

КИЇВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

ІМЕНІ ТАРАСА ШЕВЧЕНКА

ФАКУЛЬТЕТ РАДІОФІЗИКИ ЕЛЕКТРОНІКИ ТА КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ

Кафедра радіотехніки та радіоелектронних систем

До захисту допущено:

«На правах рукопису»

Завідувач кафедри _____ Ігор АНІСІМОВ

18 травня 2023 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА МАГІСТЕРСЬКА РОБОТА

на тему:

**«Аналоговий обчислювальний пристрій для моделювання
вимушених коливань у контурі»**

Виконав:

студент 2-го курсу магістратури

денної форми навчання

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

ОНП «Інформаційна безпека телекомунікаційних систем і мереж»

Франков Володимир Віталійович _____

Науковий керівник:

к.ф.-м. н., доц. Кельник Олександр Ігорович _____

Рецензент:

к.ф.-м. н., доц. Пономаренко Сергій Миколайович _____

Засвідчую, що у цій магістерській роботі

немає запозичень з праць інших авторів без

відповідних посилань

Студент _____

Робота допущена до захисту в ЕК рішенням кафедри радіотехніки та радіоелектронних систем від 18 травня 2023 р., протокол № 18.

Завідувач кафедри радіотехніки та радіоелектронних систем,

доктор фіз.-мат. наук, професор

Анісімов Ігор Олексійович _____

ЗМІСТ

ВСТУП.....	3
РОЗДІЛ 1. Операційні підсилювачі та їх застосування.....	5
1.1. Особливості операційного підсилювача.....	5
РОЗДІЛ 2. Типи операційних підсилювачів.....	7
2.1. Інвертуючий підсилювач	7
2.2. Неінвертуючий підсилювач.....	9
РОЗДІЛ 3. Суматори, інтегратори та диференціатори на основі операційного підсилювача.....	10
3.1. Інвертуючий суматор.....	10
3.2. Неінвертуючий суматор.....	12
3.3. Інтегратор.....	13
3.4. Диференціатор.....	15
РОЗДІЛ 4. Розробка схеми за допомогою MultiSim.....	17
4.1. Проведення тестового моделювання розробленої схеми за допомогою програми MultiSim.....	24
ВИСНОВОК.....	29
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	30
ДОДАТОК.....	31

ВСТУП

Електроніка в своєму промисловому розвитку має два напрямки.

Перший - це напрямок інформаційний, до нього входять системи та електронні засоби вимірювання, керування та контроль в різних технологічних процесах на виробництві, в біології, в медицині, в наукових дослідженнях. Генератори напруг, підсилювачі сигналів, струмів, індикаторні пристрої, лічильники - загалом це все можна назвати пристроями та системами інформаційної електроніки, що базується на використанні інтегральних мікросхем.

Другий - промисловий (силовий) напрям, що являє у собі перетворення струмів для потребностей промислової електроенергетики, електричного транспорту, металургійної промисловості та ін. Одними з основних видів електричних систем є керовані перетворювачі, інвертори, випрямлячі.

За своїм способом формування сигналів і передавання, електронні системи поділяються на два класи - аналогові та дискретні.

Електронні пристрої і системи аналогового класу, призначені для прийому, перетворенню та передачі електричного сигналу, що змінюється згідно закону про безперервну функцію. В аналогових електронних системах реальним фізичним величинам на вході давача є відповідне однозначне, визначне в цілому значення обраного електричного параметра струму, змінного або постійного. Це може бути напруга або струм на ділянці електричного кола, частота, фаза та ін. До того ж як сама фізична величина, а також і її електричний еквівалент, отримують нескінченну кількість значень, можуть бути визначені у будь-який довільний момент часу та мінятися в одному й тому ж масштабі часу. Також, варто виділити такий важливий момент, що електричний еквівалент несе в собі вичерпну інформацію про дійсний процес, хоч і в цілому моменти, коли дійсна величина набуде відповідного значення та коли ми отримаємо її повний електричний еквівалент, можуть різнитися, тобто між цими подіями цілком може бути деяка затримка в часі.

До переваг аналогових систем і пристроїв, я можу віднести теоретично досягнути максимальну швидкодію та точність, а також простоту цієї системи, із вагомих недоліків можу виділити незадовільну завадостійкість

і також нестабільність параметрів, що зумовлені досить великою залежністю пристроя від зовнішніх факторів, що дестабілізують систему: температура, час, який має свій безпосередній вплив на елементи пристроя, вплив зовнішніх полів, значні спотворення сигналу під час передавання на велику відстань, труднощі, які можуть нас спіткати під час тривалого зберігання результатів, а також мала енергоефективність.

Немає жодних сумнівів, що цифрова електроніка наразі займає левову долю ринку електронних пристроїв, але, незважаючи на всі переваги цифрової електроніки перед аналоговою, витіснити її (аналогову електроніку) вона не зможе, адже навіть фізичні процеси, за допомогою яких електрична система отримує інформацію, мають аналогове походження і в такому випадку нам потрібні аналогоцифрові та цифроаналогові пристрої.

РОЗДІЛ 1. Операційні підсилювачі та їх застосування

Операційні підсилювачі, як інтегральні мікросхеми загального призначення, знаходять широке застосування в різних функціональних пристроях. Шляхом використання зворотного зв'язку на операційних підсилювачах можна створити багато пристроїв, які здатні перетворювати аналогові вхідні сигнали.

Операційний підсилювач дає можливість використовувати як негативний, так і позитивний зворотний зв'язок. Для отримання позитивного зворотного зв'язку необхідно підключити сигнал з виходу операційного підсилювача до неінвертуючого входу за допомогою кола НЗЗ. Ця комбінація негативного і позитивного зворотних зв'язків використовується при розрахунку параметрів активних фільтрів, генераторів та інших пристроїв.

Давайте розглянемо кілька основних застосувань операційних підсилювачів.

1.1 Особливості операційного підсилювача

Операційний підсилювач (ОП) є пристроєм з двома вхідними пінами і одним вихідним піном, який функціонує як диференціальний підсилювач [В. В. Григоренко, “Пристрої аналогової електроніки”]. Використання двополярного живлення дозволяє забезпечити нульові потенціали на вхідних і вихідних контактах ОП. ОП має важливу особливість - він надає набагато більший коефіцієнт підсилення, ніж може забезпечити один диференціальний каскад. Тому зазвичай він будується за допомогою багатокаскадної схеми. Наведена нижче спрощена принципова схема (Рис.1) типового ОП, в якій відсутні додаткові компоненти, і вона широко використовується в розробках прецизійних інтегральних ОП, зокрема для створення вимірювальних підсилювачів.

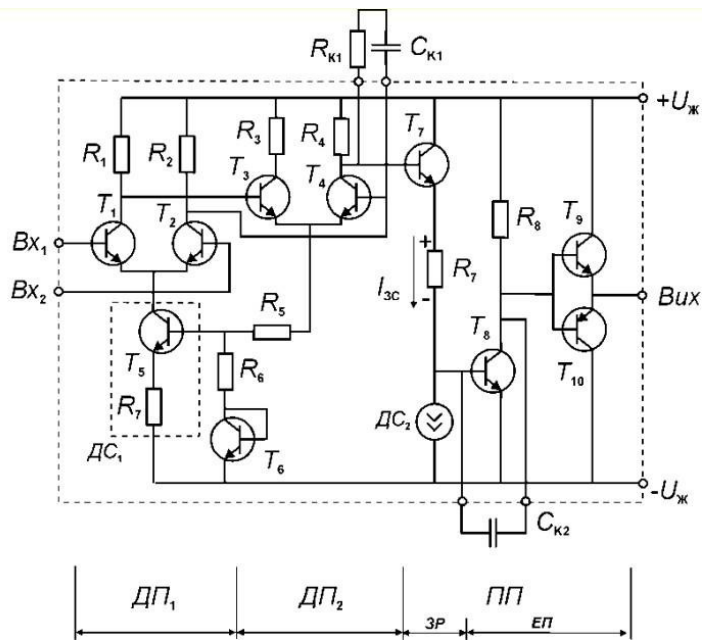


Рис.1

Вхідний каскад (DP1) сконструйований як диференційний підсилювач і живиться струмом ІДС1, що постачається від джерела струму ДС1. Вхідний опір DP1 залежить від рівня струму ІДС1, тому для отримання великого вхідного опору, значення струму ІДС1 обирається на рівні десятків мікроампер (зменшення струму ІДС1 покращує дрейфовість та шумові характеристики). Завдяки низькому рівню струму ІДС1, вхідний DP1 має низький коефіцієнт підсилення. Для досягнення високого загального підсилення використовується другий каскад (DP2), що також побудований за схемою операційного підсилювача. Послідовне включення двох підсилювачів приводить до зміщення постійного рівня на несиметричному виході DP2 у позитивному напрямку. Для зміщення постійного рівня в негативному напрямку використовується схема зміщення рівня (ЗР). Схеми зміщення рівня і двотактний підсилювач потужності формують вихідний каскад номер три (ПП). Завдяки використанню емітерних повторювачів, двоактивний підсилювач може забезпечити низький опір на виході.

Перший підсилювач (ДП1) складається з транзисторів T1 і T2, які мають резистивні навантаження RK1 і RK2. Диференціальний сигнал з симетричного виходу ДП1 безпосередньо подається на входи другого

підсилювача (ДП2), що складається з транзисторів Т3 і Т4. ДП2 працює при струмі ІДС2 на рівні міліампера, що забезпечує йому високе підсилення в діапазоні 200...400mA. Проте, розмах вихідного сигналу ДП2 наразі є обмеженим та розміщений в позитивній ділянці напруги живлення.

