

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ФАКУЛЬТЕТ АЕРОНАВІГАЦІЇ, ЕЛЕКТРОНІКИ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ
КАФЕДРА ЕЛЕКТРОНІКИ, РОБОТОТЕХНІКИ І ТЕХНОЛОГІЙ МОНІТОРИНГУ
ТА ІНТЕРНЕТУ РЕЧЕЙ

ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ
Завідувач випускової кафедри
_____ Шутко В.М.
« ____ » _____ 2022 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

ЗДОБУВАЧА ОСВІТНЬОГО СТУПЕНЯ МАГІСТРА
ЗІ СПЕЦІАЛЬНОСТІ 171 «ЕЛЕКТРОНІКА»
ОСВІТНЬО-ПРОФЕСІЙНОЇ ПРОГРАМИ «ЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ»

Тема: «Генератори, керовані напругою на операційних підсилювачах»

Виконавець
студент групи ЕС-238М _____ Нестеренко Тихон Ігорович

Керівник
професор _____ Уланський В.В.

Консультант розділу
«Охорона праці» _____ Козлітін О.О.

Консультант розділу
«Охорона навколишнього
середовища» _____ Радомська М.М.

Нормоконтролер _____ Сініцин Р.Б.

КИЇВ 2022

НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет аеронавігації, електроніки та телекомунікацій

Кафедра електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей

Напрямок (спеціальність) 171 "Електроніка"

(шифр, найменування)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач випускової
кафедри

_____ (Шутко В.М.)

« ____ » _____ 2022 р.

ЗАВДАННЯ на виконання дипломного проєкту

Нестеренка Тихона Ігоровича

(прізвище, ім'я, по батькові випускника в родовому відмінку)

1. Тема проєкту (роботи): Генератори, керовані напругою на операційних підсилювачах

затверджена наказом ректора від "9" вересня 2022 року № 1351/ст.

2. Термін виконання проєкту (роботи): з 5.09.2022 до 30.11.2022

3. Вихідні дані до проєкту (роботи):

Діапазон генерованих частот - 0.9-1.8 ГГц

Напруга живлення – ± 5 В;

Фазовий шум – не більше -139 дБ/Гц при зсуві частоти 100 кГц;

Споживана потужність – не більше 200 мВт;

Коефіцієнт нелінійних спотворень – $\leq 1.5\%$ (-36.5 дБ).

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, що підлягають розробці):

1. Класифікація генераторів на операційних підсилювачах.

2. Схеми LC генераторів на операційних підсилювачах.

3. Схеми генераторів на основі перетворювачів імпедансу.

4. Моделювання, дослідження та порівняльний аналіз ГКН на ПП.

5. Перелік обов'язкового графічного матеріалу:

графічне представлення результатів дослідження.

6. Календарний план

№ п/п	Етапи виконання дипломного проекту	Термін виконання етапів	Примітка
1.	Проаналізувати літературні джерела по темі проекту	5.09-15.09	виконано
2.	Побудувати схеми генераторів в середовищі <i>TINA-TI</i>	15.09-6.10	виконано
3.	Виміряти частоту коливань та розрахувати коефіцієнти нелінійних спотворень	6.10-14.10	виконано
4.	Провести порівняльний аналіз результатів	14.10-20.10	виконано
5.	Визначити фазовий шум	20.10-24.10	виконано
6.	Розрахувати цільову функцію ефективності	24.10-04.11	виконано
7.	Визначити стабільність частоти	04.11-09.11	виконано
8.	Розробити структуру та зміст пояснювальної записки	09.11-14.11	виконано
9.	Попередній захист дипломного проекту	14.11-17.11	виконано

7. Консультанти з окремих розділів

Назва розділу	Консультант (посада, П.І.Б.)	Дата		Підпис
		Завдання видав	Завдання прийняв	
Охорона праці	Старший викладач Козлітін О.О.			
Охорона навколишнього середовища	Доцент, к.т.н. Радамська М.М.			

8. Дата отримання завдання « 1 » вересня 2022 р.

Керівник дипломного проекту _____ Уланський В.В.
(підпис)

Завдання прийняв до виконання _____ Нестеренко Т.І.
(підпис студента)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до дипломного проєкту «Генератори, керовані напругою на операційних підсилювачах», 96 сторінок, 31 рисунок, 4 таблиці, 24 джерел літератури.

ГЕНЕРАТОР, ФАЗОВИЙ ШУМ, ВИХІДНИЙ ШУМ, ЕФЕКТИВНІСТЬ, ОПЕРАЦІЙНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ, КОЛИВАЛЬНИЙ КОНТУР, СХЕМА, СТАБІЛЬНІСТЬ.

Мета дипломного проєкту – вивчення особливостей сучасних генераторів, керованих напругою на операційних підсилювачах, а також їх дослідження, моделювання, визначення характеристик ефективності та порівняльний аналіз.

Об'єкт дослідження – генератори, керовані напругою на базі перетворювачів імпедансу з різними топологіями.

Предмет дослідження – характеристики новітніх генераторів, керованих напругою на базі перетворювачів імпедансу з різними топологіями.

Метод дослідження – моделювання характеристик новітніх схем генераторів, керованих напругою за допомогою програмного забезпечення TINA-TI (Texas Instruments).

Прогнози припущення щодо розвитку об'єкта дослідження – у зв'язку з безперервним удосконаленням операційних підсилювачів, збільшенням частоти одиничного підсилення та швидкості наростання сигналу, схеми генераторів на базі перетворювачів імпедансу будуть все більш потрібні в мікрохвильовому діапазоні частот.

Результати дипломного проєктування – використання результатів дослідження при створенні електронних систем різного призначення.

ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ	8
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СКОРОЧЕНЬ, ТЕРМІНІВ	9
ВСТУП	10
РОЗДІЛ 1 КЛАСИФІКАЦІЯ ГЕНЕРАТОРІВ СИНУСОЇДАЛЬНИХ КОЛИВАНЬ НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ	12
1.1. Загальні положення	12
1.2. <i>LC</i> генератори	20
1.3. <i>RC</i> генератори	24
Висновки до розділу	27
РОЗДІЛ 2 АНАЛІЗ СУЧАСНИХ СХЕМ <i>LC</i> ГЕНЕРАТОРІВ НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ	28
2.1. Аналіз генератора Хартлі на операційному підсилювачі	28
2.2. Аналіз генератора Колпітца на операційному підсилювачі	30
2.3. Критерій самозбудження коливань в <i>LC</i> генераторах на операційних підсилювачах	33
Висновки до розділу	34
РОЗДІЛ 3 АНАЛІЗ ГЕНЕРАТОРІВ НА ОСНОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІМПЕДАНСУ	36
3.1. Аналіз схеми перетворювача імпедансу	36
3.2. Аналіз схеми генератора на перетворювачі імпедансу	37
3.3. Визначення амплітуди коливань	39
3.4. Умови самозбудження генератора на перетворювачі імпедансу	44
Висновки до розділу	45

Кафедра ЕРМІТ

НАУ 22 08 000 ПЗ

Виконав	Нестеренко Т.І.			<i>Генератори, керовані напругою на операційних підсилювачах</i>	Літера	Аркуш	Аркушів
Керівник	Уланський В.В.					5	100
Консульт.					<i>171 ЕС-238М</i>		
Норм. контр.	Сініцин Р.Б.						
Зав. Каф.	Шутко В.М.						

РОЗДІЛ 4 ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ГЕНЕРАТОРІВ, КЕРОВАНИХ

НАПРУГОЮ НА ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ІМПЕДАНСУ	47
Вступ	47
4.1. Схеми генераторів на основі перетворювачів імпедансу з двома котушками індуктивності та одним конденсатором	49
4.1.1. Схема генератора з індуктивним позитивним зворотним зв'язком	49
4.1.2. Схема генератора з ємнісним позитивним зворотним зв'язком	53
4.2. Схема генератора на основі перетворювача імпедансу з трьома котушками індуктивності	56
4.3. Схема генератора на основі перетворювача імпедансу з двома конденсаторами та однією котушкою індуктивності	60
4.4. Порівняльний аналіз результатів моделювання	64
4.5. Фазовий шум генератора	66
4.6. Критерій ефективності високочастотних генераторів	68
Висновки до розділу	74
РОЗДІЛ 5 ОХОРОНА ПРАЦІ	75
Вступ	75
5.1. Опис робочого місця та умов праці інженера з електронних систем	75
5.2. Перелік шкідливих та небезпечних чинників, що діють на інженера з електронних систем	76
5.3. Аналіз шкідливих та небезпечних виробничих чинників.	77
5.3.1. Природне освітлення	77
5.3.2. Виробничий шум	78
5.3.3. Мікроклімат	78
5.4. Розробка заходів з охорони праці	79
5.5. Пожежна безпека	82
Висновки до розділу	83

РОЗДІЛ 6 ОХОРОНА НАВКОЛИШНЬОГО СЕРЕДОВИЩА	85
Вступ	85
6.1. Аналіз екологічно небезпечних факторів	85
6.1.1. Електромагнітні поля	85
6.1.2. Електронні відходи	87
6.2. Методи зменшення негативного впливу небезпечних факторів	90
6.2.1. Методи зменшення негативного впливу електромагнітних полів	90
6.2.2. Методи зменшення негативного впливу електронних відходів	91
Висновки до розділу	94
ВИСНОВКИ	95
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	97

АНОТАЦІЯ

В дипломній роботі досліджуються генератори, керовані напругою на операційному підсилювачі на основі перетворювача імпедансу. Спочатку пояснюються загальні відомості про генератори синусоїдального сигналу, розглядаються генератори з LC та RC коливальними контурами.

Далі йде мова про сучасні схеми LC генераторів на операційних підсилювачах, розглядаються генератори Хартлі та Колпітца, а також критерій самозбудження.

Після чого розглядається перетворювач негативного імпедансу. Було приведено його схему, а також проаналізовано генератор на його основі, визначено амплітуду коливань.

Наступний розділ було присвячено дослідженню новітніх схем генераторів, керованих напругою (VCO) на операційних підсилювачах (OPA) на основі перетворювачів імпедансу. У розділі представлено математичне моделювання частоти коливань, коефіцієнту нелінійних спотворень, вихідного шуму. Досліджені VCO використовують ультранизький шум широкосмугового OPA $LMH6629$, охоплюють смугу частот від 0,893 ГГц до 1,735 ГГц і демонструють максимальне сумарне гармонійне спотворення (THD) у діапазоні 2,8%. В кінці роботи було розраховано фазовий шум, цільову функцію ефективності, та стабільність частоти для одного з генераторів. Вихідний шум цього генератора становить $13.73 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$, максимальний внутрішньосмуговий фазовий шум -146.35 дБн/Гц на частоті зсуву 100 кГц, а цільова функція ефективності (FoM) -204.8 дБн/Гц . Нестабільність частоти в інтервалі від 0 до 40 градусів Цельсія становить $1.46 \cdot 10^{-5}$, а нестабільність частоти на 1 градус Цельсія $- 3.662 \cdot 10^{-7}$.

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СКОРОЧЕНЬ, ТЕРМІНІВ

<i>VCO</i>	–	генератор, керований напругою (<i>Voltage Controlled Oscillator</i>)
<i>FOM</i>	–	цільова функція (<i>Figure of Merit</i>)
<i>IC</i>	–	інтегральна схема (<i>IC - Integrated Circuit</i>)
<i>AC</i>	–	змінний струм (<i>Alternating Current</i>)
<i>ОП</i>	–	операційний підсилювач (<i>OPA – Operational Amplifier</i>)
<i>PCB</i>	–	друкована плата (<i>Printed circuit board</i>)
<i>РЧ</i>	–	радіочастота (<i>RF - Radio Frequency</i>)
<i>ЕОМ</i>	–	електронно-обчислювальна машина
<i>ВДТ</i>	–	відеодисплейний термінал
<i>NIC</i>	–	перетворювач негативного імпедансу (<i>Negative Impedance Converter</i>)
<i>BJT</i>	–	біполярний транзистор (<i>Bipolar Junction Transistor</i>)
<i>CMOS</i>	–	комплементарний метал-оксид напівпровідник (<i>Complementary Metal-Oxide-Semiconductor</i>)
<i>GaAs</i>	–	арсенід галію (<i>Gallium Arsenide</i>)
<i>GaN</i>	–	нітрид галію (<i>Gallium Nitride</i>)
<i>HBT</i>	–	гетероперехідний біполярний транзистор (<i>Heterojunction Bipolar Transistor</i>)
<i>HEMT</i>	–	транзистор з високою рухливістю електронів (<i>High-Electron-Mobility Transistor</i>)
<i>pHEMT</i>	–	псевдоморфний транзистор з високою рухливістю електронів (<i>pseudomorphic High-Electron-Mobility Transistor</i>)
<i>SiGe</i>	–	кремній германій (<i>Silicon Germanium</i>)
<i>SPICE</i>	–	<i>Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis</i>
<i>КНС</i>	–	коефіцієнт нелінійних спотворень (<i>THD – Total Harmonic Distortion</i>)

ВСТУП

Актуальність теми. Синусоїдальні осцилятори використовуються практично у всіх системах прийому і передачі інформації, а також у вимірювальних приладах і системах. Одним з найбільш швидко розвиваючись класів синусоїдальних осциляторів є клас керованих напругою осциляторів (*VCO*). Генератори, керовані напругою, зазвичай використовуються в цифрових синтезаторах частоти, які є однією з основних підсистем сучасних систем зв'язку. Швидкий розвиток сучасних систем зв'язку та приладобудування створив високий попит на малошумні *VCO* [1,2,3].

