний пильнувати рівень вхідного сигналу,

якщо, наприклад, відбувається його вимірювання одночасно з вимірюванням вихідного сигналу двохканальною вимірювальною системою. Але при цьому досліджувана схема може бути перевантажена за вхідним динамічним діапазоном. Але це ще не все.

Розглянемо ситуацію, коли через непередбачені обставини вихідна напруга U генератора з частотою $F=1\text{кГц}$ дрейфує з частотою мережі 50 Гц за законом

$$\Delta U = \text{Sin}(2\pi 50t),$$

що відображає рисунок 6.3.

Отже, зразу виникають суто технічні питання: чи придатний генератор, чи вірно зібрано метрологічна схема, чи відповідає технічним вимогам заземлення, чи потрібно додавати для контролю осцилограф, аналізатор спектру чи вимірювач нелінійних спотворень. Чи потрібно застосовувати фільтри або селективні вольтметри й т.і.

Основне питання полягає в тому, як вплине суміш частот на точність вимірювання АЧХ?

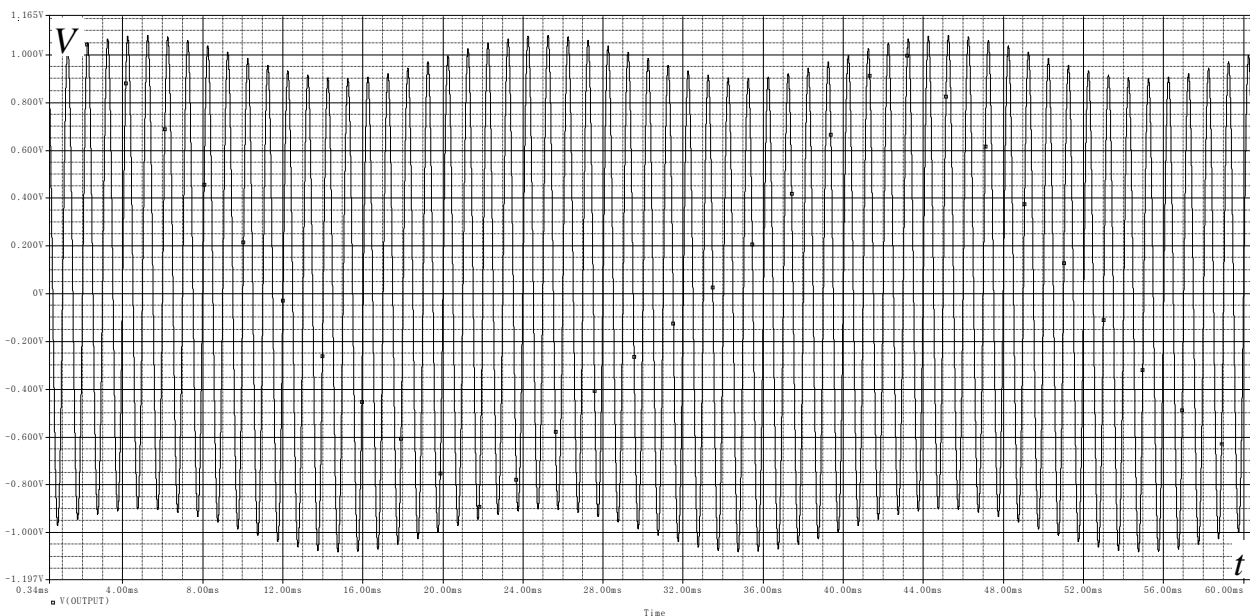


Рисунок 6.3 – Вплив завади з частотою 50 Гц на вихідний сигнал генератора

Таким чином, метрологічне визначення АЧХ мусить відображати рівень похибки вхідного та вихідного сигналу як за амплітудою, так і за частотою, а також за чистотою спектра або нормою нелінійних спотворень тестового вхідного сигналу. Отже, прийнятним буде таке визначення.

Визначення 4. Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) – це залежність відношення рівня змінної напруги вихідного сигналу від частоти до рівня вхідного сигналу, незмінність рівня, частоти та нелінійних спотворень якого в точках вимірювання підтримується в межах припустимої похибки.

Аналогічно фазо-частотна характеристика (ФЧХ) – це різниця між фазами вихідного та вхідного сигналу в усталеному режимі, коли незмінність рівня, частоти та нелінійних спотворень вхідного сигналу в точках вимірювання підтримується в межах припустимої похибки.

Доповнена схема вимірювання АЧХ наведена на рисунку 6.4.



Рисунок 6.4 – Доповнена схема вимірювання АЧХ

Схема вимірювання ФЧХ наведена на рисунку 6.5.

За цією схемою параметри генератора тестового вхідного сигналу змінної напруги, що керується за частотою, контролюються частотоміром, вимірювачем нелінійних спотворень та вольтметром. Напруга з цього генератора надходить не тільки в частотно-залежну модель, що досліджується, але ще й у фазометр, аби в приладі відбулося порівняння фази тестового та вимірюваного сигналу.

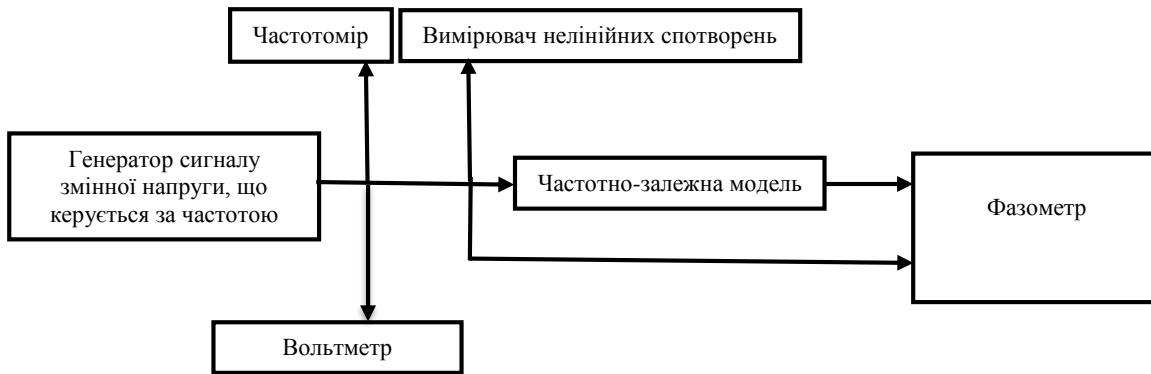


Рисунок 6.5 – Схема вимірювання ФЧХ

Приклад дослідження фазових явищ для RC-ланцюжків наведено на рисунку 6.6: $R1-C1$ RC-ланцюжок, що інтегрує, $R2-C2$ RC-ланцюжок, що диференціює.