РОЗДІЛ 2. Пристрої на базі операційних підсилювачів

2.1 Інвертуючий підсилювач

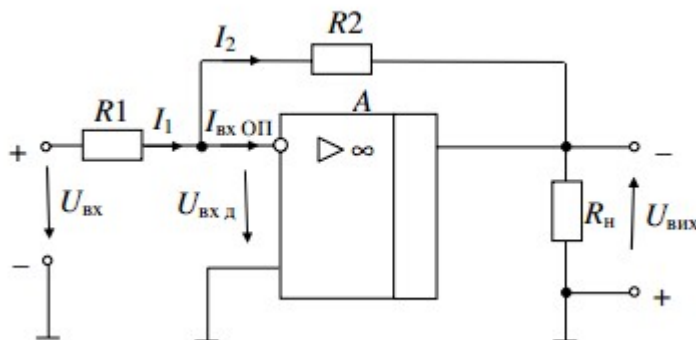


Рис.2.

У даній схемі вхідний сигнал підведено до інвертуючого входу, що призводить до інверсії напруги на виході. Таким чином, напруги $U_{вх}$ (вхідна напруга) та $U_{вих}$ (вихідна напруга) зсунуті у фазі на π радіан. Зворотний зв'язок здійснюється шляхом підведення сигналу з виходу підсилювача до вхідного за допомогою резистора R_2 . Зв'язок В формується за допомогою зовнішніх елементів R_2 і R_1 . Оскільки вхідна напруга $U_{вх}$ та напруга зворотного зв'язку $U_{зз}$ зсунуті у фазі на π , то зв'язок є негативним. За способом введення зв'язок є паралельним, а за способом зняття - за напругою. Використання паралельного негативного зворотного зв'язку призводить до збільшення вхідного струму схеми ($I_{вх} = I_1$), що в свою чергу зменшує вхідний опір інвертуючого підсилювача порівняно з опором входу операційного підсилювача. Негативний зворотний зв'язок за допомогою напруги знижує вихідний опір інвертуючого підсилювача, тобто $R_{вих} < R_{вих\ ОП}$, хоча вихідний опір без зворотного зв'язку вже є невеликим. З метою спрощення аналізу припустимо, що операційний підсилювач у даній схемі майже ідеальний: $K_{ОП} \rightarrow \infty$, $R_{вх\ ОП} \rightarrow \infty$, $R_{вих\ ОП} \rightarrow 0$. Це припущення можна вважати обґрунтованим, оскільки вхідна напруга ОП $U_{вх\ д}$ та $U_{вх}$ має дуже мале значення. В такому випадку

припускаємо, що $U_{вх} \approx 0$ і вхідний струм ОП $I_{вхОП} \approx 0$, оскільки вхідний опір $R_{вх} ОП \rightarrow \infty$.

Таким чином, для схеми на рисунку 2 справедливе рівенство,

$$I_1 = I_2,$$

а вхідний опір інвертуючого підсилювача розраховується за формулою

$$R_{вх} = U_{вх} / I_1 = R_1.$$

Аби визначити коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача потрібно знайти струми:

$$I_1 = U_{вх} / R_{вх}; \quad I_2 = U_{вих} / R_{ЗЗ},$$

Так як $I_1 = I_2$, виходячи з цього можемо стверджувати, що

$$\frac{U_{вх}}{R_1} = -\frac{U_{вих}}{R_2}$$

З цього виразу ми можемо визначити коефіцієнт підсилення K

$$K = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Тому коефіцієнт підсилення K визначається лише зовнішніми елементами схеми і не залежить від коефіцієнта підсилення операційного підсилювача КОП [Оникієнко Юрій Олексійович, канд. тех. наук, доц. Міцукова Анастасія Юріївна, “Схемотехніка - 1. Аналогова схемотехніка”]. Наявність знаку мінус свідчить про те, що сигнал на виході інвертується порівняно з вхідним сигналом.

За замовчуванням, коли використовується коефіцієнт підсилення, то розмова йде саме про його модуль.

Операційний підсилювач здатний підсилити як постійну, так і змінну напругу. Незалежно від складових вхідного сигналу, обидві складові будуть підсилені в K разів. Використання симетричного двополярного живлення у операційних підсилювачах дозволяє уникнути постійної складової на виході, якщо вхідний сигнал її не містить. Це полегшує каскадне з'єднання таких підсилювачів, оскільки не потрібно використовувати роздільні конденсатори між каскадами.

2.2 Неінвертуючий підсилювач

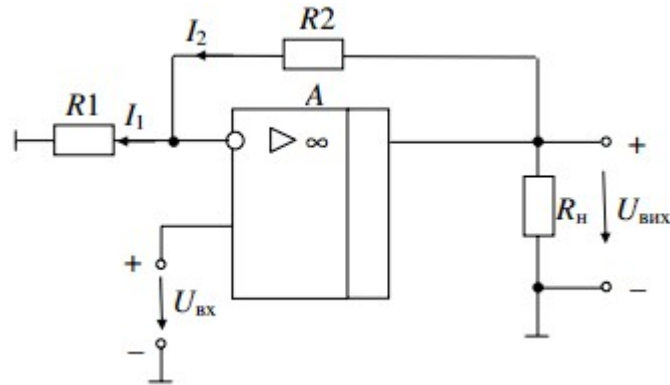


Рис.3

Підсилювач інвертує вхідну напругу, оскільки вхідний сигнал підводиться до неінвертуючого входу. Тому, напруги $U_{вх}$ і $U_{вих}$ мають однакову фазу. Резистори R_1 і R_2 утворюють зворотний зв'язок В. Напруга зворотного зв'язку $U_{зз}$, яка формується на резисторі R_1 ($U_{зз} = I_1 R_1$), додається до вхідної напруги в протифазі. Таким чином, в схемі використовується послідовний зворотний зв'язок, який є негативним за напругою. Послідовний зворотний зв'язок збільшує вхідний опір неінвертуючого підсилювача, тобто $R_{вх} > R_{вх\text{ ОП}}$, який і без зворотного зв'язку великий ($R_{вх\text{ ОП}} \rightarrow \infty$). Негативний зворотний зв'язок за напругою зменшує вихідний опір неінвертуючого підсилювача, тобто $R_{вих} < R_{вих\text{ ОП}}$. Знайдемо коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача, припускаючи, що $U_{вх\text{ д}} \approx 0$ і $I_{вх\text{ ОП}} \approx 0$. У цьому випадку $I_1 = I_2$, а $U_{вх} = I_1 R_1$, $U_{вих} = I_2 R_2 + I_1 R_1 = I_2 R_2 + U_{вх}$.

Знайдемо струм I_2 :

$$I_2 = \frac{U_{вих} - U_{вх}}{R_2}.$$

Прирівнявши струми, отримаємо

$$\frac{U_{вх}}{R_1} = \frac{U_{вих} - U_{вх}}{R_2}.$$

Звідси знайдемо коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

РОЗДІЛ 3: Суматори, інтегратори та диференціатори на основі операційного підсилювача

Суматор - це електронний пристрій або підсилювач, який має багато входів і один вихід. Напряга на вихідному сигналі суматора є сумою або пропорційною сумі напруг, що подаються на всі входи. Такі пристрої застосовуються тоді, коли потрібно комбінувати сигнали з різних джерел в одному каналі. Наприклад, вони використовуються у мікшерах, апаратах для насичення звукового запису та інших областях, де необхідно об'єднати сигнали з різних джерел.

3.1 Інвертуючий суматор

Інвертуючий суматор - це електронний пристрій, який складає вхідні напруги з різними ваговими коефіцієнтами і видає вихідну напругу, зворотну до суми вхідних напруг, зважених цими коефіцієнтами. У інвертуючому суматорі кожен вхід має свій ваговий коефіцієнт, який визначає його вплив на вихідний сигнал. Це дозволяє створювати складні сигнали, комбінуючи різні вхідні напруги з різними ваговими значеннями. Такі суматори широко використовуються в аналогових та цифрових схемах для обробки сигналів, наприклад, у вимірювальних пристроях, аудіосистемах, синтезаторах звуку тощо.

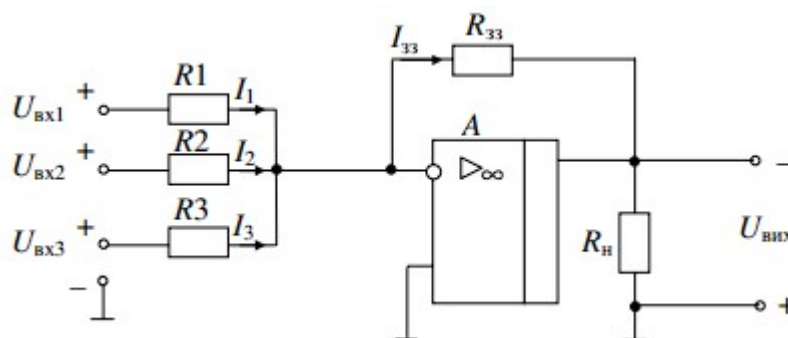


Рис.4

У цьому випадку, коли вхідні сигнали розділені і не взаємодіють один з одним, вхідні струми I_1 , I_2 , I_3 будуть просто дорівнювати струму, який протікає через відповідне джерело сигналу. Тобто, I_1 буде струмом, що протікає через перше джерело сигналу, I_2 - через друге джерело, I_3 - через третє джерело. Вони не залежать один від одного і їхня сума дорівнюватиме сумі окремих струмів: $I_{\Sigma} = I_1 + I_2 + I_3$

$$I_1 = \frac{U_{\text{вх1}}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{U_{\text{вх2}}}{R_2}, \quad I_3 = \frac{U_{\text{вх3}}}{R_3}.$$

Вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ інвертуючого суматора, створена струмом кола зворотного зв'язку I_{Σ} , який протікає через резистор R_{Σ} , може бути обчислена за допомогою формули:

$$U_{\text{вих}} = - (I_1 + I_2 + I_3)R_{\Sigma}$$

Тут знак мінус свідчить про інверсію вихідної напруги, оскільки вхідні напруги подаються на інвертуючий вхід суматора. Підставляючи в цю формулу значення вхідних струмів, отримуємо вираз для обчислення вихідної напруги

$$U_{\text{вих}} = - \left(U_{\text{вх1}} \frac{R_{\Sigma}}{R_1} + U_{\text{вх2}} \frac{R_{\Sigma}}{R_2} + U_{\text{вх3}} \frac{R_{\Sigma}}{R_3} \right).$$

Згідно цієї формули визначаємо, що напруги на вході сумуються з зазначеними ваговими коефіцієнтами і відповідають відношенню:

$$\frac{R_{\Sigma}}{R_1}, \quad \frac{R_{\Sigma}}{R_2}, \quad \frac{R_{\Sigma}}{R_3}.$$

Згідно до цієї схеми можна складати доволі велику кількість вхідних сигналів. З цього робимо висновок, що обравши однакові опори на всіх резисторах можна отримати інвертуючий суматор напруг

$$U_{\text{вих}} = - (U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} + U_{\text{вх3}}).$$

3.2 Неінвертуючий суматор

Якщо вхідні сигнали підсумовуються і подаються на неінвертуючий вхід операційного підсилювача, то отримуємо неінвертуючий суматор напруги. В такому випадку, вихідна напруга суматора буде пропорційна сумі вхідних напруг з відповідними ваговими коефіцієнтами. Знак неінверсії означає, що вихідна напруга буде мати ту ж саму полярність, що й сигнали на входах. Такий неінвертуючий суматор дозволяє об'єднувати сигнали з різних джерел без їх зміни полярності і без інверсії.