Поява на ринку надмалошумливих, швидкодіючих, широкосмугових операційних підсилювачів (*OPA*) створює можливість їх використання в синусоїдальних генераторах в діапазоні надвисоких частот.

Малошумні, високошвидкісні генератори *OPA* можуть запропонувати практичну альтернативу транзисторним генераторам, продуктивність яких певною мірою залежить від мінливості параметрів малого сигналу транзистора.

Операційний підсилювач - це підсилювач з дуже високим входним опором і дуже низьким вихідним опором; легко запровадити необхідний позитивний відгук навколо *OPA*; конструкція генератора проста внаслідок відсутності контуру зміщення; контур генератора не потребує жодних налаштувань під час виготовлення.

Метою роботи є дослідження та вивчення особливостей сучасних генераторів, керованих напругою на операційних підсилювачах, що існують та використовуються у світі для створення електронних приладів, а також їх моделювання, порівняльний аналіз, визначення ефективності та стабільності частоти.

Завдання дипломного проєкту складається з наступних пунктів:

- Класифікація існуючих генераторів синусоїдальних коливань;
- Аналіз їх можливостей;
- Оцінка ефективності запропонованих новітніх генераторів та їх порівняльний аналіз.

Об'єкт дослідження – генератор, керований напругою на *ОРА*, який використовує наступний інструментарій та має такі початкові припущення:

- Зворотній зв'язок;
- Паралельний коливальний контур;
- Варакторні діоди;
- Перетворювач негативного імпедансу;
- Низький рівень фазового шуму.
- Низьке значення коефіцієнта нелінійних спотворень.

Практичне значення одержаних результатів – розробка надмалешумливих, високошвидкісних генераторів на *ОРА* як альтернатива транзисторним генераторам для електронних систем.

Технології, технічні та програмні засоби, задіяні в процесі дослідження та моделювання *ОРА VCO* бажано використовувати сучасні. Необхідно використати сучасне програмне забезпечення.

Подальший розвиток об'єкту проектування можливий в напрямку збільшення ефективності в сучасних систем зв'язку та приладобудуванні.

РОЗДІЛ 1

КЛАСИФІКАЦІЯ ГЕНЕРАТОРІВ СИНУСОЇДАЛЬНИХ КОЛИВАНЬ НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ

1.1. Загальні положення

Існує кілька різних осциляторів і конструкцій схем, що створюють коливання. Різні осцилятори генерують несинусоїдальні сигнали, тоді як інші генерують синусоїдальні сигнали. Застосунки для синхронізації та керування використовують несинусоїдальні осцилятори, такі як імпульсні та рамкові (або пилоподібні) осцилятори. Імпульсні осцилятори зазвичай містяться в ланцюгах горизонтальної розгортки осцилографів і телевізорів, а також зазвичай зустрічаються в годинниках цифрових систем. Синусоїдальні осцилятори мають широкий спектр використання, включаючи тестове обладнання (таке як мережеві аналізатори та генератори сигналів) і бездротові системи, а також споживчі електронні пристрої (такі як радіо, телевізори та відеомагнітофони).

Підсилювач, компонент обмеження амплітуди, мережа визначення частоти та мережа (позитивного) зворотного зв'язку є основними частинами генератора зворотного зв'язку. Мережа визначення частоти зазвичай служить компонентом зворотного зв'язку, а підсилювач зазвичай служить як компонентом обмеження амплітуди, так і підсилювачем. Частина вихідного сигналу повинна повертатися у вхідний ланцюг через ланцюг зворотного зв'язку. Коли сигнал зворотного зв'язку та вхідний сигнал знаходяться в фазі, виникає позитивний зворотний зв'язок, і коливання можливі за правильних обставин.

Генератор негативного опору описує конкретну стратегію розробки, яка відрізняється від тієї, що часто застосовується до генераторів зворотного зв'язку. Такі осцилятори також можуть бути створені за допомогою стратегії негативного

Кафедра ЕРМІТ

НАУ 22 08 000 ПЗ

<i>Виконав</i>	<i>Нестеренко Т.І.</i>			<i>Генератори, керовані напругою на операційних підсилювачах</i>	<i>Літера</i>	<i>Аркуш</i>	<i>Аркушів</i>
<i>Керівник</i>	<i>Уланський В.В.</i>					12	100
<i>Консульт.</i>					<i>171 ЕС-238М</i>		
<i>Норм. контр.</i>	<i>Сініцин Р.Б.</i>						
<i>Зав. Каф.</i>	<i>Шутко В.М.</i>						

опору, оскільки осцилятори зворотного зв'язку демонструють імпеданс із негативним опором у певній точці ланцюга.

На рис 1.1 показано просту схему осцилятора зворотного зв'язку [4]. Коефіцієнт посилення напруги підсилювача задано $A_v(j\omega)$, а передатна функція β описує ланцюг зворотного зв'язку за напругою ($j\omega$). Оскільки це підсилення між v_o і v_i , коли $v_f = 0$ (тобто, коли шлях через $\beta(j\omega)$ правильно від'єднано), підсилення підсилювача $A_v(j\omega)$ також відоме як підсилення розімкненого контуру.

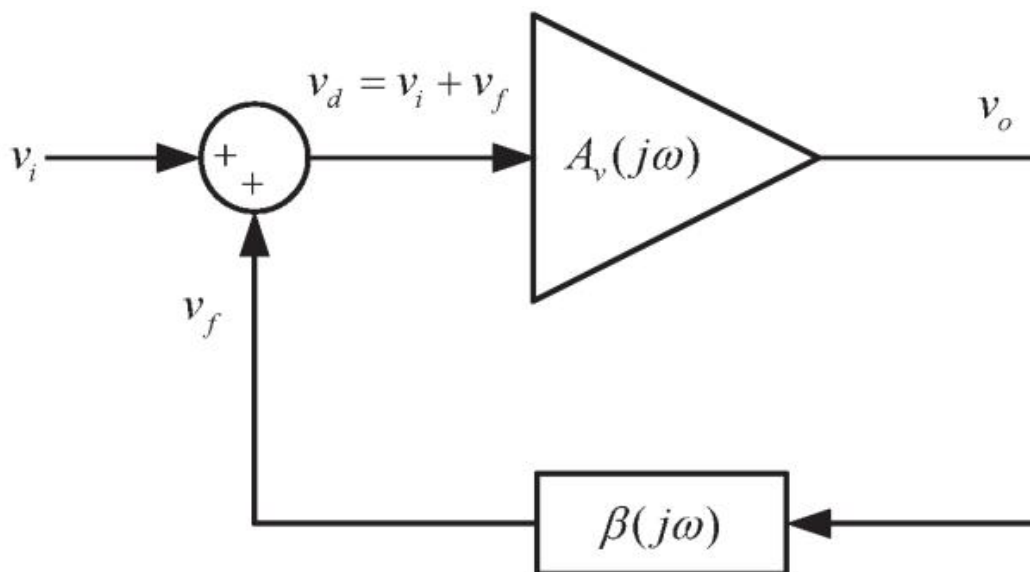


Рис. 1.1. Базовий генератор зворотного зв'язку

Загалом коефіцієнт підсилення підсилювача є комплексною величиною. Однак у багатьох осциляторах підсилювач функціонує в своїй середній смузі, де $A_v(j\omega)$ є дійсною константою, на частоті коливань. $A_v(j\omega)$ представлений A_{vo} , коли він постійний.

Коли сигнал зворотного зв'язку віднімається від вхідного сигналу, виникає негативний зворотний зв'язок. Однак зворотній зв'язок сприятливий, якщо v_f збільшується v_i . Сигнал зворотного зв'язку, доданий до v_i на сумацийній мережі на рисунку 1.1, свідчить про те, що зворотний зв'язок сприятливий. Звичайно, чи v_f додає чи віднімає v_i залежить від фази v_f . Схема замкнутого циклу на малюнку 1.1 визначає фазу v_f . Фазовий зсув через підсилювач дорівнює 0° , якщо $A_v(j\omega) = A_{vo}$ і A_{vo} є додатним числом. Подібним чином, для позитивного зворотного зв'язку фаза через $\beta(j\omega)$ має бути 0° (або кратною 360°). Фазовий зсув через підсилювач становить 180° , якщо A_{vo} негативний, а фаза через $\beta(j\omega)$ для позитивного

зворотного зв'язку має становити 180° на 360° . Іншими словами, загальний фазовий зсув замкнутого контуру має бути нульовим або кратним 360° , щоб був позитивний зворотний зв'язок.

З рис. 1.1 можна записати [4]

$$v_o = A_v(j\omega)v_d, \quad (1.1)$$

$$v_f = \beta(j\omega)v_o \quad (1.2)$$

та

$$v_d = v_i + v_f. \quad (1.3)$$

Таким чином, від (1.1) до (1.3), посилення напруги замкнутого циклу $A_v f(j\omega)$ визначається як

$$\begin{aligned} A_v f(j\omega) &= v_o, \\ v_i &= A_v(j\omega), \\ 1 - \beta(j\omega)A_v(j\omega). \end{aligned} \quad (1.4)$$

Величина $\beta(j\omega)A_v(j\omega)$ відома як коефіцієнт підсилення петлі.

Для виникнення коливань вихідний сигнал повинен існувати без вхідного сигналу. З $v_i = 0$ у (1.4) випливає, що скінченний v_o можливий лише тоді, коли знаменник дорівнює нулю. Тобто коли

$$1 - \beta(j\omega)A_v(j\omega) = 0$$

або

$$\beta(j\omega)A_v(j\omega) = 1. \quad (1.5)$$

Рівняння (1.5) виражає той факт, що для виникнення коливань коефіцієнт підсилення контуру має бути одиничним. Це співвідношення відоме як критерій Баркгаузена.

З $A_v(j\omega) = A_{vo}$ і дозволяючи

$$\beta(j\omega) = \beta r(\omega) + j\beta i(\omega),$$

де $\beta r(\omega)$ і $\beta i(\omega)$ є дійсною та уявною частинами $\beta(j\omega)$, ми можемо виразити (1.5) у вигляді

$$\beta r(\omega)A_{vo} + j\beta i(\omega)A_{vo} = 1.$$

Прирівнювання дійсної та уявної частин обох сторін рівняння дає

$$\beta r(\omega)A_{vo} = 1 \Rightarrow A_{vo} = 1/\beta r(\omega) \quad (1.6)$$

та

$$\beta i(\omega)A_{vo} = 0 \Rightarrow \beta i(\omega) = 0, \quad (1.7)$$

оскільки $A_{vo} \neq 0$. Умови в (1.6) і (1.7) відомі як критерії Баркгаузена в прямокутній формі для $A_v(j\omega) = A_{vo}$.

Умова (1.6) відома як умова посилення, а (1.7) як умова частоти коливань. Умова частоти коливань передбачає частоту, на якій фазовий зсув навколо замкнутого контуру становить 0° або кратний 360° .

Співвідношення (1.5) також можна виразити в полярній формі як

$$\beta(j\omega)A_v(j\omega) = |\beta(j\omega)A_v(j\omega)|.$$

Звідси випливає, що

$$|\beta(j\omega)A_v(j\omega)| = 1 \quad (1.8)$$

та

$$|\beta(j\omega)A_v(j\omega)| = \pm n360^\circ \quad (1.9)$$

де $n = 0, 1, 2, \dots$. Рівняння (1.9) виражає той факт, що сигнал повинен проходити по замкнутому контуру зі зсувом фази 0° або кратним 360° . Для $A_v(j\omega) = A_{vo}$, тоді $\beta(j\omega)A_{vo}$ є кутом $\beta(j\omega)$, і умова (1.9) еквівалентна тому, що $\beta i(j\omega) = 0$, відповідно до (1.7). Крім того, для $A_v(j\omega) = A_{vo}$ і $\beta i(j\omega) = 0$ (1.8) зводиться до (1.6). Умови в (1.8) і (1.9) відомі як критерії Баркгаузена в полярній формі. Коли підсилювач є підсилювачем струму, основний ланцюг зворотного зв'язку можна представити, як показано на рис. 1.2. У цьому випадку $A_i(j\omega)$ — коефіцієнт посилення за струмом підсилювача, а коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом $a(j\omega) — a(j\omega) = \frac{i_f}{i_o}$.