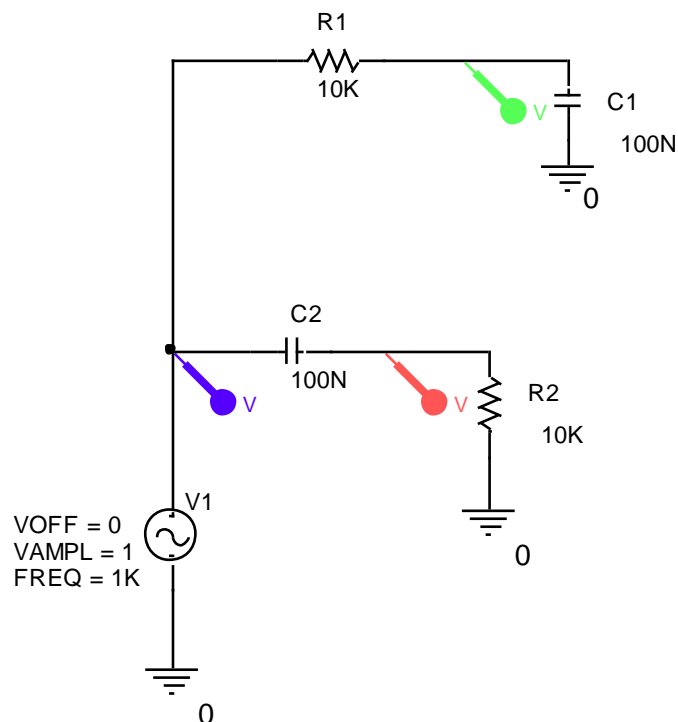


Рисунок 6.6 - RC-ланцюжки

Часові діаграми моделювання для RC-ланцюжків наведені на рисунку 6.7. Початок роботи моделі в даному випадку визначено нульовими початковими умовами.

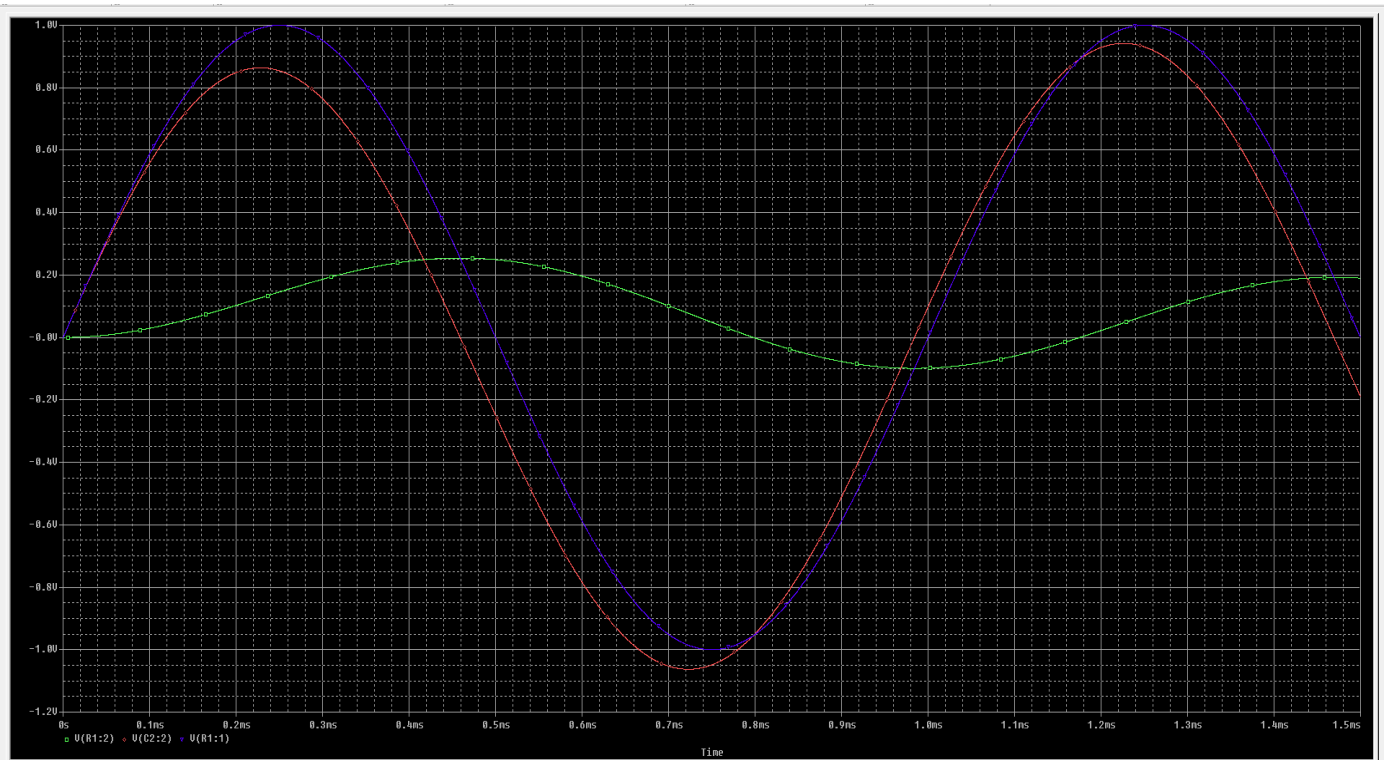


Рисунок 6.7 – Часові діаграми дослідження фази для RC-ланцюжків

Тобто конденсатори в момент $t=0$ розряджені і напруга на них дорівнює нулю. Для C_2 - R_2 вихідна напруга $U_{out} = VI - V_{C2}$. З іншої сторони за законом Ома $U_{out} = IR_2$. Коли вхідна напруга та напруга на конденсаторі зрівняються, то вихідна напруга буде дорівнювати нулю. Номінальні значення RC-ланцюжків однакові. Тому, **напруги на конденсаторах C1 та C2 однакові**, бо вони заряджаються однаковим струмом. Отже, коли вхідна напруга, що зображена діаграмою бузкового кольору, пересікає напругу на конденсаторі C1, що зображена діаграмою зеленого кольору, то це означає, що в цей момент вихідна напруга ланцюжка C_2 - R_2 повинна дорівнювати нулю. Дійсно, в цей момент червона діаграма, яка відображає напругу на резисторі R_2 перетинає «0», **випереджаючи вхідну напругу**.