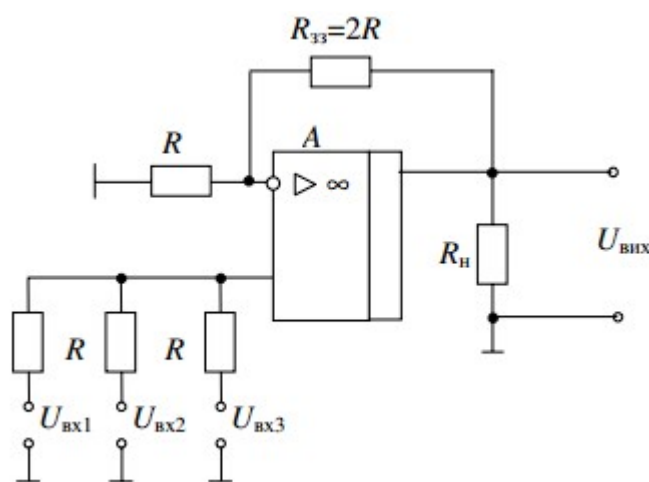


Рис.5

В схемі суматора, де опори всіх резисторів однакові, за винятком опору $R_{зз}$, опір зворотного зв'язку $R_{зз}$ може бути обраний таким чином, що дорівнює $(N - 1)R$, де N - кількість входів суматора. Наприклад, якщо суматор має 3 входи ($N = 3$), то опір зворотного зв'язку $R_{зз}$ можна встановити як $2R$.

Вхідна напруга суматора в такій схемі дорівнює середньому значенню вхідних напруг джерел сигналів. Це означає, що вхідні напруги сумуються з ваговими коефіцієнтами, рівними $1/N$, де N - кількість входів суматора.

$$U_{\text{вх сер}} = \frac{U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} + \dots + U_{\text{вхN}}}{N}.$$

Суматор використовує неінвертуючий підсилювач, і його коефіцієнт підсилення залежить від коефіцієнта підсилення самого неінвертуючого

підсилювача. Це означає, що вихідна напруга суматора буде пропорційною сумі вхідних напруг, і коефіцієнт пропорційності буде однаковим для всіх входів. Якщо коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача визначений як A , то коефіцієнт підсилення суматора також буде рівним A .

$$K = 1 + \frac{R_{зз}}{R} = N.$$

Таким чином, вихідна напруга суматора дорівнює сумі вхідних напруг, помножених на коефіцієнт підсилення. Тобто формула для вихідної напруги суматора може бути записана як $U_{вих} = K(U_{вх1} + U_{вх2} + \dots + U_{вхN})$, де K - коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача.

3.3 Інтегратор

Інтегратор - це пристрій, який генерує вихідний сигнал, який є пропорційним інтегралу від вхідного сигналу за часом. Іншими словами, вихідна напруга інтегратора залежить від суми вхідних сигналів, зважених їхнім тривалостями. У такому пристрої використовується конденсатор і резистор для створення інтегруючої функції.

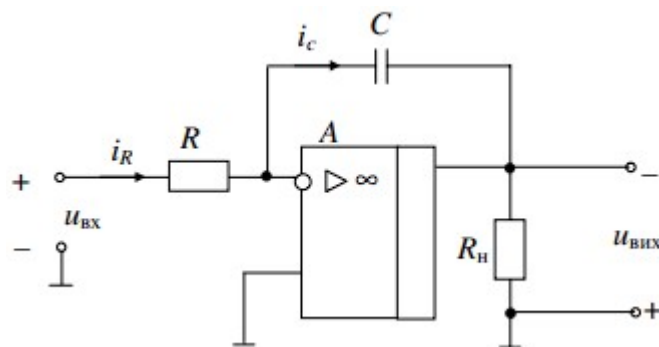


Рис.5

Умовою ідеального операційного підсилювача є те, що на його вході не протікає жодного струму ($U_{вх} д = 0$, $I_{вх} ОП = 0$). В такому випадку, за законом Кірхгофа для вузла, сума струмів, що входять у вузол, дорівнює сумі струмів, що виходять з вузла.

Так як ця схема є інтегратором, струм через резистор (i_R) дорівнює струму через конденсатор (i_C). Зважаючи на це, можна записати рівняння: $i_R = i_C$. Для розрахунку цих струмів потрібно використати відповідні співвідношення.

$$i_R = \frac{u_{\text{вх}}}{R}, i_C = -C \frac{du_{\text{вих}}}{dt}.$$

Прирівнявши струми, одержимо

$$\frac{u_{\text{вх}}}{R} = -C \frac{du_{\text{вих}}}{dt}, du_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} u_{\text{вх}} dt.$$

Інтегруючи вираз $du_{\text{вих}}$, знайдемо вихідну напругу

$$u_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \int u_{\text{вх}} dt,$$

що є пропорційною інтегралу вхідної напруги.

Так, для обчислення інтеграла від вхідної напруги, яка змінюється в часі, необхідно виразити цю напругу як функцію часу. Це означає, що вхідна напруга повинна бути визначена у вигляді математичного виразу залежно від часу. Зазвичай це вираз представляється у вигляді функції, наприклад, напруги можуть залежати від часу за допомогою синусоїдальної, лінійної або інших функційних форм. Задавши таку функцію, можна обчислити інтеграл від неї за визначений інтервал часу, що представляє межі інтегрування.

3.4 Диференціатор

Диференціатор вимірює швидкість зміни вхідного сигналу і видає вихідний сигнал, який є пропорційним до цієї швидкості зміни. Для обчислення диференціала вхідної напруги необхідно виразити цю напругу як функцію часу і використати математичний метод диференціювання. Часто для цього використовують диференціальні операційні підсилювачі або електронні схеми, що здійснюють функцію диференціатора.

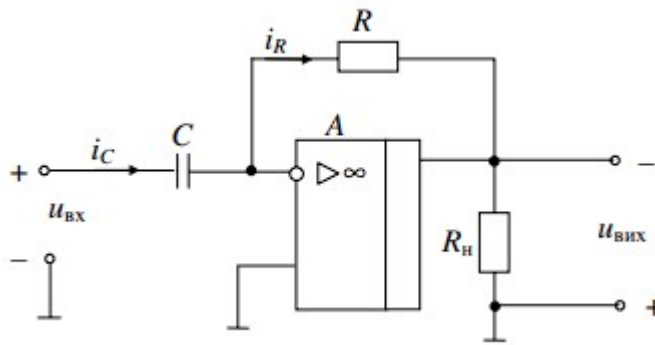


Рис.6

Аналізуючи диференціатор, будемо вважати, що ОП в данному випадку буде ідеальним. В ідеальному операційному підсилювачі, якщо враховувати, що вхідний струм ($I_{вх}$ ОП) та вхідна напруга ($U_{вх}$ д) рівні нулю, справджується рівність між струмом через резистор (i_R) і струмом через конденсатор (i_C). Це впливає з основного принципу ідеального операційного підсилювача, який стверджує, що жоден струм не втікає в операційний підсилювач. Таким чином, $i_R = i_C$, що означає, що струм, що протікає через резистор, рівний струму, що протікає через конденсатор. Для знаходження струмів скористаємося рівнянням:

$$i_C = C \frac{du_{вх}}{dt}, i_R = -\frac{u_{вИХ}}{R}.$$

Після цього, для знаходження вихідної напруги прирівнюємо її до диференціалу напруги на вході:

$$u_{вИХ} = -CR \frac{du_{вх}}{dt}.$$

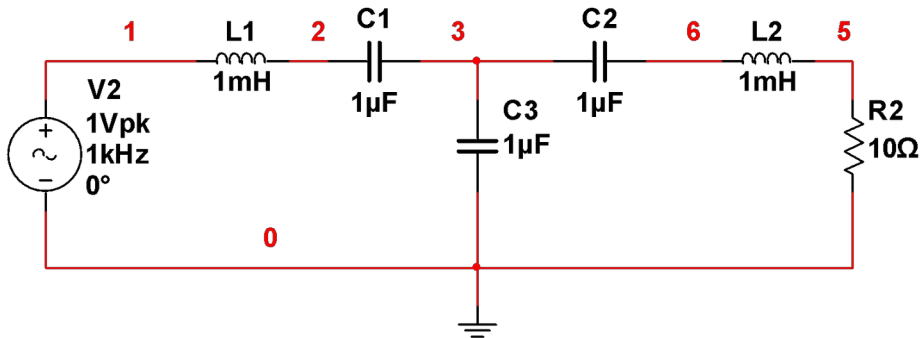
Дійсно, у реальних схемах форма вихідного сигналу диференціатора буде впливати на частотні характеристики та властивості операційних підсилювачів. Оскільки диференціатор є активним фільтром верхніх частот, його передавальна функція зазвичай збільшується зі збільшенням частоти сигналу. Це означає, що диференціатор передає вищі частоти більш ефективно, ніж нижчі.