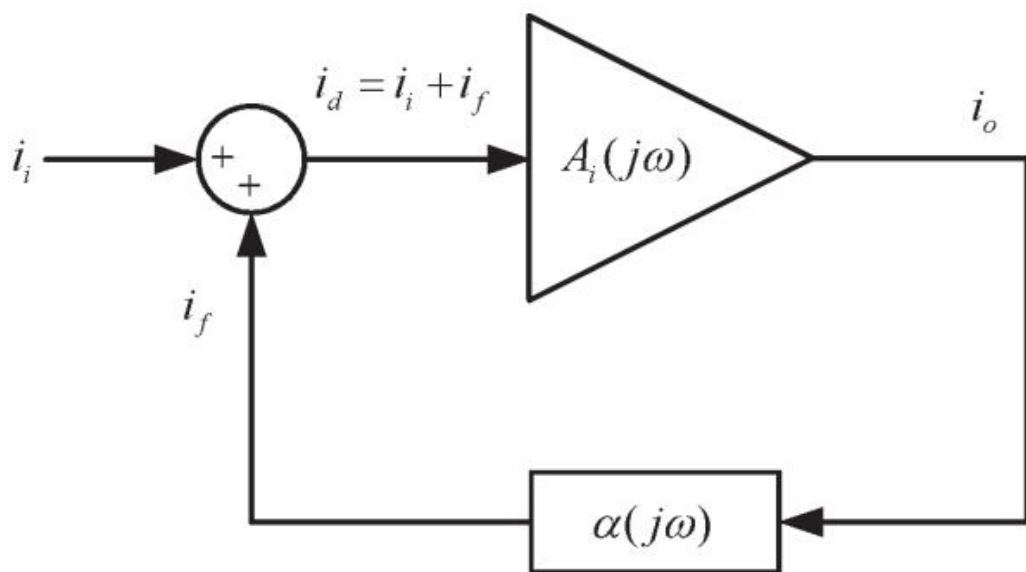


Рис. 1.2. Сучасна форма базового ланцюга зворотного зв'язку.

Для цього ланцюга умова коливань задана формулою

$$a(j\omega)A_i(j\omega) = 1, \quad (1.10)$$

що виражає той факт, що посилення петлі на рис. 1.2 має бути одиничним.

Підсилення контуру можна оцінити різними способами. Одним із методів, який можна використовувати в деяких конфігураціях генератора, є визначення $A_v(j\omega)$ і $\beta(j\omega)$ і формування петлевого посилення $A_v(j\omega)\beta(j\omega)$. У багатьох випадках нелегко відокремити $A_v(j\omega)$ і $\beta(j\omega)$, оскільки вони взаємопов'язані. У таких випадках метод, який зазвичай можна реалізувати, полягає в тому, щоб

представити контур генератора як безперервний і повторюваний контур. Отже, підсилення контуру розраховується як підсилення від однієї частини до тієї самої частини в наступній схемі. Альтернативним методом аналізу є заміна підсилювача та ланцюга зворотного зв'язку на рис 1.1 їх моделями змінного струму та написання відповідних рівнянь контуру. Рівняння контуру утворюють систему лінійних рівнянь, які можна розв'язати для посилення напруги замкнутого циклу, яке можна виразити в загальному вигляді

$$Avf(j\omega) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{N(j\omega)}{D(j\omega)}, \quad (1.11)$$

де $N(j\omega)$ представляє поліном чисельника, а $D(j\omega)$ є визначником системи лінійних рівнянь. У термінах (1.11) умови коливань виходять, якщо визначник системи дорівнює нулю (тобто $D(j\omega) = 0$). Встановлення $D(j\omega) = 0$ призводить до двох рівнянь: одне для дійсної частини $D(j\omega)$ (яке дає умову підсилення), а друге для уявної частини $D(j\omega)$ (яке дає частоту коливань).

Схема коливається, коли вона має пару комплексно спряжених полюсів на уявній осі, відповідно до теорії схем. Через нелінійну природу петлевого посилення полюси електронних генераторів не ідеально розташовані на уявній осі. Положення полюса в осциляторі контролюється різними нелінійними явищами. Властивості насичення підсилювача є однією з причин нелінійності. Так працює синусоїдальний осцилятор з обмеженим насиченням. Підсилення замкнутого циклу в (1.4) повинно мати два комплексно-сполучених полюси в правій половині площини, щоб ініціювати коливання. Потім виникає наростаюча синусоїдальна вихідна напруга в результаті шумової напруги, створеної тепловими коливаннями в мережі (які можуть бути представлені суперпозицією вхідних шумових сигналів v_n) або перехідним процесом, створеним під час увімкнення джерела живлення постійного струму. Комплексно спряжені полюси в правій півплощині контролюють властивості синусоїдального сигналу, що розвивається. Можливості підсилювача щодо обмеження амплітуди (тобто зменшення посилення) викликають зміну розташування полюсів у міру зростання амплітуди виробленого коливання. Комплексно-спряжені полюси в результаті змін переміщуються в

напрямку фіктивної осі. Проте амплітуда коливань продовжувала зростати, через що складні полюси продовжували рухатися в напрямку лівої половини площини. Амплітуда коливань починає падати після того, як полюси переміщуються в ліву половину площини, змушуючи їх зміщуватися в праву половину площини. Неодноразово полюси чергуються між лівою та правою півплощиною, і відбуваються деякі стаціонарні коливання з основною частотою та гармоніками. Положення полюсів контролює як основну частоту коливань, так і його гармоніки в цьому нелінійному процесі. Критерій Баркгаузена в (1.5) обґрунтовано передбачає основну частоту коливань, незважаючи на те, що полюси не знаходяться на гіпотетичній осі. Можна сказати, що він забезпечує основну частоту осцилятора на основі середнього розташування полюсів.

Попереднє обговорення показує, що для початку коливань контур повинен бути нестійким (тобто контур повинен мати пару комплексно спряжених полюсів у правій половині площини). Умова (1.5) не передбачає, якщо схема нестійка. Однак, якщо контур починає коливатися, критерій Баркгаузена в (1.5) може бути використаний для прогнозування приблизної основної частоти коливань і умови посилення.

У генераторі з керуванням напругою (*VCO*) ємність або індуктивність налаштованої схеми регулюється для зміни частоти коливань. Численні електричні пристрої, включаючи ТВ-тюнери, синтезатори частоти та модулятори *AM/FM*, використовують *VCO*.

Електронне налаштування варакторного генератора здійснюється за допомогою керованої напругою ємності варакторного діода, який також називають варикапом.

Символ варакторного діода та його модель схеми показані на рис. 1.3.

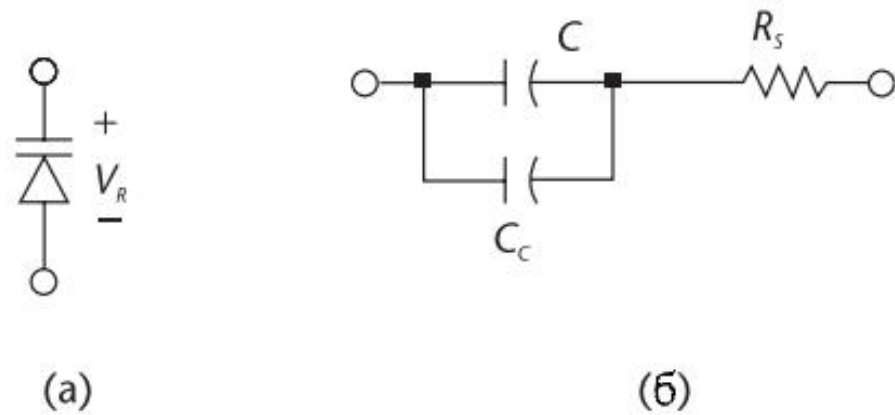


Рис. 1.3. (а) Символ варакторного діода та його (б) еквівалентна модель

Існує багато різноманітних варакторних діодів різкого та гіперрізкого типу, які мають різні ємності. Різноманітні напруги налаштування підтримуються діодами з раптовим варактором, і їхні характеристики фазового шуму поступаються показникам діодів з гіперрізкі варактором. Послідовний опір варакторного діода впливає на його ефективність проти фазового шуму.

На відміну від різкого діода, гіперрізкі варакторні діоди демонструють більш лінійну характеристику. Таким чином, вони є підходящим варіантом для широкосмугових VCO . Наприклад, напруга налаштування від 1 В до 20 В може бути використана для покриття октави діапазону.

Наступна формула дає ємність варакторного діодного переходу (C):

$$C = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{VR}{\phi}\right)^n},$$

де C_0 — значення ємності при нульовій напрузі; VR — напруга зворотного зміщення; ϕ — контактний потенціал переходу ($\phi \approx 0,7$ В для Si та 1,2 В для $GaAs$); n — число від 0,3 до 2.

Нижня значення n пов'язані з діодами з різким з'єднанням, а більші значення — з діодами з надрізким з'єднанням. Загальна ємність варактора CT складається із суми ємності переходу C плюс ємності корпусу CC . Опір R_s представляє опір послідовної втрати діода. Ненавантажена добротність варакторного діода має наступну формулу:

$$Q_U = \frac{1}{\omega C_T R_s}$$

1.2. LC генератори

Вхідний постійний струм (напруга живлення) перетворюється на вихід змінного струму за допомогою LC-генератора (форма сигналу). Залежно від застосування ця форма вихідного сигналу може мати широкий спектр різних форм і частот. Він може мати складну форму або являти собою звичайну чисту синусоїду.

У багатьох тестових приладах використовуються осцилятори для створення синусоїдальних хвиль, квадратних, пілкоподібних або трикутних сигналів або просто послідовності повторюваних імпульсів зі змінною або постійною шириною. Оскільки вони прості в експлуатації та мають хороші характеристики фазового шуму, LC-генератори часто використовуються в радіочастотних колах.

Однією з численних проблем при розробці електричних кіл є запобігання коливанням підсилювачів під час спроби змусити осцилятори коливатися. Генератор, по суті, є підсилювачем із «позитивним зворотним зв'язком», або регенеративним зворотним зв'язком (синфазним).

Осцилятори функціонують, вводячи енергію постійного струму з необхідною частотою в ланцюг резонатора зворотного зв'язку, який долає втрати у формі конденсатора, котушки індуктивності або обох в одному колі. Іншими словами, осцилятор - це підсилювач, який генерує вихідну частоту без допомоги зовнішнього вхідного сигналу за допомогою позитивного зворотного зв'язку.

Таким чином, осцилятори є самопідтримуваними схемами, що генерують періодичну форму вихідного сигналу на одній синусоїдальній частоті. Таким чином, щоб будь-яка електронна схема працювала як генератор, вона повинна містити наступні три характеристики:

- Певна форма посилення;
- Позитивний відгук (регенерація);
- Ланцюг зворотного зв'язку для визначення частоти.

Щоб коливання почалися, осцилятору потрібен невеликий підсилювач сигналу зі зворотним зв'язком із коефіцієнтом підсилення разомкнутого циклу одиниці або трохи вище, але щоб коливання тривали, середній коефіцієнт підсилення петлі має повернутися до одиниці. На додаток до цих реактивних компонентів необхідне підсилювальне обладнання, таке як операційний підсилювач або біполярний транзистор.

Генератор, на відміну від підсилювача, перетворює енергію джерела постійного струму в енергію змінного струму на потрібній частоті без необхідності додаткового вхідного сигналу змінного струму.

Схема складається з конденсатора C і індуктивної котушки L , як показано на рис. 1.4 [5]. Індуктивна котушка накопичує свою енергію як електромагнітне поле, тоді як конденсатор накопичує енергію як електростатичне поле, створюючи потенціал (статичну напругу) на своїх пластинах. При перемиканні в положення A конденсатор заряджається до напруги живлення постійного струму, V . Перемикач перемикається в положення B , коли конденсатор заряджається.

Конденсатор тепер паралельно підключений до індуктивної котушки, що дозволяє йому почати розряджатися через котушку. Оскільки струм через котушку продовжує збільшуватися, напруга на C починає зменшуватися.

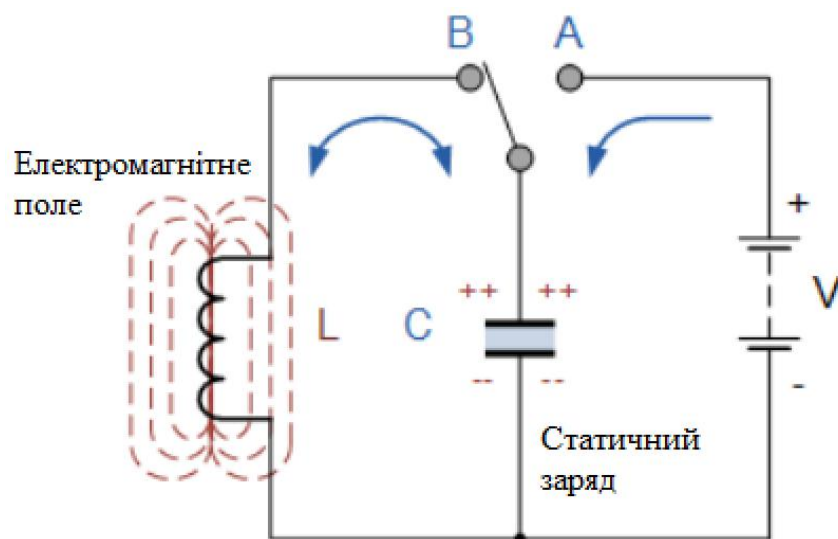


Рис. 1.4. Базова схема контура LC осцилятора

Цей зростаючий струм створює електромагнітне поле навколо котушки, яке перешкоджає потоку електрики. Енергія, яка раніше зберігалася в конденсаторі, C як електростатичне поле, тепер зберігається в індуктивній котушці, L як електромагнітне поле навколо обмоток котушок, коли конденсатор C повністю розряджається.

Електромагнітне поле починає слабшати, а струм у котушці починає зменшуватися, оскільки в ланцюзі більше немає зовнішньої напруги, яка підтримувала б її стабільність. Котушка відчуває зворотню ЕДС ($e = -Ldi/dt$), яка підтримує напрямок потоку струму.