То, що апруга на конденсаторі C1 відстає за фазою від вхідної зрозуміло: доки через резистор зарядиться конденсатор – мине певний час. А ось то, що на резисторі R2 напруга в точці 8,8 мс перетинає вхідну, доводить, що вона випереджає за фазою. Це не є порушенням причинно-наслідкового зв'язку. Все простіше. Конденсатор C2 за попередній час отримав заряд, отже на ньому утворилась напруга. Коли вхідний сигнал

змінився з позитивного на від'ємний, ця напруга буде деякий час протилежна вхідній, бо вона формувалась позитивною частиною змінної напруги.. Тож сума напруги вхідної та на конденсаторі $C2$, що формують вихідну напругу на резисторі $R2$, перетне точку «0» знизу до верху раніше, ніж вхідна.

Досліджувати ефект випередження за фазою можна за допомогою курсорів, як і в осцилографі, рисунок 6.8.

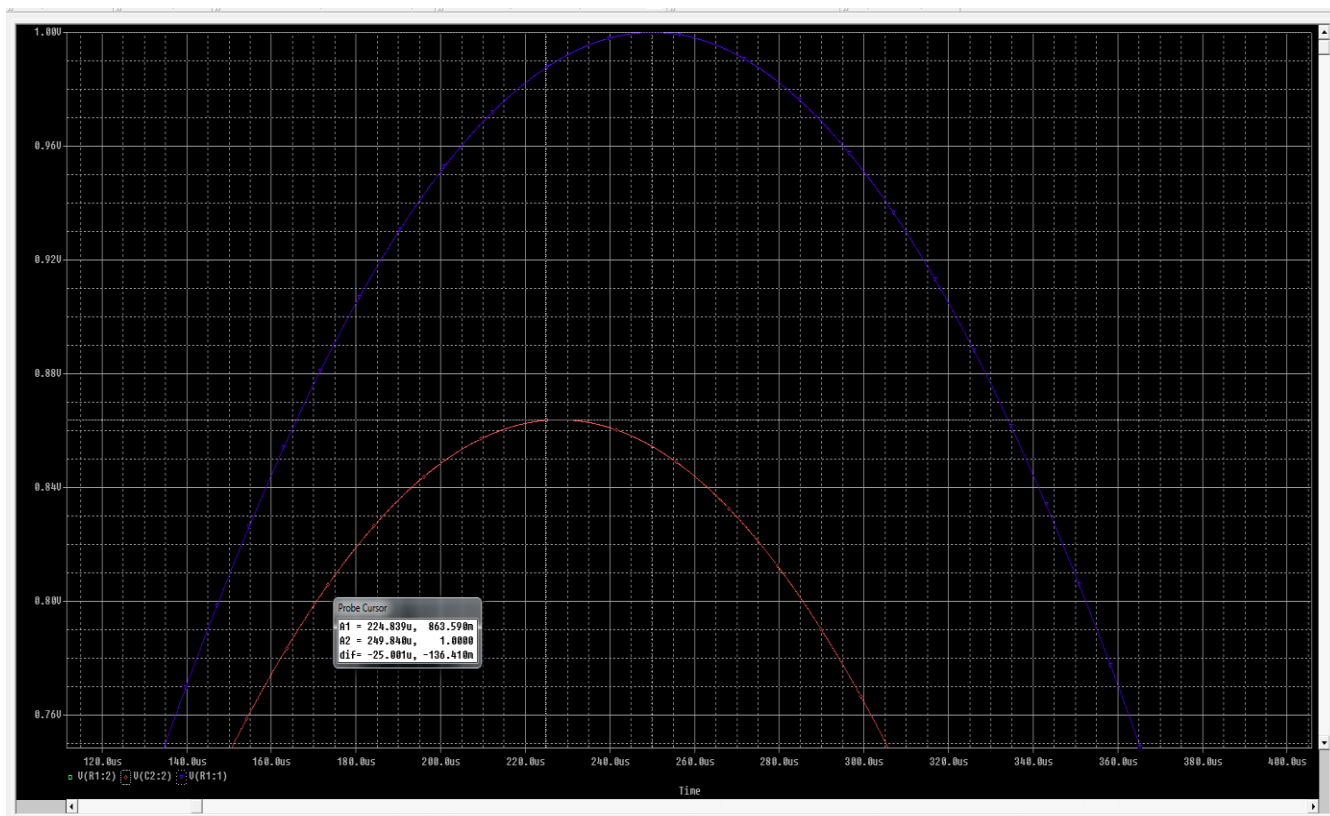


Рисунок 6.8 – Дослідження вершин коливань

Діаграми наочні, але має місце певна невизначеність у виборі точок курсорів за часом. Краще вибрати точки для курсорів за перетином рівня «0» за напругою, рисунок 6.9 та рисунок 6.10. На рисунку 6.9 діаграми перетинають рівень нульової напруги зверху вниз, а на рисунку 6.10 – знизу вгору. Результати вимірювання різні. То який з них коректний? Коректні обидва. Просто йде процес встановлення вихідної напруги відносно середнього значення. Для вимірювання з точністю 1% повинно пройти хоча би 10 періодів коливань.