Проте схема диференціатора, зображена на Рис.6, може мати проблеми зі стійкістю. Це означає, що при деяких умовах вихідний сигнал може вести себе нестабільно або непередбачувано. Щоб уникнути цього, використовуються заходи динамічної стабілізації диференціатора, які можуть включати додаткові компоненти або зміни в схемі.

Крім схеми, показаної на Рис.6, існують інші варіації диференціаторів, такі як підсумовуючий, диференціатор-підсилювач, різницевий та інші. Ці схеми можуть мати свої переваги та обмеження залежно від конкретних вимог та умов застосування.

Важливо враховувати, що вищі коефіцієнти передачі диференціатора можуть призводити до підсилення шумів та вхідних перешкод, тому потрібно уважно проектувати та оптимізувати схему диференціатора з урахуванням вимог до шумозагрози та точності сигналу.

РОЗДІЛ 4: Розробка схеми за допомогою MultiSim



Рівняння Кірхгофа.

Для I контуру:

$$e(t) = L_1 \frac{dI_1}{dt} + \frac{1}{C_1} \int I_1 dt + \frac{1}{C_3} \int I_3 dt \quad (1)$$

Для II контуру:

$$\frac{1}{C_3} \int I_3 dt = L_2 \frac{dI_2}{dt} + \frac{1}{C_2} \int I_2 dt + R_2 I_2 \quad (2)$$

Також для вузла 3 можна записати:

$$I_1 = I_2 + I_3 \quad (3)$$

Отже:

$$e(t) = L_1 \frac{dI_1}{dt} + \frac{1}{C_1} \int I_1 dt + \frac{1}{C_3} \int (I_1 - I_2) dt \quad (4)$$

$$\frac{1}{C_3} \int (I_1 - I_2) dt = L_2 \frac{dI_2}{dt} + \frac{1}{C_2} \int I_2 dt + R_2 I_2 \quad (5)$$

Перепишемо ці рівняння відносно напруг на конденсаторах C₁ та C₂:

$$U_{1,2} = \frac{1}{C_{1,2}} \int I_{1,2} dt \quad (6)$$

Отримаємо:

$$e(t) = L_1 C_1 \frac{d^2 U_1}{dt^2} + U_1 + \frac{C_1}{C_3} U_1 - \frac{C_2}{C_3} U_2 \quad (7)$$

$$\frac{C_1}{C_3} U_1 - \frac{C_2}{C_3} U_2 = L_2 C_2 \frac{d^2 U_2}{dt^2} + U_2 + R_2 C_2 \frac{dU_2}{dt} \quad (8)$$

Позначивши

$$\omega_{1,2}^2 = \frac{1}{L_{1,2} C_{1,2}} \quad (9)$$

Можна отримати:

$$\frac{d^2 U_1}{dt^2} + \omega_1^2 U_1 + \frac{1}{L_1 C_3} U_1 = \omega_1^2 e(t) + \frac{C_2}{L_1 C_1 C_3} U_2 \quad (10)$$

$$\frac{d^2 U_2}{dt^2} + \frac{R_2}{L_2} \frac{dU_2}{dt} + \omega_2^2 U_2 + \frac{1}{L_2 C_3} U_2 = \frac{C_1}{L_2 C_2 C_3} U_1 \quad (11)$$

Введемо нові позначення:

$$\Omega_{1,2}^2 = \omega_{1,2}^2 + \frac{1}{L_{1,2} C_3} = \frac{1}{L_{1,2}} \left(\frac{1}{C_{1,2}} + \frac{1}{C_3} \right), \quad \alpha_{1,2} = \frac{C_{2,1}}{L_{1,2} C_{1,2} C_3}, \quad \beta = \frac{R_2}{2L_2} \quad (12)$$

В таких позначеннях рівняння переписуться так:

$$\frac{d^2 U_1}{dt^2} + \Omega_1^2 U_1 = \omega_1^2 e(t) + \alpha_1 U_2 \quad (13)$$

$$\frac{d^2 U_2}{dt^2} + \beta \frac{dU_2}{dt} + \Omega_2^2 U_2 = \alpha_2 U_1 \quad (14)$$

Тепер подамо ці рівняння в інтегральній формі. І рівняння:

$$\int \frac{d^2 U_1}{dt^2} dt = \frac{dU_1}{dt} = \int (\omega_1^2 e(t) + \alpha_1 U_2 - \Omega_1^2 U_1) dt \quad (15)$$

$$\int \frac{dU_1}{dt} dt = U_1 = \int \left(\int (\omega_1^2 e(t) + \alpha_1 U_2 - \Omega_1^2 U_1) dt \right) dt, \quad (16)$$

а для II рівняння:

$$\int \frac{d^2U_2}{dt^2} dt = \frac{dU_2}{dt} = \int (\alpha_2 U_1 - \beta \frac{dU_2}{dt} - \Omega_2^2 U_2) dt = -\beta U_2 + \int (\alpha_2 U_1 - \Omega_2^2 U_2) dt \quad (17)$$

$$\int \frac{dU_2}{dt} dt = U_2 = \int (-\beta U_2 + \int (\alpha_2 U_1 - \Omega_2^2 U_2) dt) dt, \quad (18)$$

Тобто система рівнянь в інтегральній формі набуде вигляду:

$$U_1 = \int (\int (\omega_1^2 e(t) + \alpha_1 U_2 - \Omega_1^2 U_1) dt) dt \quad (19)$$

$$U_2 = \int (-\beta U_2 + \int (\alpha_2 U_1 - \Omega_2^2 U_2) dt) dt \quad (20)$$

У першому з цих рівнянь підінтегральний вираз можна отримати для складових у вигляді напруг за допомогою аналогового суматора. Останній доданок слід перед подачею на суматор помножити на від'ємний коефіцієнт. Отримаємо схему:

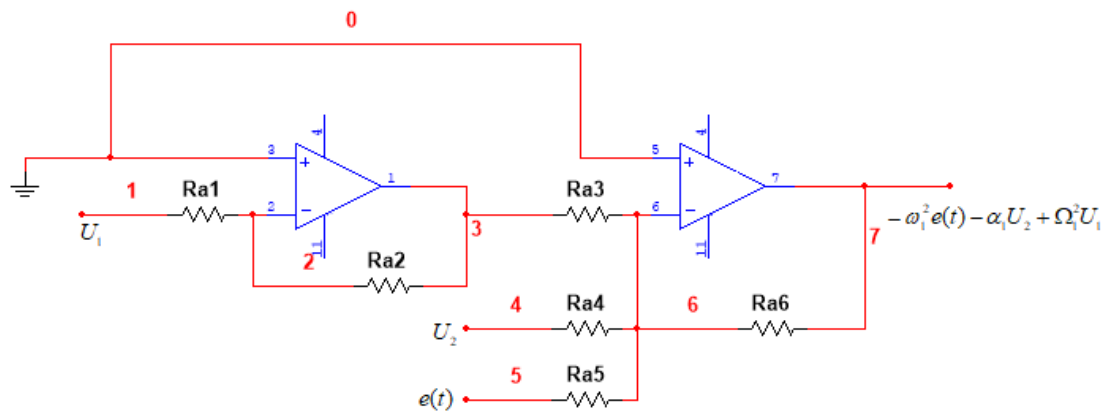


Рис.1

в якій опори резисторів мають відповідати умовам:

$$\frac{R_{a2} R_{a6}}{R_{a1} R_{a3}} = \frac{\Omega_1^2}{\Omega^2}, \quad \frac{R_{a6}}{R_{a4}} = \frac{\alpha_1}{\Omega^2}, \quad \frac{R_{a6}}{R_{a5}} = \frac{\omega_1^2}{\Omega^2}, \quad (21)$$

Де Ω^2 - квадрат деякої циклічної частоти, який можна підбирати як параметр.

Сигнал з виходу цієї схеми слід подати на два увімкнених послідовно інтегратори. В результаті схема набуде вигляду:

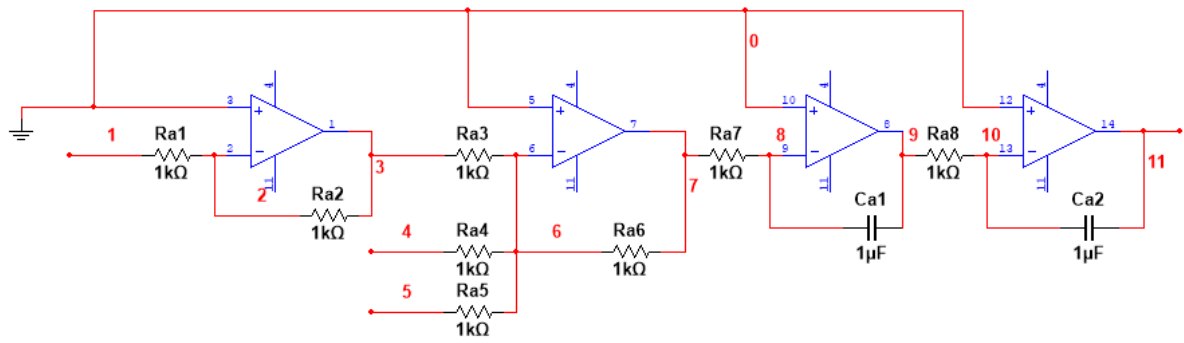


Рис.2

На виході цієї схеми (вузол 11) буде формуватися права частина рівняння (19) з протилежним знаком. При цьому мають виконуватися умови:

$$\frac{1}{R_{a7}C_{a1}} = \frac{1}{R_{a8}C_{a2}} = \Omega, \quad (22)$$

Де Ω - та сама зазначена вище циклічна частота, що підбирається як параметр.