Конденсатор C заряджається цим струмом з полярністю, протилежною полярності його початкового заряду. C продовжує заряджатися до тих пір, поки електромагнітне поле котушки повністю не згасне і струм не зменшиться до нуля.

Конденсатор тепер має потенціал електростатичної напруги на ньому з протилежною полярністю до потенціалу електростатичної напруги, який спочатку прикладався до схеми через перемикач. Процес знову повторюється, коли конденсатор знову починає розряджатися через котушку. Коли енергія передається вперед і назад між конденсатором і індуктором, полярність напруги змінюється, створюючи синусоїдальний сигнал змінного струму та напруги.

Потім цей процес служить основою для контуру LC -генераторів, і теоретично це циклічне обертання вперед і назад ніколи не припиниться. Однак енергія не ідеально транспортується від конденсатора C до котушки індуктивності L і назад від L до C , і це спричиняє певні втрати енергії, які зрештою призводять до зникнення коливань.

Якби не втрати енергії в ланцюзі, ця коливальна активність енергії, що рухається вперед і назад між конденсатором C і котушкою індуктивності L , тривала б вічно. Коливання поступово зменшуються, поки вони повністю не зникнуть, після чого процес завершується. Електрична енергія втрачається через постійний струм або фактичний опір котушки індуктивності, діелектрик конденсатора та випромінювання ланцюга.

Потім амплітуда коливальної напруги зменшується з кожним півперіодом у реальному LC -ланцюзі, зрештою згасаючи до нуля. Якість контуру, або його

добротність, визначає, наскільки затухають коливання, які потім називаються «затухаючими».

Резонансну частоту LC -генератора можна виразити у вигляді

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}, \quad (1.12)$$

де L – індуктивність у Генрі; C – ємність у Фарадах; f_r – вихідна частота в Герцах.

Рівняння 1.12 показує, що якщо L або C зменшуються, частота збільшується. Цю вихідну частоту зазвичай називають аббревіатурою (f_r), щоб ідентифікувати її як «резонансну частоту».

Щоб підтримувати коливання в LC контурі, ми повинні компенсувати всю енергію, втрачену під час кожного коливання, а також підтримувати амплітуду цих коливань на постійному рівні. Тому кількість заміненої енергії має дорівнювати енергії, втраченій під час кожного циклу.

Якщо заміщена енергія надто велика, амплітуда буде збільшуватися, доки не відбудеться відсікання рейок живлення. З іншого боку, якщо кількість заміненої енергії надто мала, амплітуда з часом зменшиться до нуля, і коливання припиняться.

Найпростіший спосіб замінити цю втрачену енергію полягає в тому, щоб взяти частину вихідного сигналу від LC контуру, посилити його, а потім знову подати назад у контур LC . Цей процес можна здійснити за допомогою підсилювача напруги, використовуючи операційний підсилювач, польовий транзистор або біполярний транзистор як активний пристрій. Однак, якщо коефіцієнт посилення контуру підсилювача зворотного зв'язку занадто малий, бажане коливання спадає до нуля, а якщо воно занадто велике, форма сигналу спотворюється.

Щоб створити постійне коливання, необхідно точно контролювати рівень енергії, що подається назад у LC контур. Тоді має бути певна форма автоматичного контролю амплітуди або посилення, коли амплітуда намагається змінитися від еталонної напруги вгору або вниз.

Для підтримки стабільного колювання загальний коефіцієнт підсилення контуру повинен дорівнювати одиниці. Якщо менше, колювання не починаються або згасають до нуля, якщо більше колювання відбуватимуться, але амплітуда буде обрізана шинами живлення, що спричинить спотворення.

1.3. *RC* генератори

RC осцилятори використовують комбінацію підсилювача та *RC* ланцюга зворотного зв'язку для створення вихідних колювань через фазовий зсув між каскадами.

При з'єднанні як підсилювач із загальним емітером однокаскадний транзисторний підсилювач може створювати 180° фазового зсуву між своїм вихідним і вхідним сигналами. Ми можемо використати це з'єднання для створення ланцюга *RC*-генератора.

Можна налаштувати резисторно-конденсаторні (*RC*) ланцюги, що оточують транзистор, щоб забезпечити необхідний регенеративний зворотний зв'язок без потреби в контурі, дозволяючи каскадам транзистора функціонувати як генератори. Правильні значення опору та ємності можуть бути використані для створення простих частотно-селективних схем підсилювача *RC*, які колюються на будь-якій бажаній частоті.

RC-генератору потрібен достатній позитивний зворотний зв'язок правої фази, щоб підтримувати свої колювання нескінченно довго (синфазно). Для того, щоб ввести достатній коефіцієнт посилення контуру в замкнутий контур і підтримувати колювання, необхідно забезпечити зворотний зв'язок на додаток до посилення напруги генератора. Використовується один транзисторний підсилювач. Це дозволяє контуру постійно колюватися на вибраній частоті.

Щоб створити необхідний позитивний зворотний зв'язок, схема *RC*-генератора зміщує вхідний сигнал на 180° через схему зворотного зв'язку, повертаючи сигнал поза фазою, і знову на 180° через інвертуючий каскад підсилювача. Це спричиняє зсув фази « $180^\circ + 180^\circ = 360^\circ$ », що практично дорівнює 0° , забезпечуючи нам необхідний позитивний зворотний зв'язок. Іншими словами,

щоб контур зворотного зв'язку мав бажаний ефект, загальний фазовий зсув повинен бути «0» або будь-яким кратним 360° .

Використовуючи, наприклад, взаємопов'язані елементи RC у гілці зворотного зв'язку, ми можемо використовувати фазовий зсув, який відбувається між входом і виходом ланцюга RC у RC -генераторі, також відомому як RC -генератор.

Операційні підсилювачі в RC -генераторах частіше використовуються, ніж їх біполярні транзисторні еквіваленти. Операційний підсилювач з негативним посиленням і трисекційна RC ланцюг складають генераторний контур, який створює зсув фази на 180° . Як показано на рис. 1.5 та рис 1.6, ланцюг фазового зсуву пов'язана від виходу операційного підсилювача назад до його «інвертуючого» входу [6].

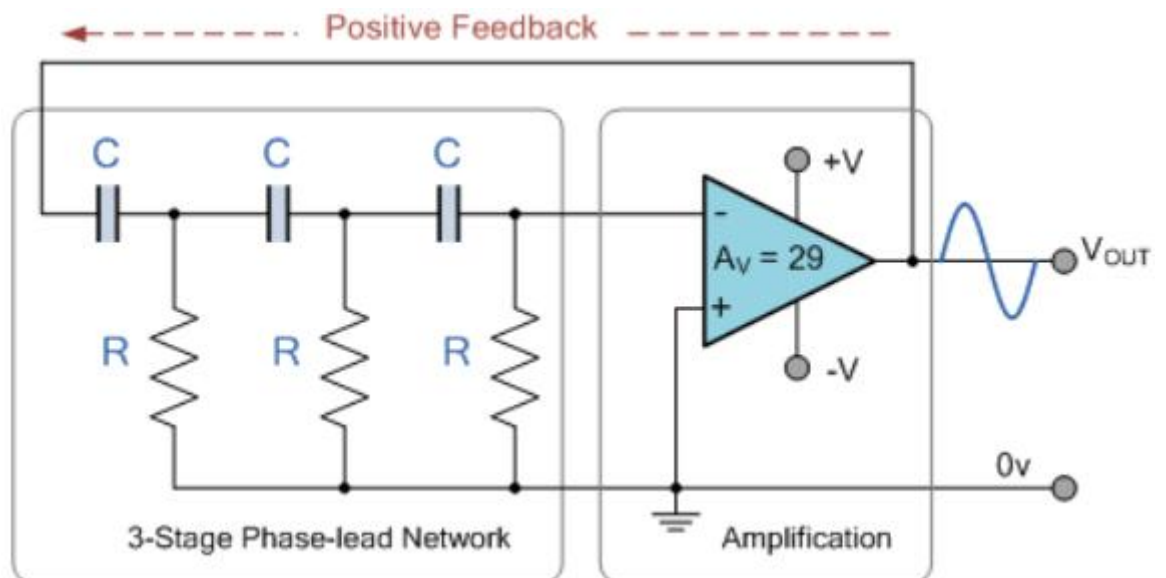


Рис. 1.5. Схема RC - генератора з фазовим підсилювачем [6]

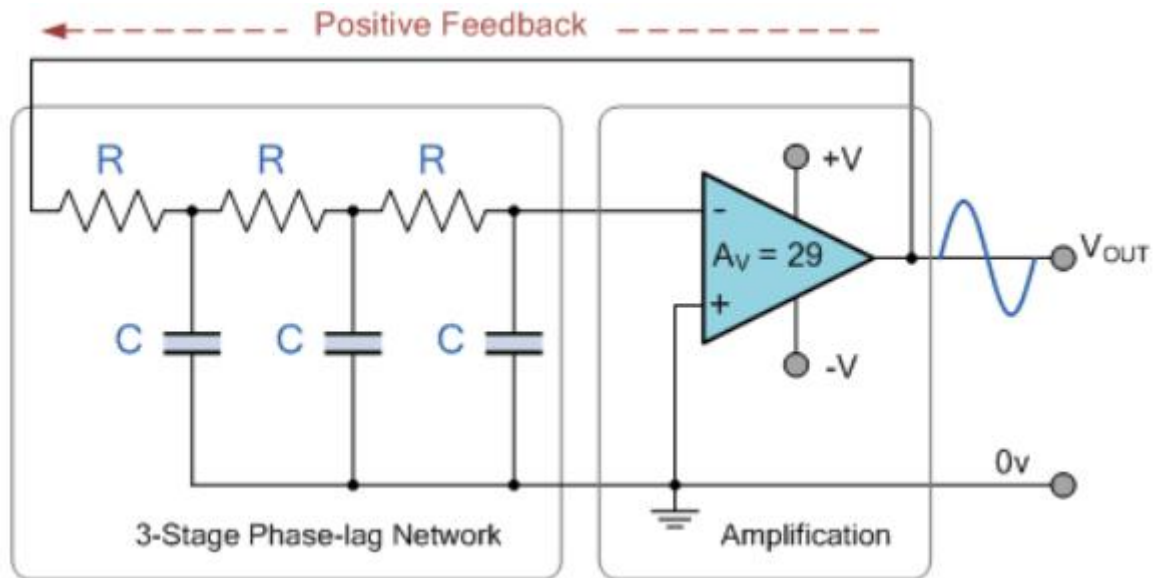


Рис. 1.6. Схема RC -генератора з фазовою затримкою операційного підсилювача [6]

Тому операційний підсилювач підключається в конфігурації «інвертуючий підсилювач», створюючи необхідний зсув фази на 180° , тоді як ланцюг RC створює інший зсув фази на 180° на необхідній частоті ($180^\circ + 180^\circ$), оскільки зворотний зв'язок пов'язаний із інвертуючий вхід. Конфігурація «фазний провід» — це назва такого типу з'єднання зворотного зв'язку, у якому конденсатори з'єднані послідовно, а резистори — з потенціалом заземлення (0 В). Іншими словами, позитивний фазовий кут є результатом того, що вихідна напруга є вищою за вхідну.

Однак, просто переміщуючи RC -компоненти так, щоб конденсатори були з'єднані з потенціалом землі (0 В), а резистори з'єднані послідовно, як зазначено, ми можемо легко створити налаштування із запізненням фази. Це вказує на те, що вихідна напруга відстає від вхідної напруги.

Однак через зміну компонентів зворотного зв'язку вихідне рівняння для вихідної частоти RC -генератора з фазним виведенням модифікується таким чином:

$$f_r = \frac{\sqrt{2N}}{2\pi * RC}$$

Необхідний зсув фази на 180° може бути досягнутий шляхом каскадного з'єднання лише двох однополюсних каскадів RC ($90^\circ + 90^\circ$), але стабільність генератора на низьких частотах зазвичай погана.

Здатність RC -генератора виробляти синусоїду з постійною частотою в різних ситуаціях навантаження є однією з його найважливіших характеристик. Стабільність генератора можна значно збільшити шляхом каскадного з'єднання трьох або навіть чотирьох ступенів RC разом ($4 \times 45^\circ$).

Оскільки операційні підсилювачі часто зустрічаються в чотирьох корпусах IC , часто використовуються чотирикаскадні RC -генератори. Це робить досить простим створення чотирикаскадного генератора зі зсувом фази на 45° .

Конденсатор змінної ємності можна використовувати в більш широкому діапазоні частот, оскільки RC -генератори є стабільними та виробляють добре сформовані синусоїди з частотами, пропорційними $1/RC$. Однак через їх обмежену пропускну здатність для створення необхідного фазового зсуву на високих частотах RC -генератори підходять лише для частотних застосувань.

Висновки до розділу

Досліджено принцип роботи генераторів синусоїдальних коливань на операційних підсилювачах. Основними частинами генератора зворотного зв'язку є підсилювач, компонент обмеження амплітуди, мережа визначення частоти та ланцюг (позитивного) зворотного зв'язку. Щоб коливання почалися, осцилятору потрібен невеликий підсилювач сигналу зі зворотним зв'язком із коефіцієнтом підсилення разомкнутого циклу одиниці або трохи вище, але щоб коливання тривали, середній коефіцієнт підсилення петлі має повернутися до одиниці.