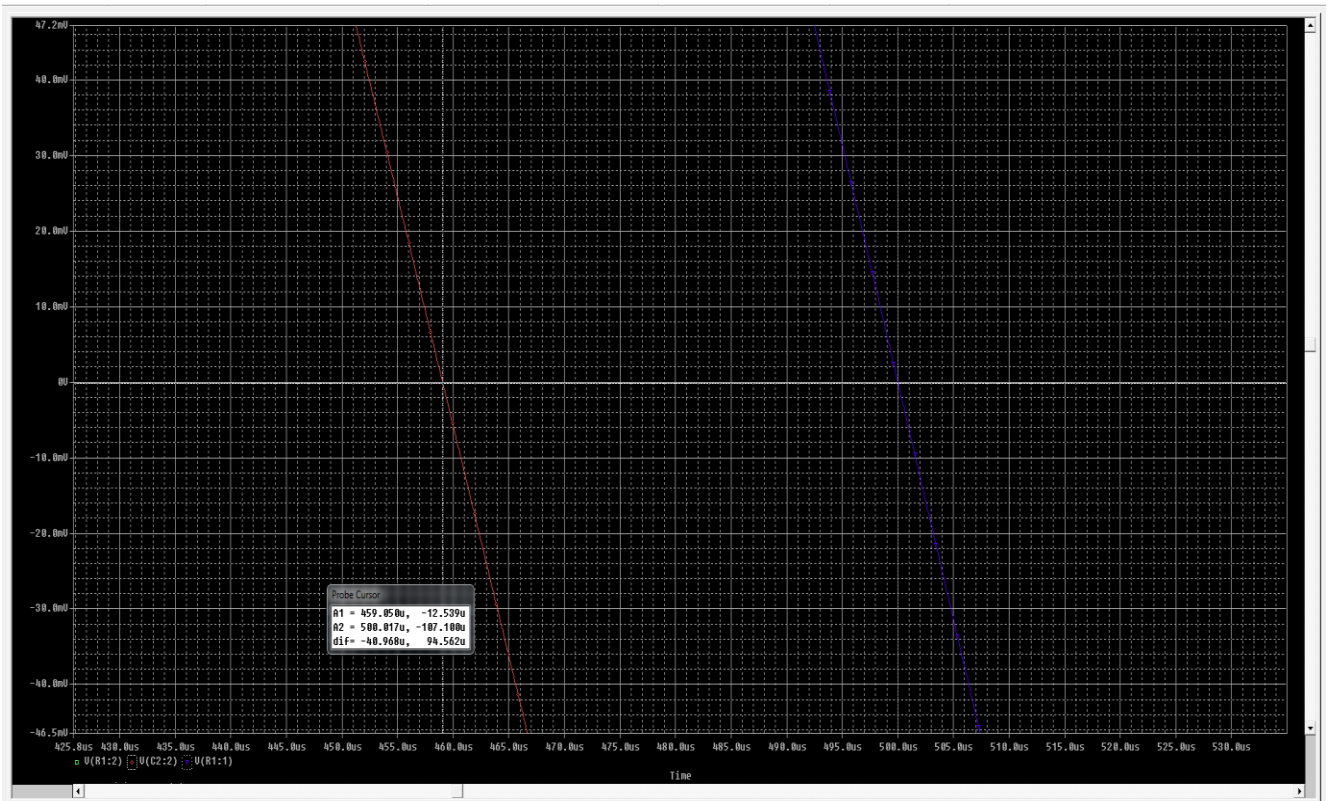


Рисунок 6.9 – Дослідження перетину рівня нульової напруги зверху вниз.

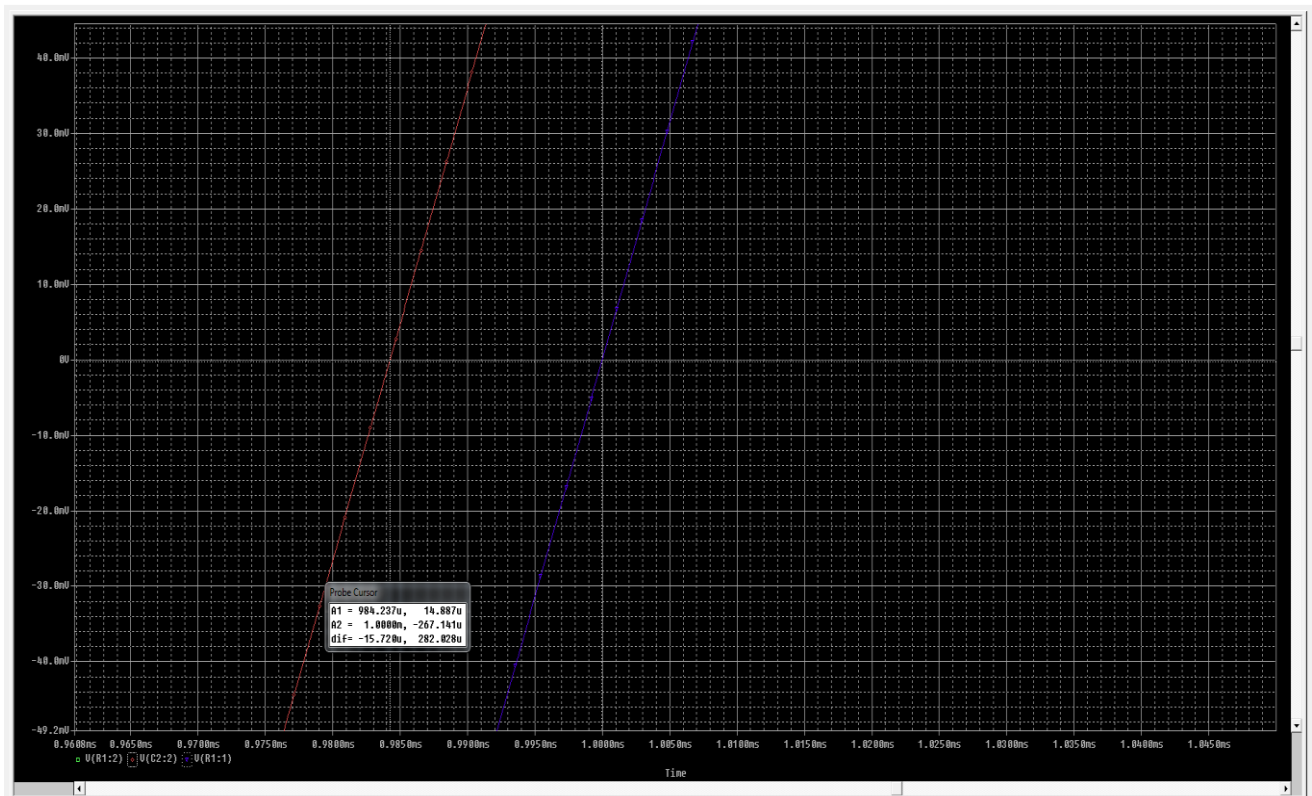


Рисунок 6.10 – Дослідження перетину рівня нульової напруги знизу вгору.