Розглянемо тепер рівняння (20) для другого із зв'язаних контурів. Вираз під внутрішнім інтегралом може бути отриманий за допомогою схеми:

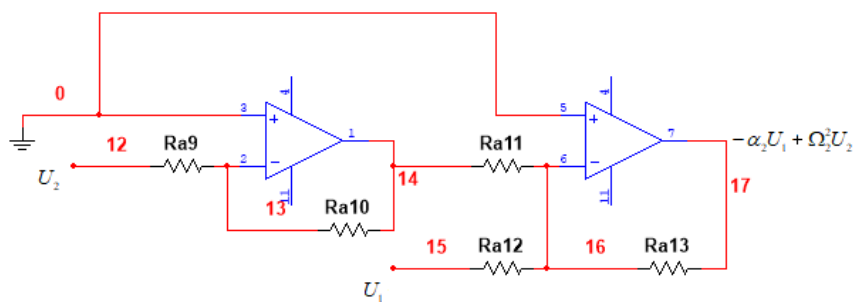


Рис.3

в якій опори резисторів мають відповідати умовам:

$$\frac{R_{a10}R_{a13}}{R_{a9}R_{a11}} = \frac{\Omega_2^2}{\Omega^2}, \quad \frac{R_{a13}}{R_{a12}} = \frac{\alpha_2}{\Omega^2}, \quad (23)$$

Сигнал з виходу цієї схеми слід подати на вхід інтегратора. В результаті схема набуде вигляду:

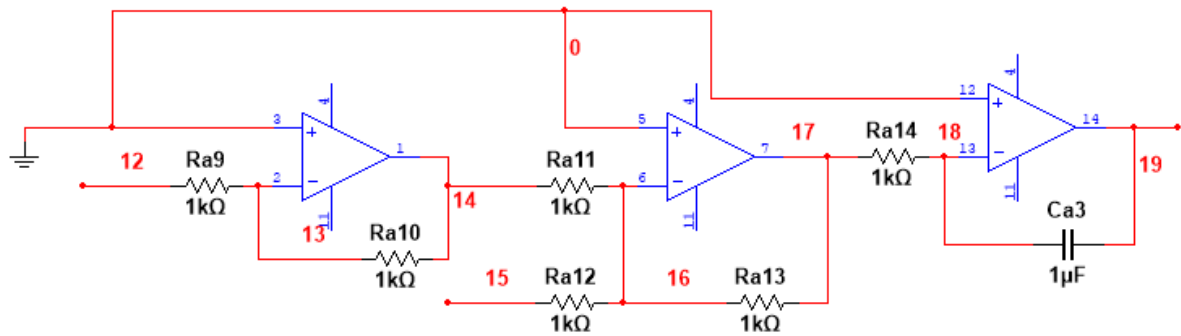


Рис.4

На виході цієї схеми (вузол 19) буде формуватися результат, рівний:

$$\int (\alpha_2 U_1 - \Omega^2 U_2) dt, \quad (24)$$

якщо виконується умова:

$$\frac{1}{R_{a14} C_{a3}} = \Omega, \quad (25)$$

Щоб сформулювати підінтегральний вираз зовнішнього інтегралу рівняння (20), слід змінити знак напруги U_2 на протилежний і застосувати аналоговий суматор. В результаті, схема набуде вигляду:

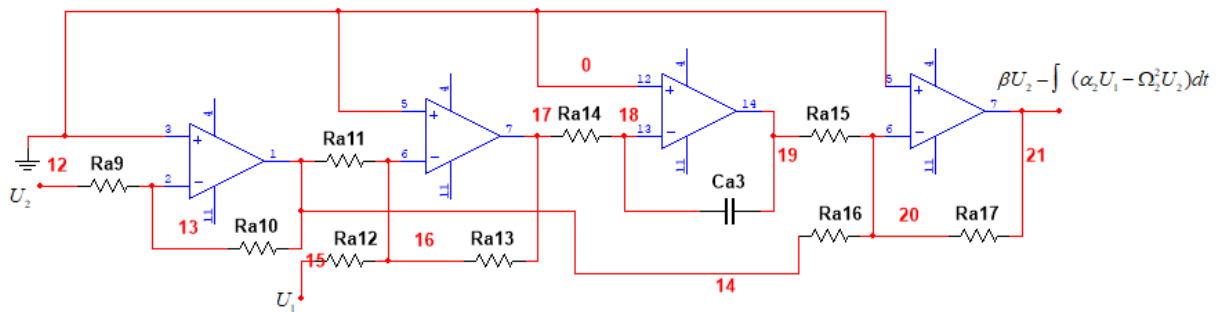


Рис.5

Тут використовується те, що у вузлі 14 ми вже маємо напругу U_2 з протилежним знаком. Мають виконуватися умови:

$$\frac{R_{a10} R_{a17}}{R_{a9} R_{a16}} = \frac{\beta}{\Omega}, \quad \frac{R_{a17}}{R_{a15}} = 1, \quad (26)$$

Встановивши на вихід схеми (Рис.5) інтегратор, ми отримаємо праву частину рівняння (20), тобто U_2 . Схема матиме вигляд:

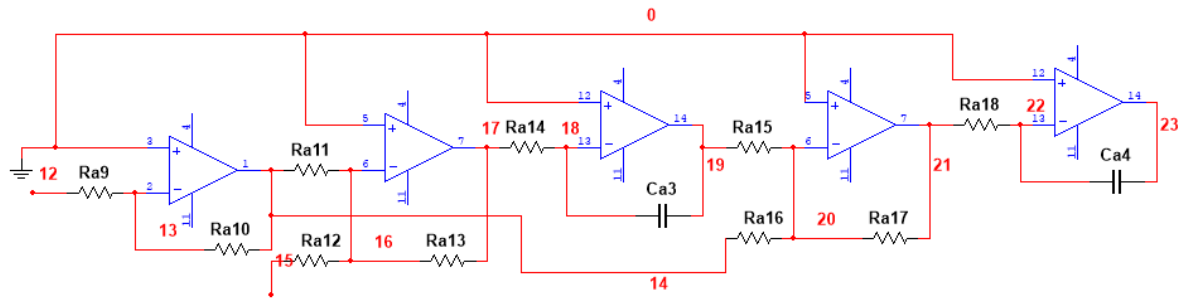


Рис.6

Тут має виконуватися умова:

$$\frac{1}{R_{a18} C_{a4}} = \Omega, \quad (27)$$

Нарешті, слід врахувати, що на виході схеми (Рис.2) буде формуватися права частина рівняння (19) з протилежним знаком. Її можна подати на схему зміни знаку на протилежний. Після цього в нас отримається права частина рівняння (19), тобто U_1 . U_2 ми отримали за допомогою схеми (Рис.6). Тепер можна об'єднати ці дві схеми в одну загальну й з'єднати між собою різні вузли, які відповідають одним і тим самим величинам U_1 та U_2 .

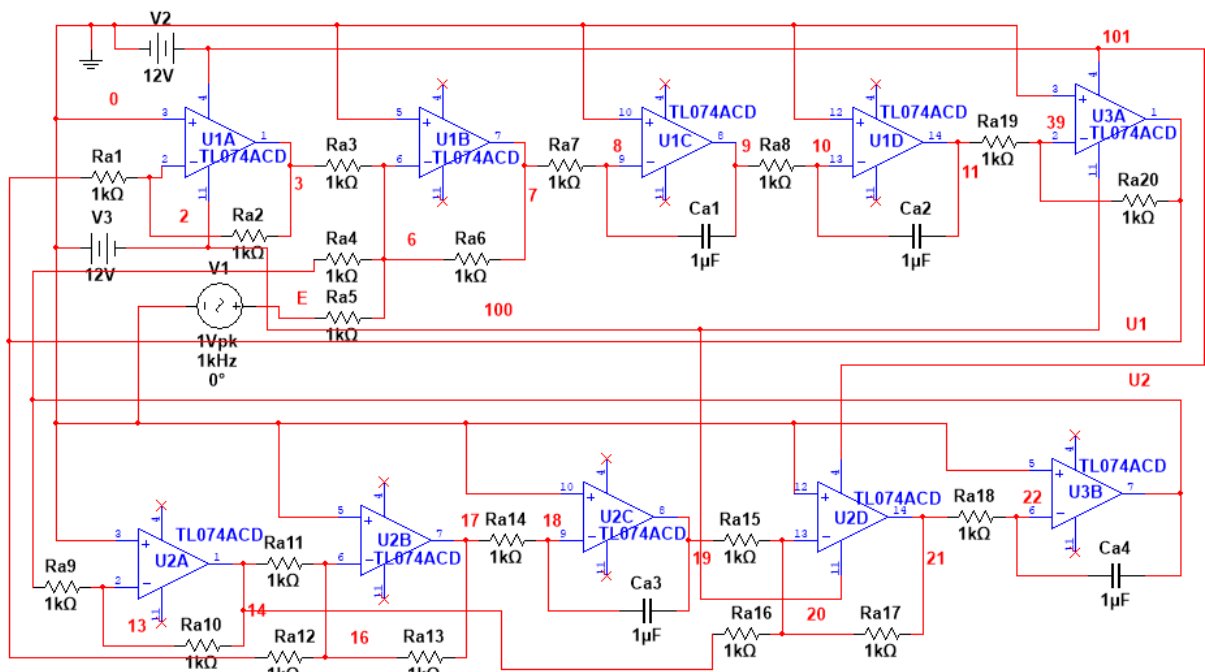


Рис.7

Має виконуватися умова:

$$\frac{R_{a20}}{R_{a19}} = 1, \quad (28)$$

В цій схемі вхідна напруга $e(t)$ моделюється джерелом V1. Застосовані операційні підсилювачі TL074, на які подано двополярне живлення $\pm 12V$ (Джерело V2 - «+» на вузлі 101, джерело V3 - «-» на вузлі 100). Напруги U_1 та U_2 формуються у вузлах, які поіменовано, відповідно, як U1 та U2.

Номінали усіх резисторів та конденсаторів мають бути встановлені так, щоб виконувалися усі згадані вище умови.