Зазначено, що критерій Баркгаузена може бути використаний для прогнозування приблизної основної частоти коливань і умови посилення.

Проаналізовано генератор, керований напругою VCO , та зазначено, що ємність або індуктивність налаштованої його схеми регулюється для зміни частоти коливань. Численні електричні пристрої, включаючи ТВ-тюнери, синтезатори частоти та модулятори AM/FM , використовують VCO .

РОЗДІЛ 2

АНАЛІЗ СУЧАСНИХ СХЕМ *LC* ГЕНЕРАТОРІВ НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ

2.1. Аналіз генератора Хартлі на операційному підсилювачі

Ральф Хартлі, американський інженер, який працював на *Western Electric*, створив осцилятор Хартлі в 1915 році. Він отримав патент на оригінальну лампову конструкцію в 1920 році [7]. Цей генератор, який є дещо застарілим, широко використовується. Використовується зворотний зв'язок *LC* (індуктивність-конденсатор в одному контурі), а режим *OP-AMP* інвертується. Рекомендований діапазон частот для цього генератора, який часто використовується в РЧ (*FM* і *AM*), становить від 20 кГц до 30 кГц. Генератор Хартлі показано на рис. 2.1.

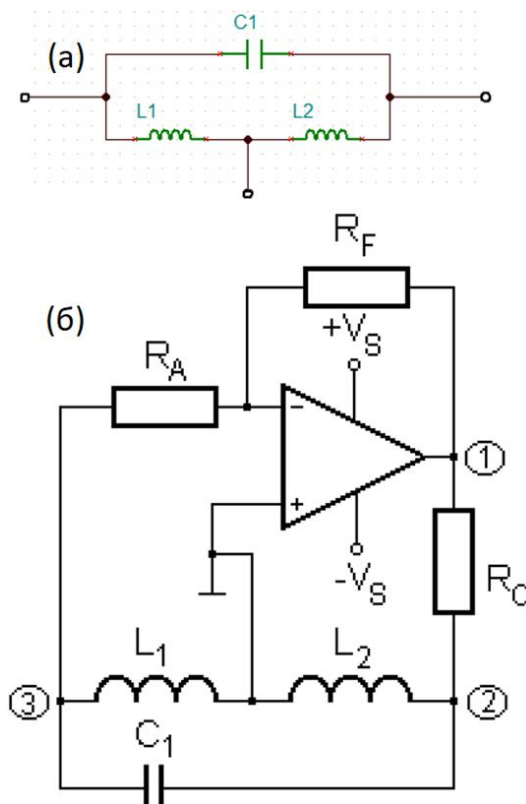


Рис. 2.1. Схема (а) *LC*-контура генератора Хартлі; (б) генератора Хартлі на ОП

<i>Кафедра ЕРМІТ</i>				<i>НАУ 22 08 000 ПЗ</i>			
<i>Виконав</i>	<i>Нестеренко Т.І.</i>			<i>Генератори, керовані напругою на операційних підсилювачах</i>	<i>Літера</i>	<i>Аркуш</i>	<i>Аркушів</i>
<i>Керівник</i>	<i>Уланський В.В.</i>					28	100
<i>Консульт.</i>					<i>171 ЕС-238М</i>		
<i>Норм. контр.</i>	<i>Сініцин Р.Б.</i>						
<i>Зав. Каф.</i>	<i>Шутко В.М.</i>						

Контур в складається з двох котушок $L1$ і $L2$, і конденсатора $C1$. Резистор $R1$ ізолює лінію керуючої напруги від бака VCO . Резистор RC захищає ланцюг бака від шунтування через низький вихідний опір інвертуючого OPA . RA і RF - це резистори для встановлення посилення напруги. Частота сигналу ($f0$) визначається параметрами ланцюга бака, а амплітуда дорівнює напрузі насичення OPA (V_{sat}). Напруга насичення зазвичай трохи менше напруги джерела живлення (VS), тобто $V_{sat} < VS$.

Основна перевага використання IC $Op-Amp$ полягає в тому, що посилення генератора Хартлі можна індивідуально регулювати за допомогою резисторозворотного зв'язку (Rf) і вхідного резистора ($R1$) [8]. Коли операційний підсилювач увімкнено (активний), конденсатор повністю заряджений, він починає розряджатися через котушку $L1$. Це зарядження та розрядження створює низку затухаючих коливань у контурі бака, і це ключ. Напруга $L2$ на 180° перевищує напругу на $L1$, оскільки з'єднання двох індукторів заземлено. Цей фазовий зсув створюється дільником напруги $L1-L2$. Для значення підсилення (α) і фазового зсуву зворотного зв'язку LC (β), заданого як,

$$\alpha\beta = 1, \quad (2.1)$$

де β – це дільник напруги на $L1$ і $L2$, заданий як

$$\beta = \frac{L1}{L2}. \quad (2.2)$$

Операційний підсилювач працює в інвертуючому режимі, а коефіцієнт підсилення можна виразити за допомогою рівняння:

$$\alpha = \frac{1}{\frac{L1}{L2}}, \quad (2.3)$$

$$\alpha = \frac{L2}{L1}. \quad (2.4)$$

У рівняннях 2.1 і 2.4 ми можемо помітити, що посилення має бути більшим, ніж співвідношення $L1$ і $L2$ ($L1/L2$). Наприклад, $L2 = 16,66$ мГн і $L1 = 4,39$ мГн. Отже, приріст учетверо або більше, ніж це. Отже, для вирішення ми можемо використовувати $Rf = 10$ кОм або 20 кОм і $Rg = 1$ кОм за допомогою інвертуючого підсилювача. У цій схемі з'єднані послідовно $L1$ і $L2$ можна записати « LT », що еквівалентна послідовна схема $LT = L1 + L2$. Тоді для формули зсуву фази на 180° задано

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (2.5)$$

$$\omega = 2\pi f. \quad (2.6)$$

За допомогою рівнянь 2.5 і 2.6 ми отримуємо формулу частоти, яку створює осцилятор Хартлі:

$$f = \frac{1}{2\pi * \sqrt{LC}}. \quad (2.7)$$

Рівняння 2.7 — це резонансна частота Хартлі, яке використовується для довідки при розробці набору інструментів для генератора Хартлі.

2.2. Аналіз генератора Колпітца на операційному підсилювачі

Едвін Х. Колпітц, американський інженер, створив осцилятор Колпітца в 1920 році. Має таку саму конструкцію, як Хартлі, оскільки цей осцилятор створює ланцюг зворотного зв'язку за допомогою конденсатора та котушки індуктивності [9]. Цей генератор часто використовується для отримання синусоїдальних вихідних сигналів на надзвичайно високих частотах. Інші програми [10] включають, але не обмежуються: (2.1) Він часто використовується для програм, де задіяний дуже широкий діапазон частот; (2.2) Він використовується для застосувань, де для функціонування потрібні незатухаючі та безперервні коливання; (2.3) Кращим є в ситуаціях, коли передбачається, що він часто витримує високі та низькі

температури; (2.4) Щоб досягти чудової температурної стабільності та високої частоти, цей генератор можна використовувати в поєднанні з кількома іншими компонентами (замість контуру бака). Крім того, він використовується для побудови радіо і мобільного зв'язку. Генератор Колпітса, створений за допомогою паралельного з'єднання однієї котушки індуктивності та двох послідовних конденсаторів ($C1$ і $C2$), подібно до схеми LC-цистерни, показаної на рис 2.2.

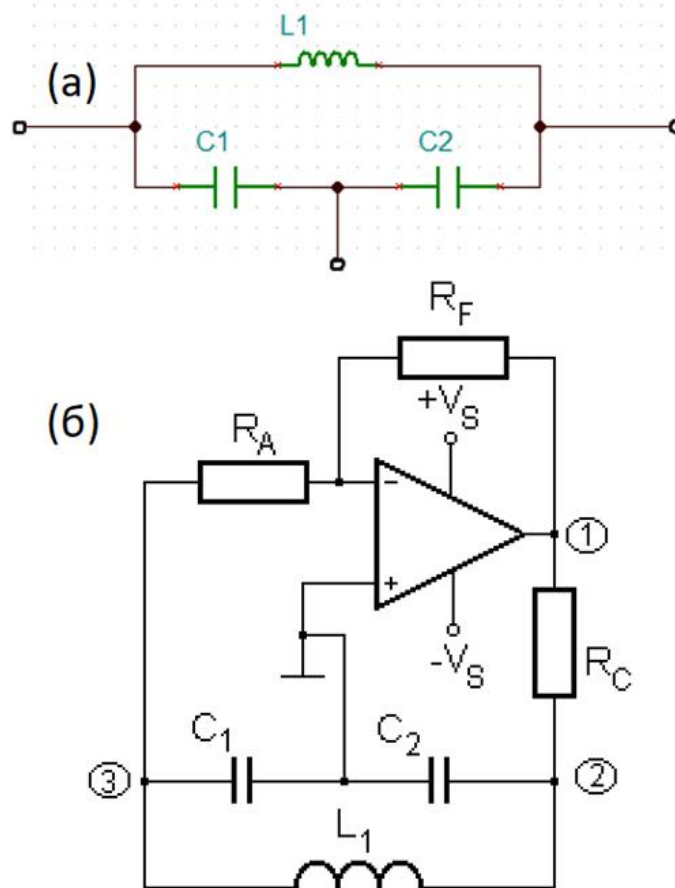


Рис. 2.2. Схема (а) LC-контура генератора Колпітца; (б) генератора Колпітца на ОП

Конденсатори $C1$ і $C2$ починають заряджатися, коли операційний підсилювач увімкнено (активний), і після того, як вони повністю заряджені, вони починають розряджатися через котушку індуктивності $L1$ у ланцюзі, що призводить до затухаючих гармонійних коливань у ланцюзі бака. У результаті коливальний струм у контурі створює змінну напругу на $C1$ і $C2$. Коли ці конденсатори повністю розряджені, електростатична енергія, яку вони містять, передається індуктору у вигляді магнітного потоку, який заряджає індуктор. Подібно до того, як коли індуктор починає розряджатися, конденсатори знову

починають заряджатися, і цей процес зарядки та розрядки енергії конденсаторів і індуктора продовжує виробляти коливання. Частоту цих коливань можна визначити за допомогою резонансної частоти коливального контуру, що складається з котушки індуктивності та конденсаторів [10]. Схема LC -контура генератора Колпітса має перевагу зменшення індуктивності, що підвищує стабільність частоти. Таким чином, кольпіти генератора мають кращу стабільність на високій частоті з тією ж схемою LC -контура.

Для значення коефіцієнта підсилення (α) і фазового зсуву зворотного зв'язку LC (β), визначеного «рівнянням 2.1», тоді β є дільником напруги на $C1$ і $C2$, що визначається як,

$$\beta = \frac{C2}{C1}, \quad (2.8)$$

$$\alpha = \frac{1}{\frac{C2}{C1}}, \quad (2.9)$$

$$\alpha = \frac{C1}{C2}. \quad (2.10)$$

У рівняннях 2.1 і 2.10 ми можемо спостерігати, що посилення має бути більшим, ніж співвідношення $C1$ і $C2$ ($C1/C2$). Наприклад, $C1 = 10$ мкФ і $C2 = 1$ мкФ. Отже, приріст учетверо або більше, ніж це. Отже, для вирішення ми можемо використовувати $Rf = 10$ кОм або 20 кОм і $Rg = 1$ кОм за допомогою інвертуючого підсилювача. У цій схемі послідовно з'єднані $C1$ і $C2$ можна записати « CT », що еквівалентна послідовна схема CT , задана рівнянням 2.11, для формули зсуву фази на 180° , заданої рівнянням 2.12,

$$CT = \frac{C1 * C2}{C1 + C2}, \quad (2.11)$$

$$\omega = \frac{1}{LC_T}, \quad (2.12)$$

$$\omega = 2\pi f. \quad (2.13)$$

За допомогою рівнянь 2.12 і 2.13 ми отримуємо формулу частоти, яку створює осцилятор Колпітса:

$$f = \frac{1}{2\pi * \sqrt{LC_T}} \quad (2.14)$$

Рівняння 2.14 є резонансною частотою Колпітса, яке використовується для довідки при розробці набору інструментів для генератора Колпітса.

2.3. Критерій самозбудження коливань в LC генераторах на операційних підсилювачах

На рис. 2.3 посилення замкнутого циклу $G=A/(1+FA)$, де A — коефіцієнт посилення у відкритому контурі і дорівнює X_o/X_i , а F — коефіцієнт зворотного зв'язку і дорівнює X_f/X_o .