В поле видимості на рисунку 6.11 для порівняння додано діаграму зеленого кольору напруги на конденсаторі $C1$

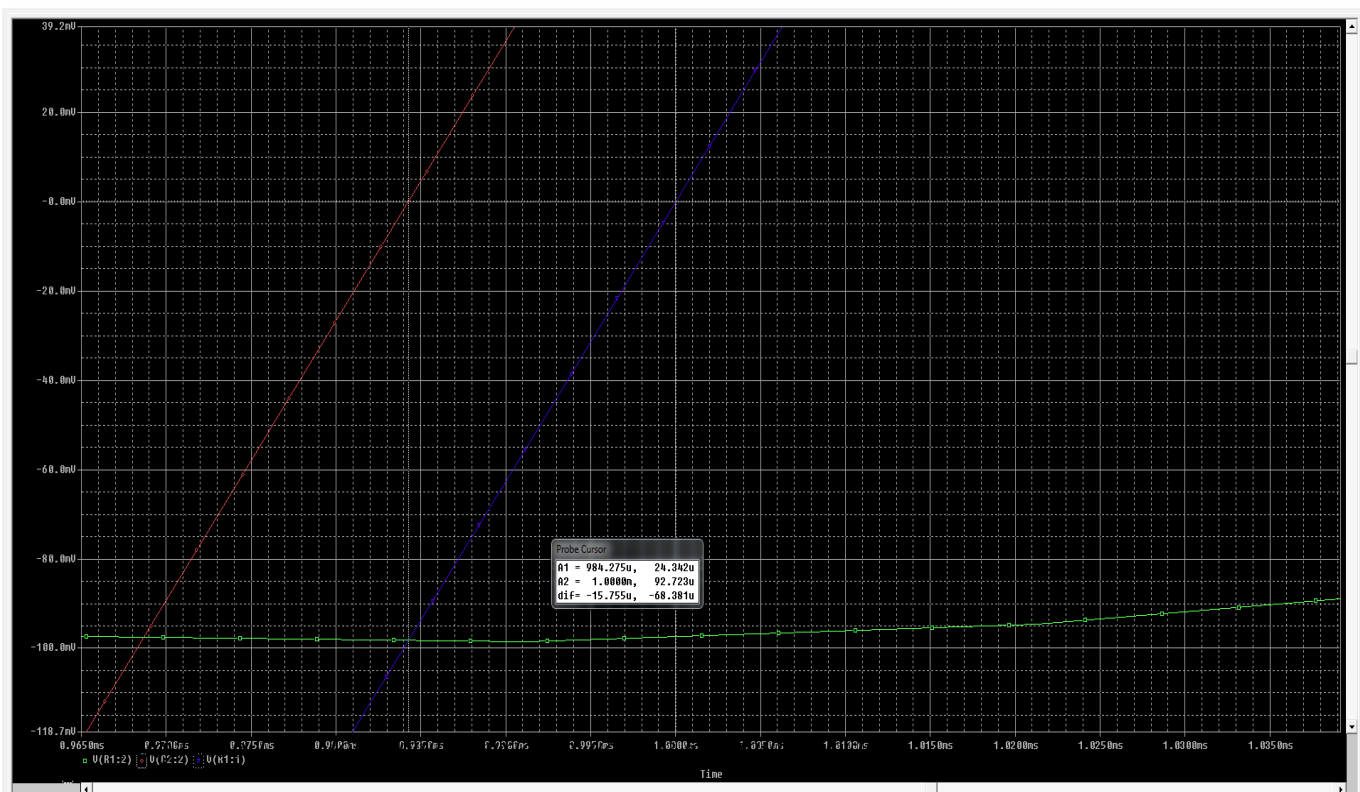


Рисунок 6.11 – Дослідження перетину рівня нульової напруги знизу вверх на фоні напруги на конденсаторі $C1$.

Нарешті, на рисунку 6-12 наведено часову діаграму вихідної напруги в усталеному режимі, що усереднився 14 періодів.

Висновок: ефект запам'ятовування напруги конденсатором в ланцюжку, що диференціює надає випередження за фазою за рахунок зменшення амплітуди вихідного сигналу порівняно зі вхідним.



Рисунок 6.12 – Дослідження усталеного режиму, усередненого за 14 періодів

Процес точкового вимірювання АЧХ та ФЧХ займає багато часу. За допомогою сучасного осцилографу, що обладнаний генератором сигналів, цей аналіз може бути автоматизований. Окрім того, дослідження фазової та амплітудної залежності від частоти може бути суміщено. Приклад одночасного вимірювання АЧХ та ФЧХ RC-ланцюжка, що диференціює, за допомогою цифрового осцилографу наведено на фото, рисунок 6.13-6.16.