4.1 Проведення тестового моделювання розробленої схеми за допомогою програми MultiSim

Тож за наявною у нас схемою проведемо моделювання в програмі MultiSim для визначення U_1 :

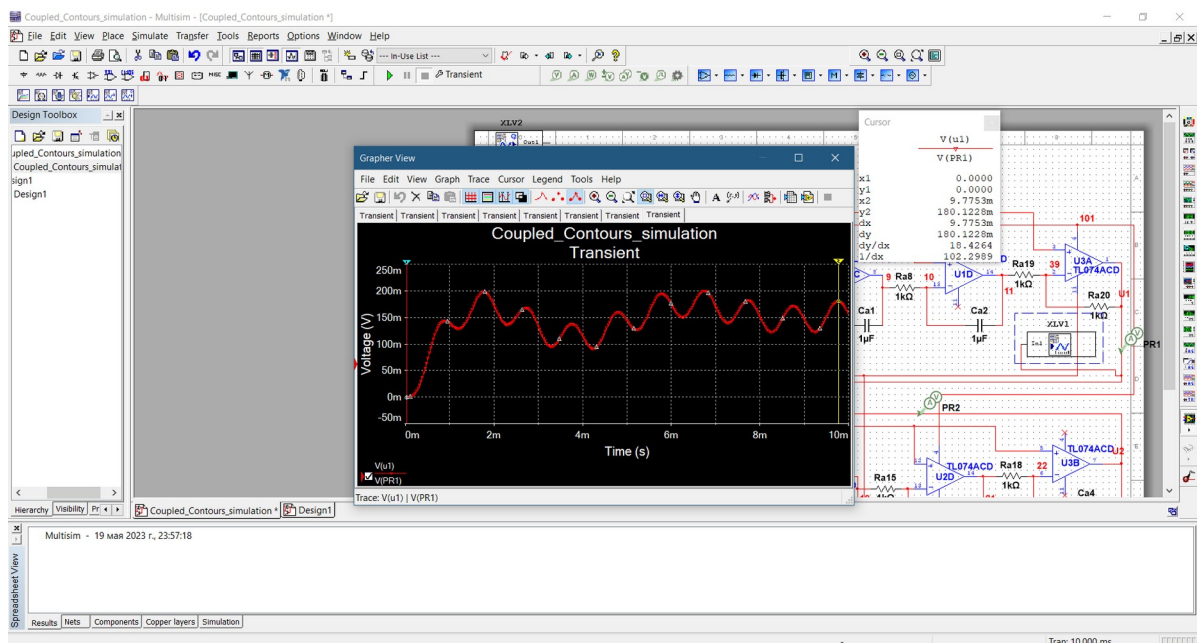
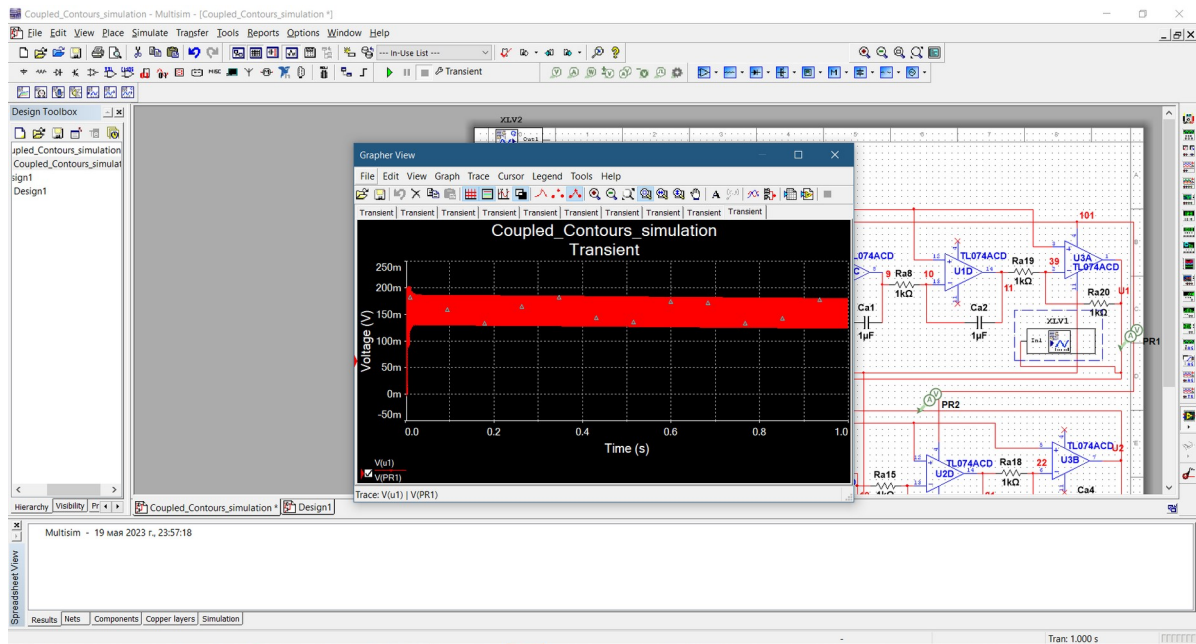


Рис.8

Графік симуляції напруги U_1 протягом 1 секунди

Для того щоб в подальшому ми могли порівняти отримані дані, знайдемо середнє значення для нашої величини U_1



Відповідно до отриманих даних можемо визначити середнє значення для U_1 .

Скориставшись рівнянням в інтегральній форми бачимо:

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K
1	X--Trace 1 Y--Trace 1::[V(u1) \ X--Trace 1 Y--Trace 1::[V(u1) V(PR1)](Continue)										
2	0	0		0,653437	0,144582				0,156667		
3	1E-07	9,1E-06		0,653447	0,146105						
4	1,06E-07	9,55E-06		0,653457	0,147662						
5	1,17E-07	1,04E-05		0,653467	0,149248						
6	1,39E-07	1,14E-05		0,653477	0,150855						
7	1,83E-07	1,21E-05		0,653487	0,152477						
8	2,72E-07	1,16E-05		0,653497	0,154107						
9	4,34E-07	1,14E-05		0,653507	0,15574						
10	6,66E-07	1,12E-05		0,653517	0,157369						
11	8,9E-07	1,1E-05		0,653527	0,158987						
12	1,32E-06	1,09E-05		0,653537	0,160589						
13	1,89E-06	1,09E-05		0,653547	0,162167						
14	2,68E-06	1,08E-05		0,653557	0,163715						
15	4,24E-06	1,07E-05		0,653567	0,165228						
16	6,42E-06	1,07E-05		0,653577	0,166699						
17	8,79E-06	1,09E-05		0,653587	0,168123						

Рис.10

Середня напруга на виході U3A за 1 секунду симуляції, $U_1=0.156667$ V.

Проводимо моделювання для визначення U_2 :

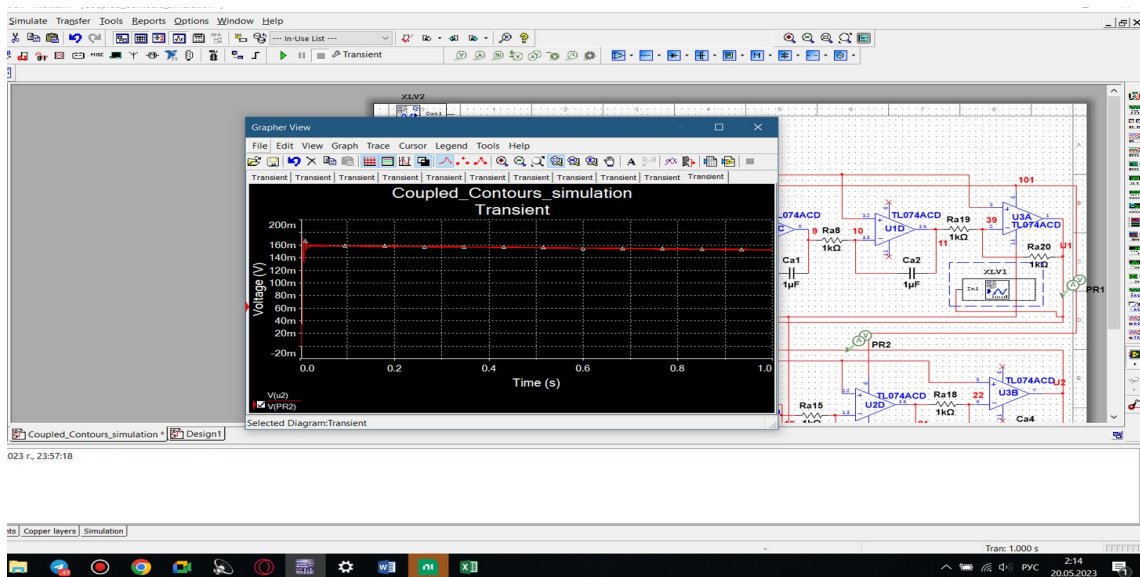


Рис.

11 Графік симуляції напруги U_2 протягом однієї секунди

За результатами моделювання отримаємо такі дані:

	A	B	C	D	E	F	G	H	I
1	X--Trace 1 Y--Trace 1::[V(u2) \X--Trace 1 Y--Trace 1::[V(u2) V(PR2)](Continue)								середнє значення U2
2	0	0		0,653437	0,15485				0,156437525
3	1E-07	1,45E-05		0,653447	0,154809				
4	1,06E-07	1,53E-05		0,653457	0,154767				
5	1,17E-07	1,65E-05		0,653467	0,154725				
6	1,39E-07	1,81E-05		0,653477	0,154683				
7	1,83E-07	1,85E-05		0,653487	0,154641				
8	2,72E-07	1,58E-05		0,653497	0,1546				
9	4,34E-07	1,27E-05		0,653507	0,154558				
10	6,66E-07	1,13E-05		0,653517	0,154518				
11	8,9E-07	1,1E-05		0,653527	0,154477				
12	1,32E-06	1,08E-05		0,653537	0,154438				
13	1,89E-06	1,09E-05		0,653547	0,1544				
14	2,68E-06	1,1E-05		0,653557	0,154363				
15	4,24E-06	1,1E-05		0,653567	0,154327				
16	6,42E-06	1,1E-05		0,653577	0,154292				
17	8,79E-06	1,1E-05		0,653587	0,154259				
18	1,1E-05	1,1E-05		0,653597	0,154228				
19	1,53E-05	1,1E-05		0,653607	0,154199				
20	2,01E-05	1,1E-05		0,653617	0,154171				
21	2,68E-05	1,09E-05		0,653627	0,154146				
22	3,54E-05	1,09E-05		0,653637	0,154123				

Рис. 12. Середня напруга на виході U3B за 1 секунду симуляції,
 $U_2=0.156437 \text{ V}$

Для того щоб визначити E нам потрібно провести моделювання.