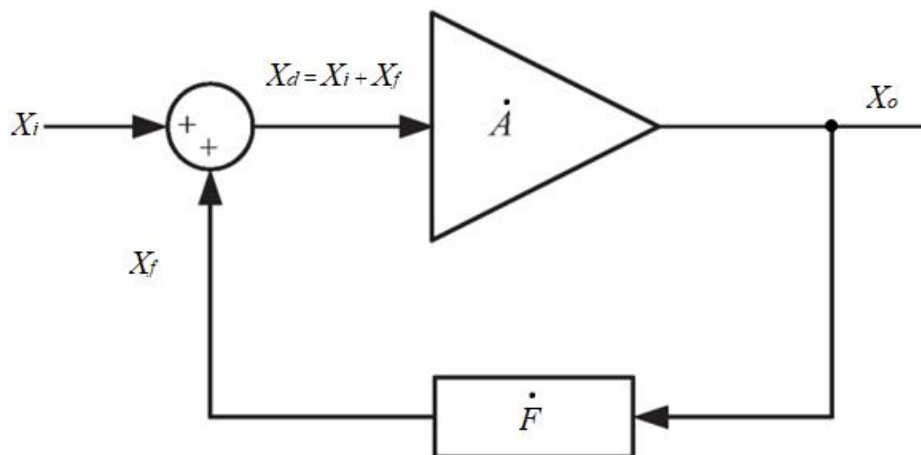


Рис. 2.3. Типова схема генератора зворотного зв'язку на операційному підсилювачі

Критерії самозбудження коливань наступні:

- Коефіцієнт посилення контуру більше 1, тобто ($|AF| > 1$)
- Різниця фаз між сигналами до і після зворотного зв'язку становить більше 360° , що означає, що може бути сформований позитивний зворотний зв'язок.

У випадку ланцюга негативного зворотного зв'язку чим менший коефіцієнт зворотного зв'язку F , тим менша ймовірність того, що автоколивання не виникне. Іншими словами, чим більше F (тобто чим більша величина зворотного зв'язку), тим більша можливість виникнення автоколивань. Для ланцюгу опору зворотного зв'язку максимальне значення F дорівнює 1. Якщо підсилювальний контур не створює автоколивань, коли $F=1$, він не створить автоколивань для інших ланцюгів зворотного зв'язку опору. Типова схема з $F=1$ — це схема повторювача напруги. Тому під час роботи ОП часто підключають до форми повторювача для перевірки, а якщо немає самозбудження, то підключають до власне схеми.

Причина автоколивань головним чином полягає в тому, що інтегрований операційний підсилювач складається з багатокаскадних підсилювачів постійного струму. Оскільки вихід кожного підсилювача і вхід наступного підсилювача мають вихідний опір, вхідний опір і розподілену ємність, тому між каскадами існує ланцюг фазового зсуву RC . Коли сигнал проходить через ланцюг RC першого рівня, буде генеруватися додатковий фазовий зсув. Крім того, опір зовнішнього зміщення та вхідна ємність, вихідний опір, ємність зворотного зв'язку ємнісного навантаження та загальний внутрішній опір багаторівневого операційного підсилювача через джерело живлення, навіть розподілена індуктивність на лінії електропередачі, погане заземлення, і т. д. зв'язок, може сформував додатковий фазовий зсув. Вихідний сигнал операційного підсилювача накладається на додатковий зсув фази на 180° через петлю негативного зворотного зв'язку. Якщо величина зворотного зв'язку досить велика, негативний зворотний зв'язок з часом перетвориться на позитивний, що спричинить коливання.

Висновки до розділу

Досліджено роботу генераторів Хартлі та Колпітца на операційних підсилювачах й зазначено, що схема LC -контур генератору Хартлі складає дві індуктивні котушки й один конденсатор, а схема LC -контур генератору Колпітца два конденсатори й одну індуктивну котушку. Також були приведені формули коефіцієнта підсилення та частоти коливань для обох генераторів.

Проаналізовано критерій самозбудження коливань в LC генераторах на операційних підсилювачах.

РОЗДІЛ 3

АНАЛІЗ ГЕНЕРАТОРІВ НА ОСНОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІМПЕДАНСУ

3.1. Аналіз схеми перетворювача імпедансу

Перетворювач негативного імпедансу (*NIC*) — це активна схема, яка вводить енергію в схеми на відміну від звичайного навантаження, яке споживає від них енергію. Для цього надмірно коливаюча напруга послідовно додається або віднімається від падіння напруги на аналогічному позитивному опорі. Це спричиняє зсув фази (інверсію) на 180° між напругою та струмом для будь-якого генератора сигналів і змінює полярність напруги або напрямок струму на порту. Таким чином, перетворювач негативного опору з інверсією напруги (*VNIC*) і перетворювач негативного опору з інверсією струму є двома типами, які були виготовлені (*INIC*) [11]. Перетворювач негативного, включаючи негативну ємність і негативну індуктивність, може бути створений негативним значенням будь-якого імпедансу. *NIC* також може бути використаний для розробки плаваючих імпедансів - як плаваючий негативний індуктор. Типова схема *NIC* зображена на рис. 3.1.

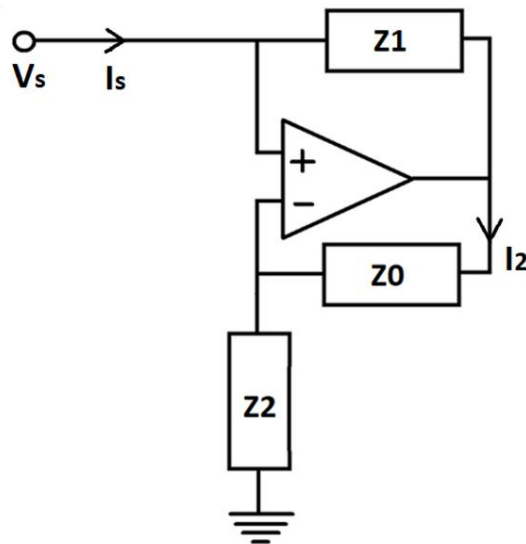


Рис. 3.1. Типова схема перетворювача негативного імпедансу

Кафедра ЕРМІТ

НАУ 22 08 000 ПЗ

Виконав	Нестеренко Т.І.			Генератори, керовані напругою на операційних підсилювачах	Літера	Аркуш	Аркушів
Керівник	Уланський В.В.					36	100
Консульт.					171 ЕС-238М		
Норм. контр.	Сініцин Р.Б.						
Зав. Каф.	Шутко В.М.						

INIC — це неінвертуючий підсилювач (операційний підсилювач і дільник напруги Z_2 , Z_0 на малюнку) з опором Z_1 , підключеним між його виходом і входом. Вихідна напруга операційного підсилювача становить:

$$V_{opamp} = V_S \left(1 + \frac{Z_0}{Z_2} \right)$$

Струм, що йде від виходу операційного підсилювача через опір Z_1 до джерела V_S , дорівнює $-I_S$ і дорівнює:

$$-I_S = \frac{V_{opamp} - V_S}{Z_1} = V_S * \left(\frac{\frac{Z_0}{Z_2}}{Z_1} \right)$$

Вхідний опір, що спостерігається на неінвертуючому терміналі *OPA*, слідує:

$$Z_{in} = -Z_2 \frac{Z_1}{Z_0},$$

де Z_{in} — це вхідний опір, видимий неінвертуючим контактом *OPA*; Z_0 — це опір між інвертуючим входом і виходом *OPA*; Z_1 — це опір між неінвертуючим входом і виходом *OPA*; а Z_2 — імпеданс між інвертуючий термінал *OPA* та заземлення.

Загалом елементи Z_0 , Z_1 і Z_2 не обов'язково повинні бути чистими опорами, тобто вони можуть бути конденсаторами, котушками індуктивності або імпедансною схемою.

3.2. Аналіз схеми генератора на перетворювачі імпедансу

Використовуючи *NIC* як негативний резистор, можна дозволити реальному генератору майже поводитись як ідеальний генератор, тобто величина струму або генерованої напруги не залежить від навантаження. Приклад джерела струму показано на рис. 3.2.

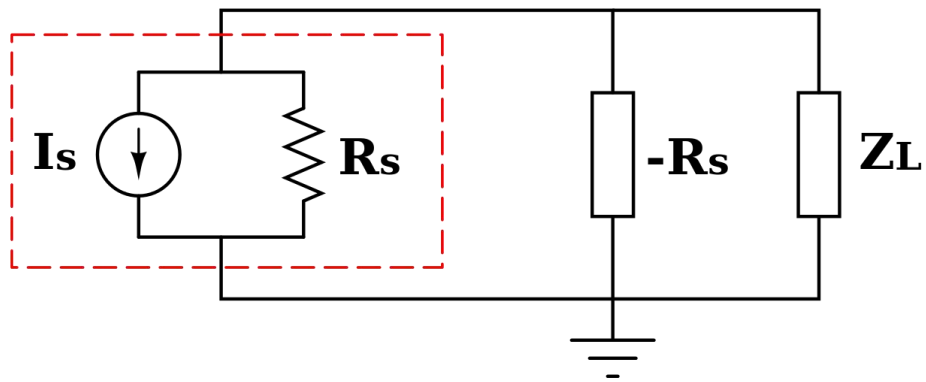


Рис. 3.2 Приклад перетворювача негативного імпедансу

Генератор струму та резистор у межах пунктирної лінії — це представлення Нортонівської схеми, що складається з реального генератора, а R_s — його внутрішній опір. Паралельно будуть R_s та $-R_s$, якщо $INIC$ підключено паралельно цьому внутрішньому опору та має ту саму величину, але інвертоване значення опору. Отже, еквівалентний опір дорівнює:

$$\lim_{R_{NIC} \rightarrow R_s^+} R_s || (-R_{NIC}) = \lim_{R_{NIC} \rightarrow R_s^+} \frac{-R_s * R_{NIC}}{R_s + -R_{NIC}} = \infty.$$

Тобто комбінація реального генератора та $INIC$ тепер поводитиметься як складене ідеальне джерело струму; його вихідний струм буде однаковим для будь-якого навантаження Z_L . Зокрема, будь-який струм, який шунтується від навантаження в еквівалентний опір Нортонівського R_s , буде подаватись через $INIC$.

Ідеальна поведінка в цій програмі залежить від ідеального узгодження опору Нортонівського R_s та опору $INIC - R_{NIC}$. Поки $R_{NIC} > R_s$, еквівалентний опір комбінації буде більшим, ніж R_s . Однак, якщо R_{NIC} набагато вище, ніж R_s , тоді ефект $INIC$ буде незначним.

Схема нестабільна при наступній умові:

$$\frac{1}{R_{NIC}} > \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_L},$$

$$R_{NIC} < R_s || R_L$$

Зокрема, надлишковий струм від *INIC* генерує позитивний зворотний зв'язок, який змушує напругу, що керує навантаженням, досягати меж живлення. Зменшивши імпеданс навантаження (тобто спонукаючи навантаження споживати більше струму), систему генератор-*NIC* можна знову зробити стабільною.

Якщо еквівалентне джерело струму Нортона було замінено джерелом еквівалентної напруги Тевеніна, *VNIC* еквівалентної величини можна було б розмістити послідовно з послідовним опором джерела напруги. Будь-яке падіння напруги на послідовному опорі потім буде додано назад до схеми *VNIC*. Однак *VNIC*, реалізований, як описано вище, з операційним підсилювачем повинен закінчуватися електричним заземленням, і тому це використання непрактично. Оскільки будь-яке джерело напруги з ненульовим послідовним опором може бути представлено як еквівалентне джерело струму зі скінченим паралельним опором, *INIC* зазвичай розміщується паралельно джерелу, коли використовується для покращення імпедансу джерела.

3.3. Визначення амплітуди коливань

Для визначення амплітуди коливань на вузлах для прикладу використаємо схему тестування перетворювача негативного імпедансу, що зображено на рис. 3.3.

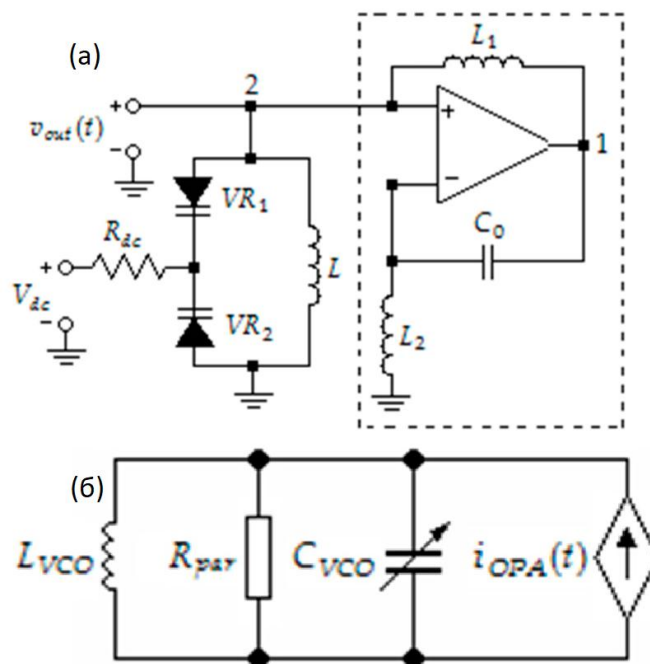


Рис. 3.3. Схема (а) генератора на основі перетворювача імпедансу; (б) Еквівалентна схема змінного струму *VCO* [13]

Загальна ємність V_{CO} включає ємність протилежно з'єднаних варакторів $VR1$ і $VR2$, вхідну ємність OPA та паразитну ємність друкованої плати (PCB). Отже,

$$C_{VCO}(V_{dc}) = \frac{C_{VR1}(V_{dc}) * C_{VR2}(V_{dc})}{C_{VR1}(V_{dc}) + C_{VR2}(V_{dc})} + C_{PCB} + C_{OPA}.$$

Як ми бачимо, ємність V_{CO} є функцією напруги V_{dc} , оскільки ємність варактора залежить від цієї напруги. Далі індуктор $L1$ забезпечує позитивний зворотний зв'язок шунт-шунт.