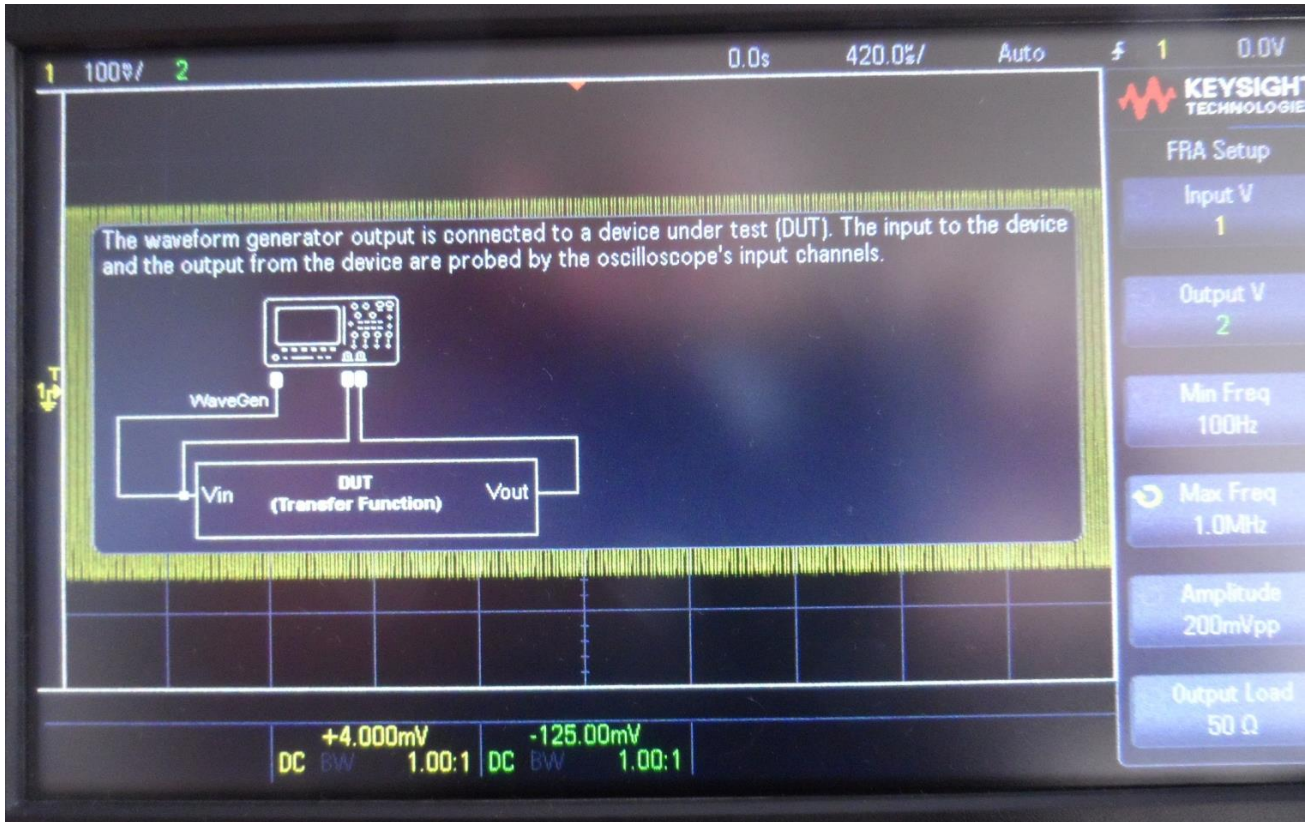


Рисунок 6.13 – Перший крок частотного аналізу – підключення макету



Рисунок 6.14 – Макет - RC - ланцюжок, що диференціює

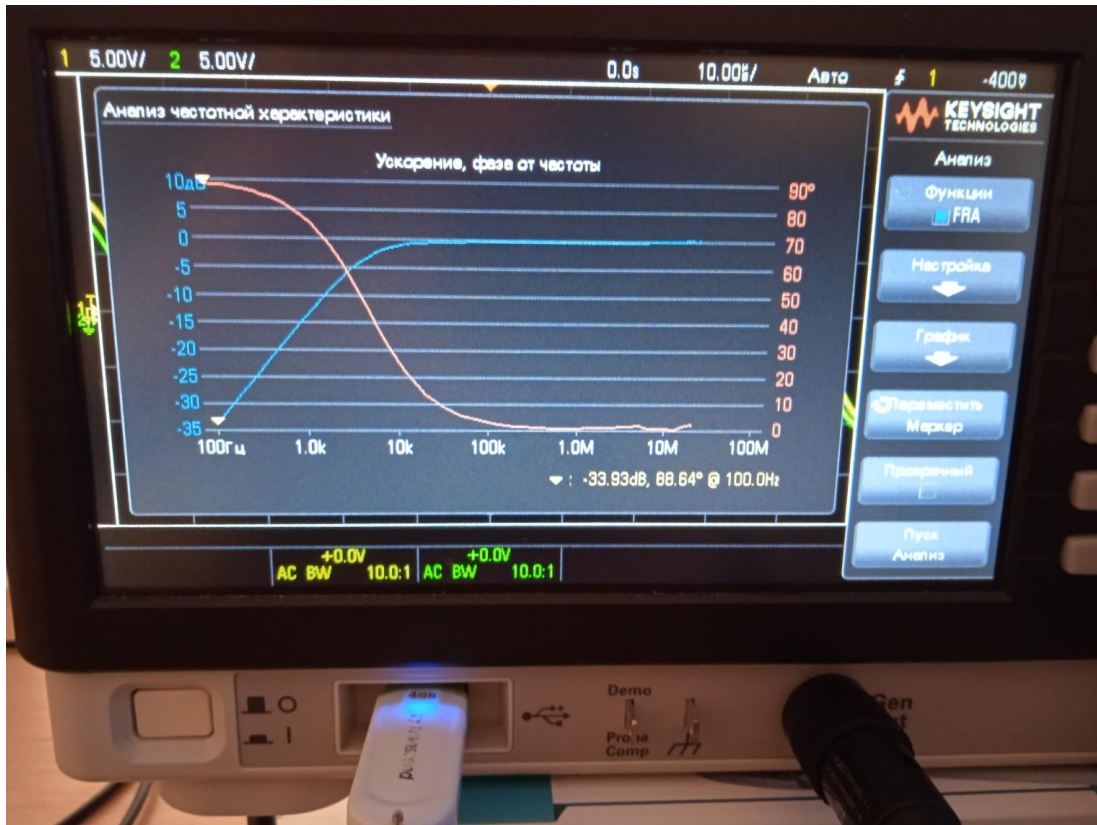


Рисунок 6.15 – Зберігання результатів аналізу на ФЛЕШ-диск

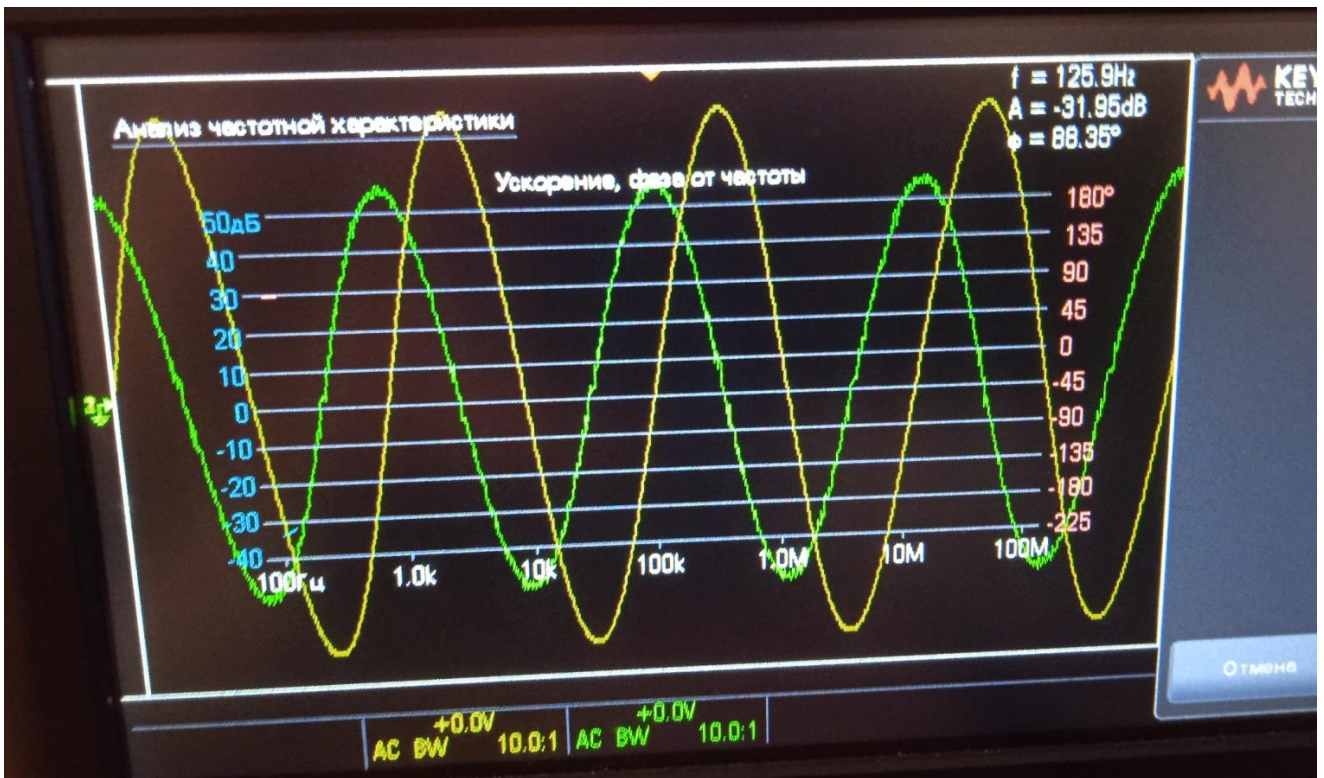


Рисунок 6.16 – Автоматичне вибирання точок вимірювання АЧХ та ФЧХ

Перший канал осцилографа та вихід генератора підключають до входу макета. Таким чином осцилограф отримує вхідні дані. Другий вхід осцилографа підключають до виходу макета.

РС-ланцюжок зібрано на затискачах-крокодилах пробників. Цим мінімізується похибка від довжини виводів компонентів макета. На частотах вище, ніж 1...2 МГц на АЧХ від довгих виводів можуть з'явитись додаткові прояви резонансних властивостей, яких не повинно бути в ланцюжку з одним реактивним елементом.

Значення частоти та напруги тестового вхідного сигналу на кожній частоті вимірювання записуються за першим каналом осцилографа як опорні дані. За другим каналом записуються відліки напруги та фази у вказаних точках частоти. За цими даними будується АЧХ та ФЧХ, рисунок 6.15.

Контрольні питання до розділу 6

1. Що таке амплітудно-частотна характеристика?
2. Що таке фазо-частотна характеристика?
3. Які прилади потрібні для дослідження АЧХ та ФЧХ?
4. В чому полягає класичний метод побудови АЧХ?
5. В якому випадку вимірювання АЧХ та ФЧХ будуть коректними?
6. В чому запорука коректності автоматизованого вимірювання АЧХ та ФЧХ цифровим осцилографом?

7 ВИМІРЮВАННЯ З ГАЛЬВАНІЧНИМ РОЗВ'ЯЗАННЯМ КОЛА ВИМІРЮВАННЯ ТА ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПРИЛАДУ