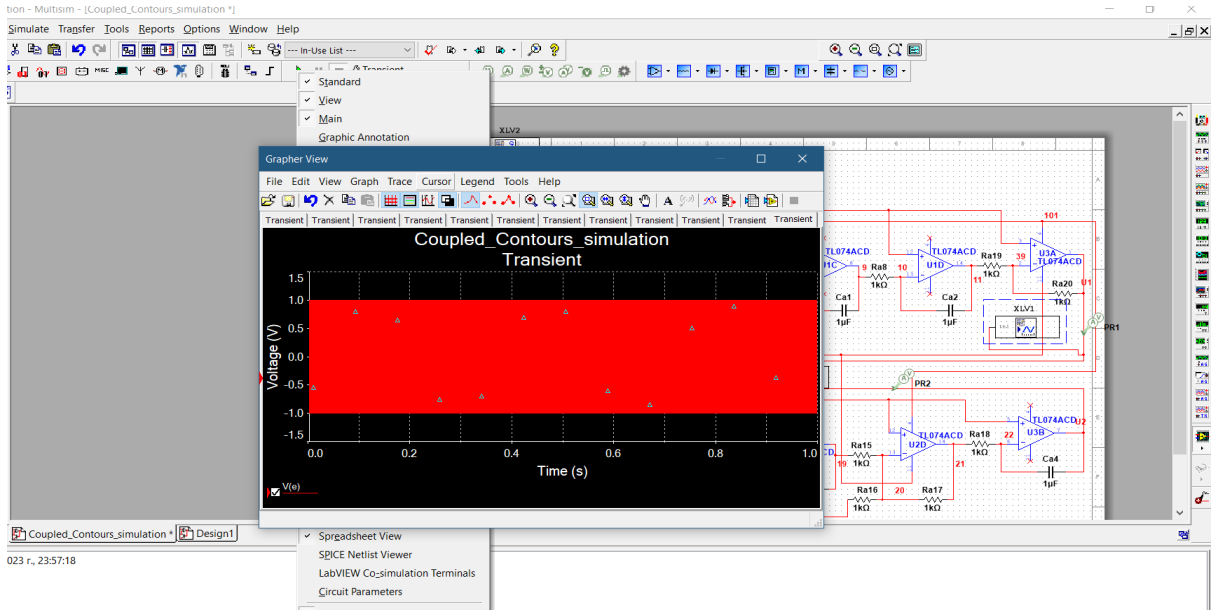


Рис. 13.

UE вольтаж складає 2 вольти за рахунок того, що синусоїда від +1 до -1 вольт.

	A	B	C	D	E	F	G	H
1	X--Trace 1 Y--Trace 1::[V(e)]	X--Trace 1 Y--Trace 1::[V(e)]		X--Trace 1 Y--Trace 1::[V(e)]	(Continue)			
2	0	0		0,653437	0,385995			
3	1E-07	0,000628		0,653447	0,327309			
4	1,06E-07	0,000663		0,653457	0,267332			
5	1,17E-07	0,000733		0,653467	0,206299			
6	1,39E-07	0,000873		0,653477	0,144452			
7	1,83E-07	0,001153		0,653487	0,082035			
8	2,72E-07	0,001712		0,653497	0,019294			
9	4,34E-07	0,002728		0,653507	-0,04352			
10	6,66E-07	0,004183		0,653517	-0,10617			
11	8,9E-07	0,005594		0,653527	-0,16839			
12	1,32E-06	0,008273		0,653537	-0,22996			
13	1,89E-06	0,011869		0,653547	-0,29061			
14	2,68E-06	0,016809		0,653557	-0,35012			
15	4,24E-06	0,026653		0,653567	-0,40824			
16	6,42E-06	0,040346		0,653577	-0,46476			
17	8,79E-06	0,055181		0,653587	-0,51944			
18	1,1E-05	0,068921		0,653597	-0,57207			
19	1,53E-05	0,095713		0,653607	-0,62244			
20	2,01E-05	0,126106		0,653617	-0,67035			
21	2,68E-05	0,167299		0,653627	-0,71563			
22	3,54E-05	0,220773		0,653637	-0,75807			

Рис. 14.

Середня напруга на виході ERS за 1 секунду, $E=0.000465$ V.

Значення близьке до нуля але не дорівнює йому за рахунок того, що кількість повних синусоїд за інтервал 1 секунди не є цілочисельним, тому середнє значення близьке до нуля, але йому не дорівнює.

Згідно до отриманих результатів можна зробити висновок, що перевірене на практиці моделювання за допомогою програми MultiSim, співпадає з теоретичною викладкою стосовно згасаючих сигналів.

ВИСНОВОК

В роботі було розроблено схему аналогового пристрою, що моделює роботу двох зв'язаних контурів із наявним активним опором та джерела сигналу. Схема ґрунтується на використанні аналогових суматорів та інтеграторів. Було проведене тестове моделювання розробленої схеми за допомогою програми MultiSim 14.2, результати моделювання відповідають теоретичним відомостям про систему двох зв'язаних контурів, відомим принципам роботи зв'язаних коливальних контурів. Розроблена схема може бути основою для розробки лабораторного макету, для використання у практикумах з курсів “Сигнали та процеси в радіотехніці” , “Аналогові електронні пристрої” ,” Генерування та формування сигналів”.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Op Amps For Everyone; 5th Ed; Bruce Carter, Ron Mancini; Newnes; 484 pages; 2017
2. Lancaster D., Active Filter Cookbook, Howard W. Sams and Co., Indianapolis., 1975.
3. Operational Amplifiers - Theory and Design; 3rd Ed; Johan Huijsing; Springer; 423 pages; 2017
4. Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits; 4th Ed; Sergio Franco; McGraw Hill; 672 pages; 2015
5. B. Gilben, "Translinear Circuits-25 Years On," Electronic Engineering: Part I, August 1993, pp. 21-24; Part II, September 1993, pp. 51-53; Part III, October 1993, pp. 51-56.
6. Bogdan M. Wilamowski, J. David Irwin, "Fundamental of industrial electronics", Taylor and Francis Group LLC, 2011.
7. Ian R. Sinclair and John Dunton, "Practical Electronics Handbook", Sixth Edition, Typeset by Cepha Ltd, 2007
8. В. В. Григоренко, "Пристрої аналогової електроніки", Сумський державний університет, 2015
9. Оникієнко Юрій Олексійович, канд. тех. наук, доц. Міцукова Анастасія Юріївна, "Схемотехніка - 1. Аналогова схемотехніка", КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ, 2021.
10. Jacob Millman, Christos C. Halkias, "Integrated Electronics: Analog and Digital Circuits and Systems", Copyright by McGraw-Hill, Inc., 1972.

ДОДАТОК.

Синтез схеми аналогового моделювання окремого коливного контуру

Послідовний коливальний контур з джерелом сигналу $e(t)$ описується рівнянням Кірхгофа:

$$u_C + u_L + u_R = e(t) \quad u_C + u_L + u_R,$$

тобто

$$\frac{1}{C} \int I dt + IR + L \frac{dI}{dt} = e(t) \frac{1}{C} \int I dt + IR + L \frac{dI}{dt}.$$

Запишемо це рівняння для напруги на конденсаторі:

$$u_C = \frac{1}{C} \int I dt, \quad u_C + RC \frac{du_C}{dt} + LC \frac{d}{dt} \frac{du_C}{dt} = e(t),$$

$$u_C = \frac{1}{C} \int I dt, \quad u_C + RC \frac{du_C}{dt} + LC \frac{d}{dt} \frac{du_C}{dt}$$

що можна записати як

$$\ddot{u} + 2\beta\dot{u} + \omega^2 u = \ddot{e}(t),$$

$$\ddot{u} + 2\beta\dot{u} + \omega^2 u = u_C, \quad \omega u = u_C, \quad \omega \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \beta = \frac{R}{2L} \beta = \frac{R}{2L}.$$

Розпишемо похідні у рівнянні:

$$\frac{d}{dt} \frac{d}{dt} u + 2\beta \frac{d}{dt} u + \omega^2 u = \frac{d}{dt} \frac{d}{dt} e(t) \frac{d}{dt} \frac{d}{dt} u + 2\beta \frac{d}{dt} u + \omega^2,$$

звідки

$$\frac{d}{dt} \frac{d}{dt} u - \frac{d}{dt} \frac{d}{dt} e(t) = -2\beta \frac{d}{dt} u - \omega^2$$

$$\frac{d}{dt} \frac{d}{dt} u - \frac{d}{dt} \frac{d}{dt} e(t) = -2\beta \frac{d}{dt} u - \omega^2 u.$$

Візьмемо невизначений інтеграл від цього рівняння:

$$\int dt \frac{d}{dt} \frac{d}{dt} u - \int dt \frac{d}{dt} \frac{d}{dt} e(t) = -2\beta \int dt \frac{d}{dt} u - \omega^2 \int dt$$

$$\int dt \frac{d}{dt} \frac{d}{dt} u - \int dt \frac{d}{dt} \frac{d}{dt} e(t) = -2\beta \int dt \frac{d}{dt} u - \omega^2 \int dt u,$$

що дає

$$\frac{d}{dt} u - \frac{d}{dt} e(t) = -2\beta u - \omega^2 \int dt \frac{d}{dt} u - \frac{d}{dt} e(t) = -2\beta u - \omega^2 \int dt u.$$

Візьмемо невизначений інтеграл від цього рівняння ще раз:

$$\int dt \frac{d}{dt} u - \int dt \frac{d}{dt} e(t) = -2\beta \int dt u - \omega^2 \int dt \int dt$$

$$\int dt \frac{d}{dt} u - \int dt \frac{d}{dt} e(t) = -2\beta \int dt u - \omega^2 \int dt \int dt u,$$