Застосовуючи аналіз y -параметра до ланцюга позитивного зворотного зв'язку, виявляється, що параметр y_{11} (вхідний допуск ланцюга зворотного зв'язку) включається в ланцюг бака. Оскільки $y_{11} = 1/j\omega_{fun}L1$, індуктивність $L1$ з'являється паралельно з індуктивністю бака L , де ω_{fun} є основною кутовою частотою коливань.

Таким чином, загальна індуктивність коливального контуру V_{CO} визначається як

$$L_{VCO} = L_1 || L.$$

Струм $i_{OPA}(t)$ протікає через контур бака. Однак лише перша гармоніка струму створює значне падіння напруги на баку. Друга, третя і наступні гармоніки струму створюють незначні перепади напруги, якими можна знехтувати.

Як вказано у роботі [13], для трикутної хвилі ми можемо описати напругу у вузлі 1 комплексним експоненціальним рядом Фур'є таким чином:

$$v_{OPA}(t) = 0.5 \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} V_{\mu} e^{j\mu\omega_{fun}t},$$

де V_{μ} – комплексна амплітуда гармонічного числа μ напруги $v_{OPA}(t)$.

Комплексну амплітуду V_{μ} можна представити як

$$V_{\mu} = |V_{\mu}| e^{j\theta_{\mu}}, \quad (3.1)$$

де $|V_{\mu}|$ і θ_{μ} – відповідно амплітуда і фаза номера гармоніки напруги μ .

Як відомо [20], для трикутної хвилі амплітуда гармоніки напруги μ

$$|V_{\mu}| = \frac{8V_{triangle}}{\pi^2 \mu^2} * \sin \frac{\mu\pi}{2}, \quad (3.2)$$

де $V_{triangle}$ - амплітуда трикутної напруги на виході OPA .

Струм зворотного зв'язку $i_{OPA}(t)$, який протікає з вузла 1 в ланцюг бака, ми також представляємо комплексним експоненціальним рядом Фур'є

$$i_{OPA}(t) = 0.5 \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} I_{OPA,\mu} e^{j\mu\omega_{fun}t},$$

де $I_{OPA,\mu}$ – комплексна амплітуда поточного гармонічного числа μ .

Комплексну амплітуду $I_{OPA,\mu}$ запишемо в полярній формі наступним чином:

$$I_{OPA,\mu} = |I_{OPA,\mu}| e^{j\varphi_{\mu}},$$

де $|I_{OPA,\mu}|$ та φ_{μ} – відповідно амплітуда і фаза номера гармоніки струму μ .

Індуктор зворотного зв'язку L_1 паралельно індуктору контуру L . Струм зворотного зв'язку $i_{OPA}(t)$ протікає через індуктор L_1 і контур через прикладену напругу $v_{OPA}(t)$. Враховуючи провідність прямої передачі ланцюга зворотного зв'язку $y_{12} = -1/j\omega_{fun}L_1$ і паралельне з'єднання індукторів L_1 і L , за законом Ома маємо

$$I_{OPA,\mu} = -V_{\mu}/(j\omega_{fun}L_1 || L) = jV_{\mu}/(\omega_{fun}L_1 || L). \quad (3.3)$$

Підставляючи (3.1) і (3.2) в (3.3), отримуємо

$$I_{OPA,\mu} = \frac{8V_{triangle}}{\omega_{fun}L_1||L\pi^2\mu^2} \sin \frac{\mu\pi}{2} \exp \left[j(\theta_\mu + \frac{\pi}{2}) \right]. \quad (3.4)$$

Перша гармоніка струму $i_{OPA}(t)$ представляє інтерес, оскільки для вищих гармонік еквівалентний опір контуру бака є незначним, і вони не створюють значного падіння напруги. Підставляючи $\mu = 1$ у (3.4), отримуємо

$$I_{OPA,1} = \frac{8V_{triangle}}{\omega_{fun}L_1||L\pi^2} \exp \left[j(\theta_1 + \frac{\pi}{2}) \right].$$

Ми визначаємо першу гармоніку напруги на контурі шляхом множення комплексної амплітуди $I_{OPA,1}$ та еквівалентного опору контуру при резонансі R_{par} таким чином:

$$V_{out,1} = \frac{8V_{triangle}}{\omega_{fun}L_1||L\pi^2} \exp \left[j(\theta_1 + \frac{\pi}{2}) \right]. \quad (3.5)$$

Порівнюючи (3.1), коли $\mu = 1$ і (3.5), ми можемо стверджувати, що перша гармоніка напруги на контурі випереджає першу гармоніку трикутної напруги на виході OPA на 90° .

З (3.5) випливає, що амплітуда напруги на баку становить

$$|V_{out,1}| = \frac{8V_{triangle}R_{par}}{\omega_{fun}L_1||L\pi^2}. \quad (3.6)$$

Аналізуючи (3.6), можна помітити, що амплітуда вихідної напруги ГУН $|V_{out,1}|$ прямо пропорційна опору R_{par} і обернено пропорційна індуктивності $L_1||L$. При використанні ланцюга контуру з низькими втратами амплітуда напруги на виході VCO може бути значною.

Спростимо (3.6), розглянувши випадок, коли $L_1 \gg L$. У цьому випадку $L_1||L \approx L$ і ми можемо записати рівняння (3.6) у такому вигляді:

$$|V_{out,1}| = \frac{8V_{triangle}R_{par}}{\omega_{fun}L\pi^2}. \quad (3.7)$$

При резонансі маємо

$$\omega_{fun}L = \sqrt{\frac{L}{C_{VCO}}} = \rho, \quad (3.8)$$

де ρ – характерний опір ланцюга бака.

Як відомо [21] (с. 909), еквівалентний опір паралельної ємності в резонансі дорівнює

$$R_{par} = \frac{\rho^2}{r_S}, \quad (3.9)$$

де r_S - опір послідовних втрат контуру бака.

Підстановка (3.8) і (3.9) у (3.7) дає

$$|V_{out,1}| = \frac{8V_{triangle}\rho}{r_S\pi^2}. \quad (3.10)$$

Оскільки відношення ρ до r_S в (3.10) дорівнює добротності контуру паралельного бака (Q), то запишемо (3.10) у такому вигляді:

$$|V_{out,1}| = \frac{8V_{triangle}Q}{\pi^2}. \quad (3.11)$$

Рівняння (3.11) виведено за умови ідеального *OPA* з нескінченним вхідним опором, який не навантажує коливальний контур. Однак у реальному *OPA* вхідний опір не є нескінченним; тому в (3.11) треба використовувати навантажену добротність контуру. Тому

$$|V_{out,1}| = \frac{8V_{triangle}Q_L}{\pi^2}, \quad (3.12)$$

де Q_L – добротність навантаженого контуру VCO .

Для VCO , показаного на рис. 3.3, дотримуючись такого ж аналізу, ми отримуємо, що амплітуда коливань дорівнює

$$|V_{out,1}| = \frac{8V_{triangle}\omega_f C_{VCO} || C_1 R_{par}}{\pi^2} = \frac{8V_{triangle}\omega_f (C_{VCO} + C_1) R_{par}}{\pi^2}. \quad (3.13)$$

З аналізу рівняння (3.13) випливає, що ємність конденсатора позитивного зворотного зв'язку C_1 повинна бути набагато меншою, ніж ємність C_{VCO} ; в цьому випадку ємність C_1 не буде впливати на частоту генерованих коливань.

Враховуючи, що на резонансній частоті

$$\omega_f (C_{VCO} + C_1) = \frac{1}{\rho}$$

Ми перетворюємо рівняння (3.13) наступним чином:

$$|V_{out,1}| = \frac{8V_{triangle}R_{par}}{\pi^2\rho}. \quad (3.14)$$

Враховуючи, що $R_{par}/\rho = Q$ у (3.14), ми знову отримуємо рівняння (3.11), яке перетворюється на (3.12) через навантажений контур.

3.4. Умови самозбудження генератора на перетворювачі імпедансу

Відповідно до критеріїв Баркгаузена [14], для забезпечення постійних коливань мають бути такі умови:

$$\begin{aligned} |A||\beta| &= 1, \\ \varphi_A + \varphi_\beta &= 0, \end{aligned} \quad (3.15)$$

де $|A|$ і $|\beta|$, а φ_A і φ_β , відповідно, підсилення та початкові фази перетворювача імпедансу та ланцюга зворотного зв'язку.

Посилення напруги перетворювача імпедансу менше одиниці. Коефіцієнт ланцюга зворотного зв'язку визначається наступним чином:

$$|\beta| = \frac{|V_{out,1}|}{|V_1|}, \quad (3.16)$$

де $|V_1|$ – амплітуда напруги першої гармоніки трикутної напруги на виході ОДУ (вузол 1).

Підставляючи (3.2) при $\mu = 1$ та (3.12) у (3.16), дає [13]

$$|\beta| = Q_L. \quad (3.17)$$

З (3.15) і (3.17) можна зробити висновок, що в усталеному режимі коефіцієнт підсилення перетворювача імпедансу становить [13]

$$|A| = \frac{1}{|\beta|} = \frac{1}{Q_L}. \quad (3.18)$$

Для початку коливань добуток $|A|$ і $|\beta|$ робиться вищим за одиницю, і коли амплітуда досягає постійного значення $|V_{out,1}|$, цей добуток стає рівним одиниці.

Зі співвідношень (3.17) і (3.18) випливає, що в запропонованих осциляторах коефіцієнт зв'язку $|\beta|$ більше одиниці, а коефіцієнт посилення активної електронної схеми $|A|$ менше одиниці; це унікальна властивість, тому що в осциляторах Колпітса і Хартлі вірно навпаки, тобто $|A| > 1$ та $|\beta| < 1$. Завдяки цій властивості аналізований *VCO* може працювати на частотах, що значно перевищують смугу пропускання одиничного підсилення *OPA* з достатньо великими амплітудами коливань.

Висновки до розділу

Досліджено перетворювач негативного імпедансу й зазначено, що елементи схеми Z_0 , Z_1 і Z_2 можуть бути конденсаторами, котушками індуктивності або електричними схемами імпедансу.

Розглянуто амплітуду коливань та умови самозбудження генератора на перетворювачі імпедансу.

РОЗДІЛ 4

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ГЕНЕРАТОРІВ, КЕРОВАНИХ НАПРУГОЮ НА ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ІМПЕДАНСУ

Вступ

У роботі [13] було запропоновано наступні схеми *OPA VCO* на основі *NIC*:

- з двома котушками індуктивності та одним конденсатором, що поділяються на індуктивний позитивний зворотній зв'язок та ємнісний позитивний зворотній зв'язок;

- з трьома котушками індуктивності;
- з двома конденсаторами та однією котушкою індуктивності.

У даному розділі завдяки середовищу *TINA-TI* досліджуються залежність частоти коливань від напруги живлення та залежність коефіцієнту нелінійних спотворень (КНС) від напруги живлення топологій цих генераторів, проводиться їх порівняльний аналіз, а також визначається фазовий шум, стабільність частоти від температури та розраховується цільова функція ефективності (*FOM*) для одного з них.

Схеми було побудовано використовуючи вбудовані у базову версію *TINA-TI* елементи. У схемах використовується операційний підсилювач *LMH6629*, характеристики якого приведені на рис. 4.1 [15].

<i>Кафедра ЕРМІТ</i>				<i>НАУ 22 08 000 ПЗ</i>			
<i>Виконав</i>	<i>Нестеренко Т.І.</i>			<i>Генератори, керовані напругою на операційних підсилювачах</i>	<i>Літера</i>	<i>Аркуш</i>	<i>Аркушів</i>
<i>Керівник</i>	<i>Уланський В.В.</i>					47	100
<i>Консульт.</i>					<i>171 ЕС-238М</i>		
<i>Норм. контр.</i>	<i>Сініцин Р.Б.</i>						
<i>Зав. Каф.</i>	<i>Шутко В.М.</i>						

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T _A = 25°C			UNIT
		MIN ⁽²⁾	TYP ⁽³⁾	MAX ⁽²⁾	
DYNAMIC PERFORMANCE					
SSBW	Small Signal -3dB bandwidth	V _O = 200 mV _{PP} , WSON-8 package		900	MHz
		V _O = 200 mV _{PP} , SOT-23-5 package		1000	
		A _V = 4, V _O = 200 mV _{PP} , COMP Pin = LO		800	
LSBW	Large signal -3dB bandwidth	V _O = 2V _{PP}		380	MHz
		COMP Pin = LO, A _V = 4, V _O = 2V _{PP}		190	
	0.1 dB bandwidth	A _V = 10, V _O = 200 mV _{PP} , WSON-8 package		330	MHz
		A _V = 10, V _O = 200 mV _{PP} , SOT-23-5 package		190	
		A _V = 4, V _O = 200 mV _{PP} , COMP Pin = LO		95	
	Peaking	V _O = 200 mV _{PP} , WSON-8 package		0	dB
		V _O = 200 mV _{PP} , SOT-23-5 package		2	
SR	Slew rate	A _V = 10, 2 V step		1600	V/μs
		A _V = 4, 2 V step, COMP Pin = LO		530	
t _r / t _f	Rise/fall time	A _V = 10, 2 V step, 10% to 90%, WSON-8 package		0.90	ns
		A _V = 10, 2 V step, 10% to 90%, SOT-23-5 package		0.95	
		A _V = 4, 2 V step, 10% to 90%, COMP Pin = LO, (Slew Rate Limited)		2.8	
T _s	Settling time	A _V = 10, 1 V step, ±0.1%		42	
	Overload recovery	V _{IN} = 1 V _{PP}		2	
NOISE and DISTORTION					
HD2	2 nd Order distortion	fc = 1 MHz, V _O = 2 V _{PP}		-90	dBc
		COMP Pin = LO, A _V = 4, fc = 1 MHz, V _O = 2 V _{PP}		-88	
		fc = 10 MHz, V _O = 2 V _{PP}		-70	
		COMP Pin = LO, fc = 10 MHz, A _V = 4 V, V _O = 2 V _{PP}		-65	
HD3	3 rd Order distortion	fc = 1 MHz, V _O = 2V _{PP}		-94	dBc
		COMP Pin = LO, A _V = 4, fc = 1 MHz, V _O = 2 V _{PP}		-87	
		fc = 10 MHz, V _O = 2 V _{PP}		-82	
		COMP Pin = LO, fc = 10 MHz, V _O = 2V _{PP}		-75	
OIP3	Two-tone 3 rd order intercept point	fc = 25 MHz, V _O = 2 V _{PP} composite		31	dBm
		fc = 75 MHz, V _O = 2 V _{PP} composite		27	
e _n	Noise voltage	Input referred f > 1MHz		0.69	nV/√Hz
i _n	Noise current			2.6	pA/√Hz
NF	Noise figure	R _S = R _T = 50 Ω		8.0	dB

Рис. 4.1. Характеристики LMH6629

4.1. Схеми генераторів на основі перетворювачів імпедансу з двома котушками індуктивності та одним конденсатором

4.1.1. Схема генератора з індуктивним позитивним зворотним зв'язком

Схема *VCO* з індуктивним позитивним зворотним зв'язком приведена на рис.