Уявімо таку задачу: потрібно виміряти напругу між двома вузлами «А» та «Б» електронної схеми, що живиться від джерела напруги, яке прив'язано до земляної шини мережі 220 В 50 Гц. Вимірювач – осцилограф, що також живиться від мережі 220 В, 50 Гц, але він, як і більшість таких приладів, не має диференційного входу. Якщо спробувати підключити точку землі осцилографа до точки «А» або «Б», то ця точка виявиться заземленою в схемі, що вимірюється, що приведе до порушення режиму роботи електронної схеми, можливо навіть з аварійними наслідками. Який вихід з такої ситуації?

Вирішення такої проблеми полягає в підключення кабелю живлення осцилографа до мережі 220 В через додатковий, так званий розв'язувальний трансформатор необхідної потужності у якого є дві обмотки, розраховані на 220 В. Первинна підключається до мережі 220 В, а до другої, вторинної, вже підключають осцилограф. Таким чином утворюється джерело напруги живлення, що «плаває». В цьому випадку земляний вхід осцилографа може бути безпечно підключений до вимірювальної схеми: чи то до вузла «А», чи до вузла «Б» в залежності від завдання щодо вимірювання. Такий самий підхід може бути застосований до будь-якого вимірювального приладу, що живиться від мережі 220 В та не має диференційного входу.

Звичайно, коли схема, що вимірюється, живиться від батарейного джерела напруги, то трансформатор, що розв'язує, тут не обов'язковий.

Аналогічно, коли осцилограф має автономне батарейне живлення, то також в цьому випадку маємо гальванічно розв'язані схему вимірювання і вимірювальний прилад й так само розв'язувальний трансформатор не є обов'язковим.

Контрольні питання до розділу 7

1. Що таке гальванічний зв'язок між моделлю та приладом з єдиним (не диференційним) входом?
2. Що таке джерело напруги, яке «плаває»?