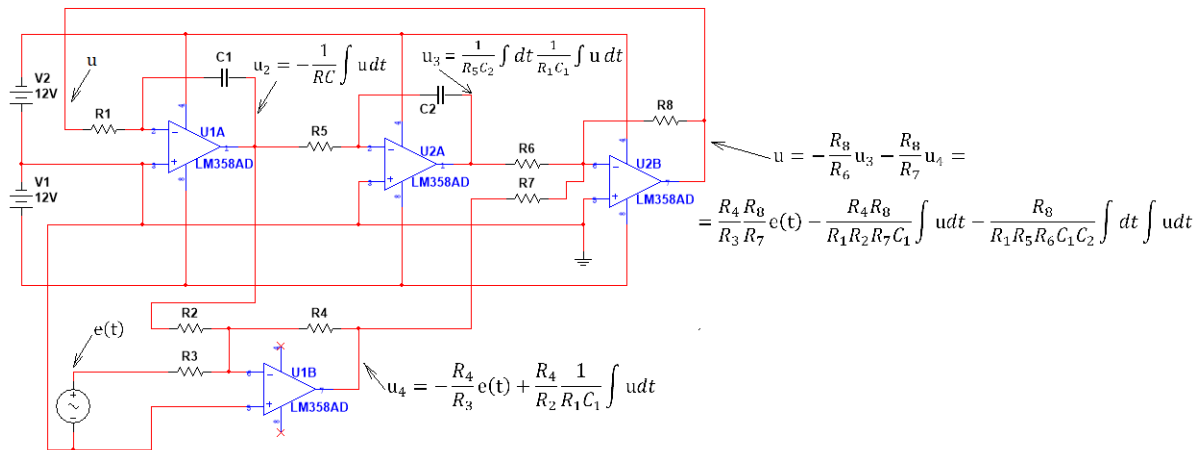
і отримаємо:

$$u - e(t) = -2\beta \int dt u - \omega^2 \int dt \int dt$$

$$u - e(t) = -2\beta \int dt u - \omega^2 \int dt \int dt u \quad (1)$$

3.5. Синтез схеми контуру в програмі Multisim

Рівняння (1) можна подати у вигляді схеми на основі аналогових інтеграторів та суматорів:



На виході операційного підсилювача U2B отримується напруга:

$$\begin{aligned} u &= -\frac{R_8}{R_6} u_3 - \frac{R_8}{R_7} u_4 = \\ &= \frac{R_4 R_8}{R_3 R_7} e(t) - \frac{R_4 R_8}{R_1 R_2 R_7 C_1} \int u dt - \frac{R_8}{R_1 R_5 R_6 C_1 C_2} \int dt \int u dt \\ &= \frac{R_4 R_8}{R_3 R_7} e(t) - \frac{R_4 R_8}{R_1 R_2 R_7 C_1} \int u dt - \frac{R_8}{R_1 R_5 R_6 C_1 C_2} \int dt \int u dt \end{aligned} \quad (2)$$

Для того, щоб ця напруга дійсно дорівнювала u , вирази (1) та (2) мають бути тотожними. Для цього мають виконуватися умови:

$$\frac{R_4 R_8}{R_3 R_7} = 1; \quad \frac{R_4 R_8}{R_1 R_2 R_7 C_1} = 2\beta; \quad \frac{R_8}{R_1 R_5 R_6 C_1 C_2} = \omega^2$$

$$\frac{R_4 R_8}{R_3 R_7} = 1; \quad \frac{R_4 R_8}{R_1 R_2 R_7 C_1} = 2\beta; \quad \frac{R_8}{R_1 R_5 R_6 C_1 C_2} = \omega^2 \quad (3)$$

Розглянемо приклад. Нехай усі вісім резисторів у схемі мають опір 1кОм, а обидва конденсатори – ємність 1мкФ. Тоді перша з умов (3) виконується автоматично. З другої умови знаходимо декремент згасання власних коливань:

$$\beta = \frac{R_4 R_8}{2R_1 R_2 R_7 C_1} = \frac{1}{2R_7 C_1} = 0.5 * 10^{-3} * 10^6 = 500 \text{ с}^{-1}$$

$$\beta = \frac{R_4 R_8}{2R_1 R_2 R_7 C_1} = \frac{1}{2R_7 C_1} = 0.5 * 10^{-3} * 10^6 = 500 \text{ с}^{-1}$$

З третьої умови можна знайти циклічну частоту власних коливань:

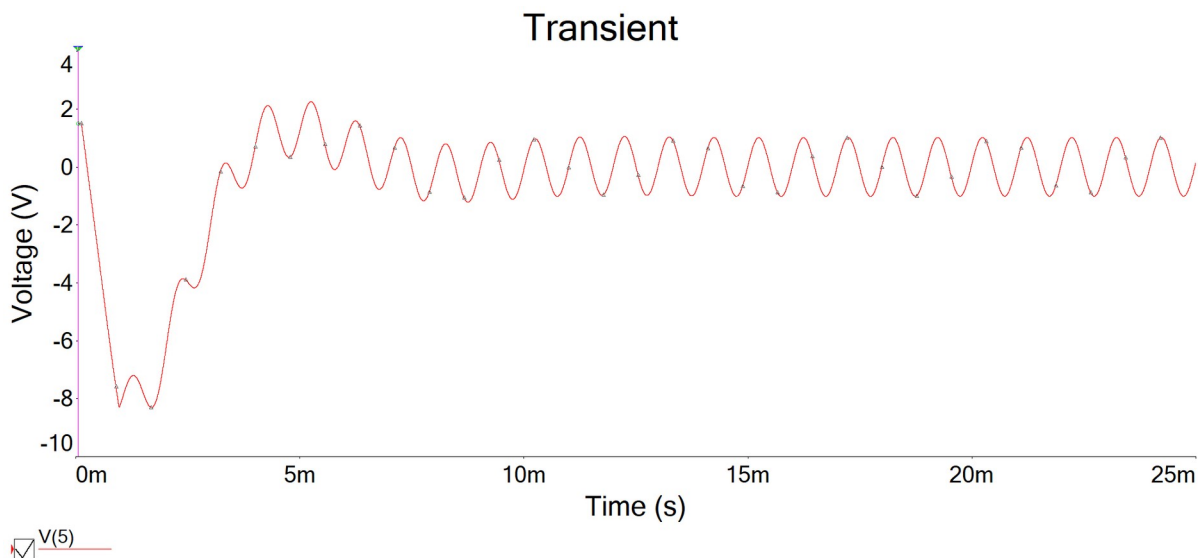
$$\omega = \sqrt{\frac{R_8}{R_1 R_5 R_6 C_1 C_2}} = \sqrt{\frac{1}{10^6 * 10^{-12}}} = 1000 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$$

$$\omega = \sqrt{\frac{R_8}{R_1 R_5 R_6 C_1 C_2}} = \sqrt{\frac{1}{10^6 * 10^{-12}}} = 1000 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$$

Тоді частота власних коливань в герцах дорівнюватиме:

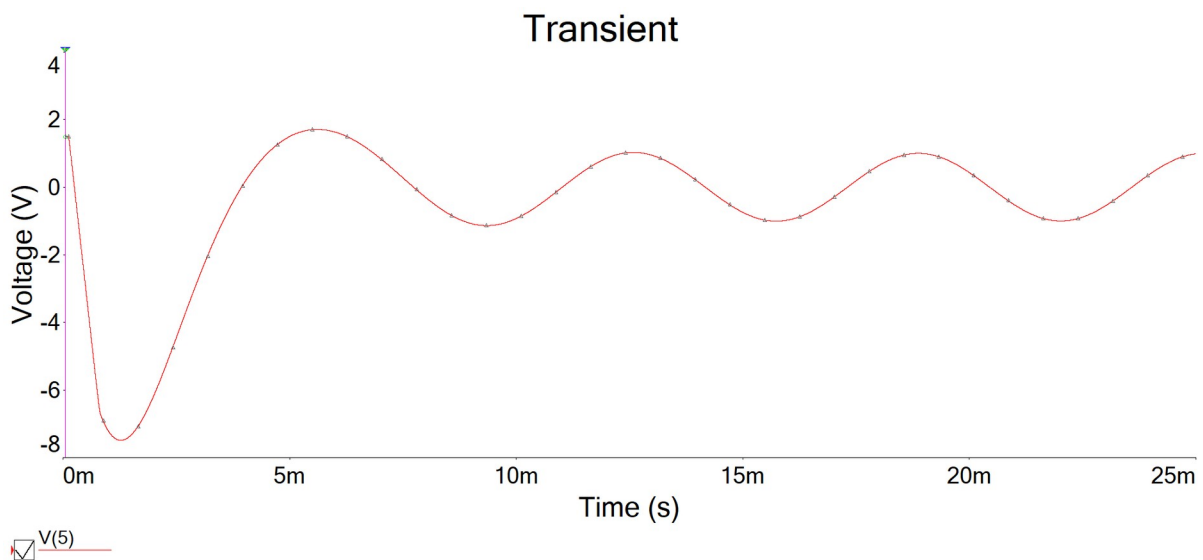
$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1000}{2\pi} \approx 159 \text{ Гц} \quad f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1000}{2\pi} \approx 159 \text{ Гц}$$

Якщо провести моделювання цієї схеми в MultiSim для параметрів розглянутого прикладу, і взявши за $e(t)$ джерело синусоїдальної напруги амплітудою 1В і частотою 1 кГц, отримаємо:



На початку спостерігається перехідний процес – досить швидко згасання власних коливань (видно 2 періоди), після чого встановлюються вимушені коливання з частотою джерела 1кГц і амплітудою близько 1В.

Якщо повторити моделювання, встановивши частоту джерела близькою до власної частоти контуру (159Гц), то ми отримаємо:



Розділити власні та вимушені коливання тут складно, тому що їхні частоти близькі. Проте, характер залежності залишився тим самим – на початку відбувається перехідний процес, а потім встановлюються вимушені коливання.