3. Що таке трансформатор, який розв'язує?

ВИСНОВКИ

1. Існує велика різниця у підходах щодо вимірювань відносно землі та відносно ненульового рівня синфазного сигналу.
2. Синфазна завада викликає відмову простих каскадів підсилення при підключенні транзисторів з спільним емітером.
3. Подолання цієї проблеми можливо за рахунок диференційного підсилення слабких сигналів на фоні синфазної завади.
4. Диференційне підсилення можливе навіть за допомогою найпростіших диференційних підсилювачів.
5. Найпростіший диференційний підсилювач має ваду, яку принципово не можливо усунути: струм через резистор, що імітує генератор струму диференційної пари, залежить від рівня вхідного сигналу. Тому в найпростішому диференційному підсилювачі синфазний сигнал обов'язково частково пройде на вихід підсилювача. Частка цього сигналу визначається простою формулою.
6. Для істотного зменшення проникнення синфазного сигналу на вихід диференційного підсилювача потрібен генератор струму для диференційної пари транзисторів, що не залежить від вхідного синфазного сигналу. Такий генератор струму може бути виконаний як дзеркало струму.
7. Операційний підсилювач – це диференційний підсилювач, до якого додано вихідний каскад для розширення діапазону вихідної напруги та зменшення вихідного опору. Тому утиснення синфазного сигналу в операційному підсилювачі зазвичай відбувається у вхідному диференційному каскаді.
8. Для підсилення малого рівня напруги на фоні синфазного сигналу в універсальних приладах радіоелектронної апаратури потрібно застосовувати вимірювальні підсилювачі з високим ступенем утиснення синфазних сигналів та синфазних завад, що надходять через джерела живлення.
9. При конструюванні цифро-аналогових та аналого-цифрових перетворювачів критерієм працездатності моделі є перевірка у часовій області зі стартом обчислень

за нульових початкових напругах на конденсаторах та струмах котушок індуктивності. Перевірка повинна проводитись в діапазоні робочих температур.

10. При отриманні діагностики щодо замалого кроку у вирішенні алгебро-диференційних рівнянь моделі необхідно провести експрес-аналіз та визначити причину надмірної похибки у вирішенні. Зазвичай причиною є велика різниця напруги між вхідними вузлами елемента підсилення. Для блокування такої шкідливої діагностики доцільно:

- до розрахункової моделі додавати конденсатори, які фільтруватимуть перепади напруги
- збільшити ліміт ітерацій
- дозволити застосувати алгоритми прискорення розв'язання
- ввести ліміт на ширину кроку інтегрування

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. ДСТУ 3956-2000. Технічні засоби вимірювання та керування в промислових процесах. Ч. 1. Основні поняття. Терміни та визначення. Вид. офіц. Київ: Держстандарт України, 2000.
2. Cadence. Free eBook. What's at Stake in System Design? [Електронний ресурс] – URL:
www5.cadence.com/newsletter-subscription-msa-ebook-all-ip.html?utm_source=uberflip&utm_medium=cta&utm_campaign=msa-ebook
3. Павлов Л. М. Структурна і параметрична оптимізація джерела опорної напруги / Л. М. Павлов, Д. Ю. Лебедев. // Вісті вищих учбових закладів. Радіоелектроніка. – 2022. – №7. – С. 433–442. – URL:
<https://doi.org/10.20535/S0021347022070044>
<https://ela.kpi.ua/handle/123456789/57442>
4. Державний стандарт України. ПІДСИЛЮВАЧІ ОПЕРАЦІЙНІ. Терміни та визначення. ДСТУ 2305-93. Вид. офіц. Київ: ДЕРЖСТАНДАРТ УКРАЇНИ, 1993.

5. Павлов Л.М. Основи метрології. Конспект лекцій до вивчення кредитного модуля дисципліни «Основи метрології»: навчальний посібник для студентів спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад. Л. М. Павлов. – Електронні текстові данні (1 файл: 4,12 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 126 с. - 5,5 авт. арк. – [Електронний ресурс] – URL: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/36943>.
6. Павлов Л.М. Повышение сопротивления генератора тока / П. Г. Мережаный, Л. Н. Павлов // Electronics and Communications : научно-технический журнал. – 2014. – Т. 19, № 4(81). – С. 9–14. – Библиогр.: 5 назв. – URL: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/10898>
7. Павлов Л.М. Повышение нагрузочной способности операционного усилителя. ISSN 1811-4512. ElectronComm 2015, Vol. 20, №3(86), p. 23-3. – URL: https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/17559/3/EiS2015-3_03_Pavlov.pdf
8. Павлов Л. М. Датчик режима насыщения выходного n-p-n – транзистора // П. Г. Мережаный, Л. Н. Павлов // Electronics and Communications : научно-технический журнал. – 2013. – № 3(74). – С. 9–13. – Библиогр.: 3 назв. – URL: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/5002>

РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА

1. Цюцюра С.В., Цюцюра В.Д. Метрологія, основи вимірювань, стандартизація та сертифікація. Київ. «Знання» – 2005, – 242 с.
2. Солтис І.В., Деревянчук О.В. Основи метрології. Навчальний посібник. Чернівці. 2021, – 152 с. [Електронний ресурс] – URL: https://archer.chnu.edu.ua/jspui/bitstream/123456789/3186/1/Осн_метр.pdf
3. Сусліков Л.М., Студеняк І.П. МЕТРОЛОГІЯ ТА ВИМІРЮВАННЯ. навчальний посібник для студентів фізико-технічних спеціальностей. УЖГОРОД – 2014, – 292 с. – URL:

<https://dspace.uzhnu.edu.ua/jspui/bitstream/lib/45061/1/МЕТРОЛОГІЯ%20ТА%20ВИМІРЮВАННЯ.pdf>

4. Ігнаткін В. У., Томашевський О. В., Матюшин В. М. ОСНОВИ МЕТРОЛОГІЇ. Навчальний посібник під редакцією В. У. Ігнаткіна. Запоріжжя. ЗНТУ. – 2017. – 120 с. [Електронний ресурс] – URL:

http://eir.zntu.edu.ua/bitstream/123456789/2174/1/Yhnatkyn_Basics_of_metrology.pdf