4.2.

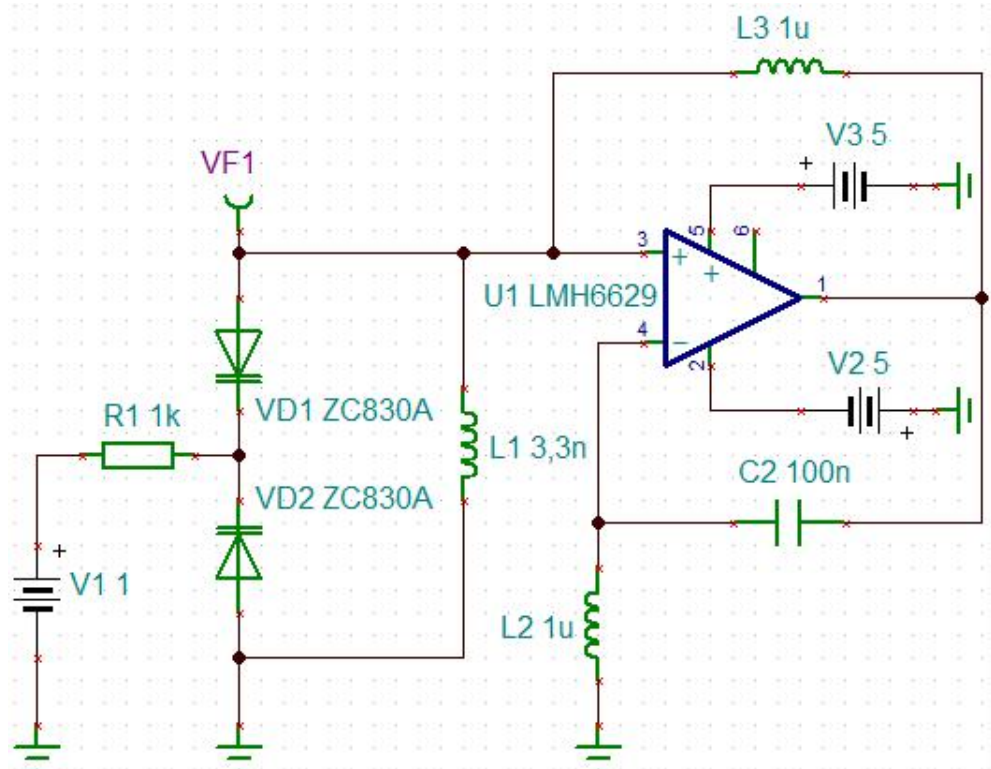
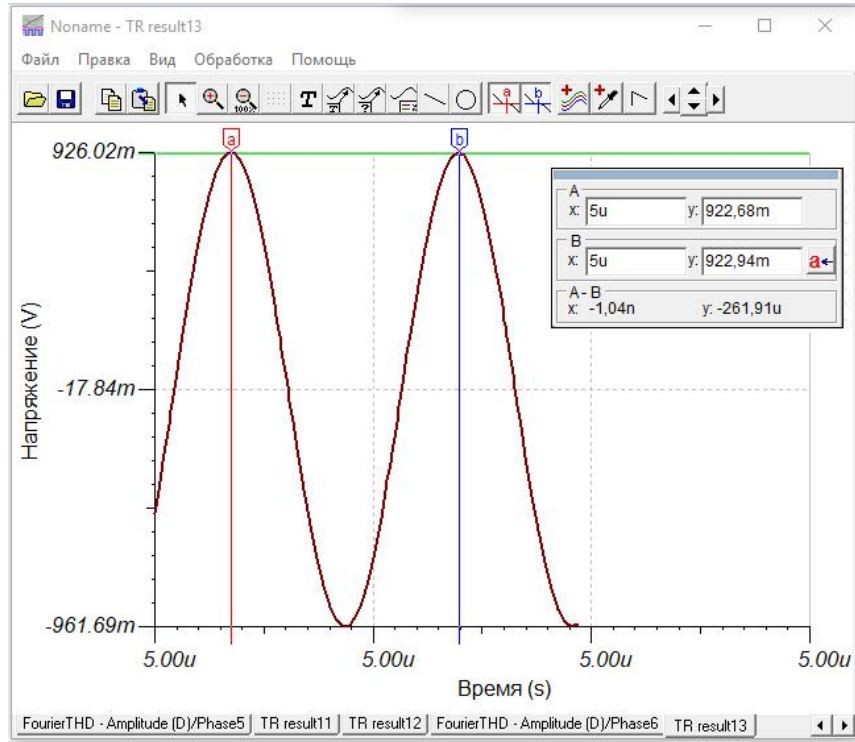


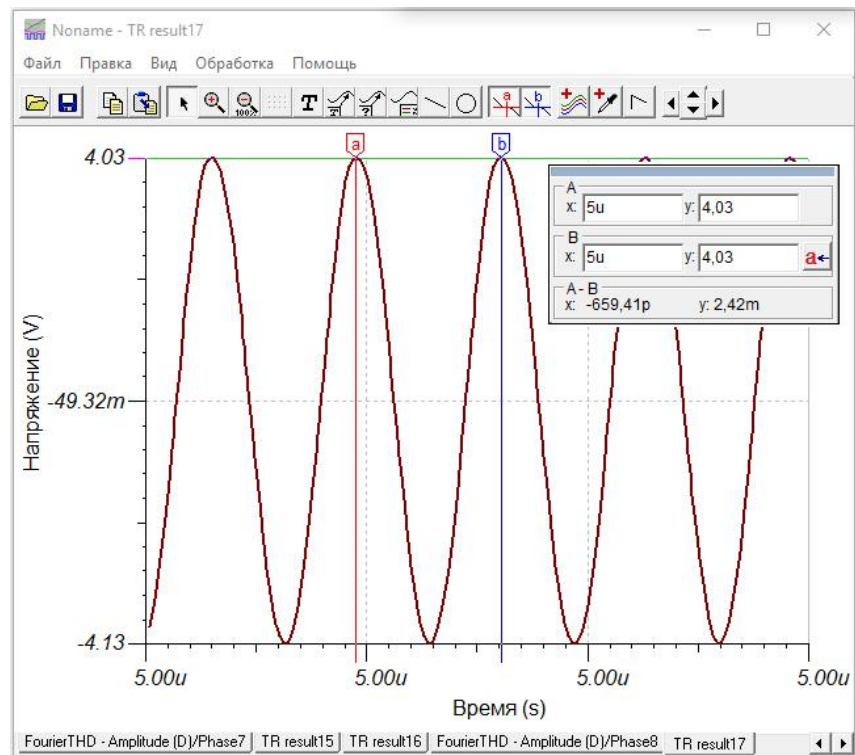
Рис.4.2. Схема *VCO* з індуктивним позитивним зворотним зв'язком

Графіки вихідної напруги генератора при 1, 11, та 20 В зображено на рис.

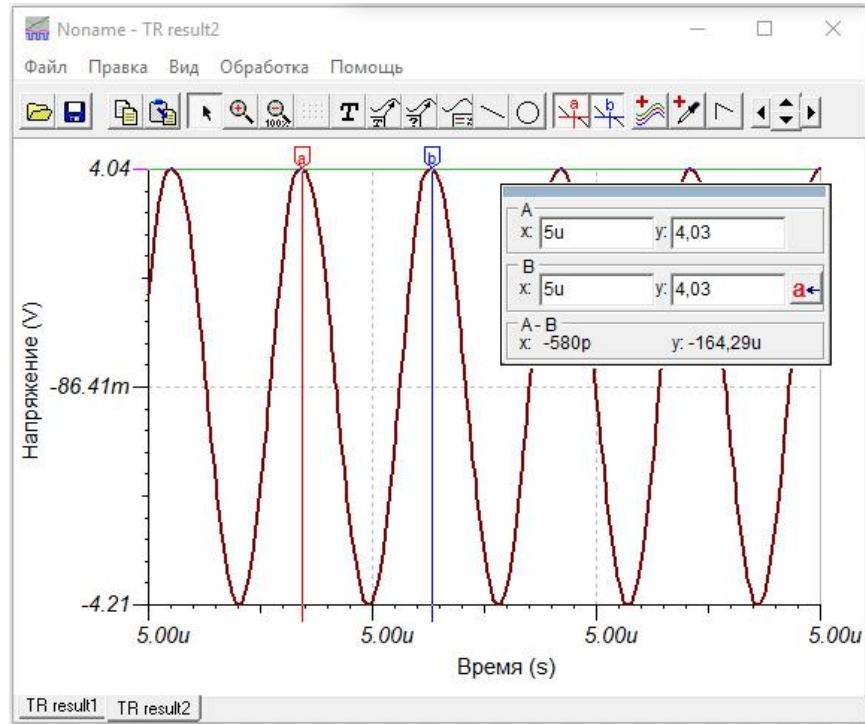
4.3.



(a)



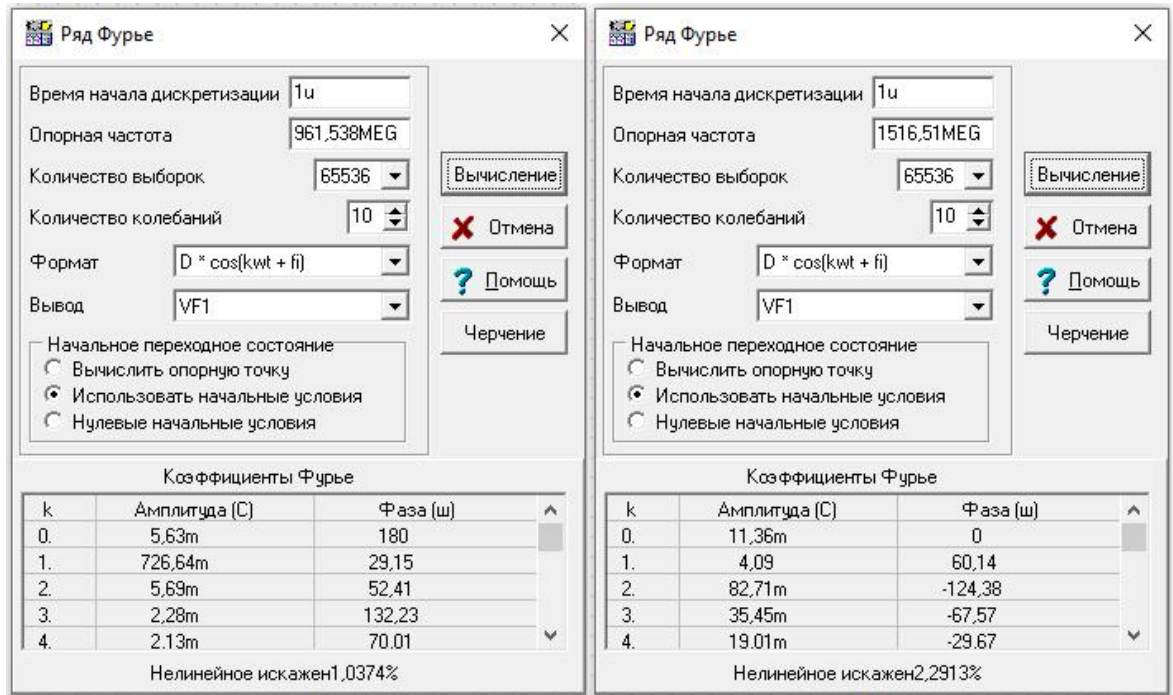
(б)



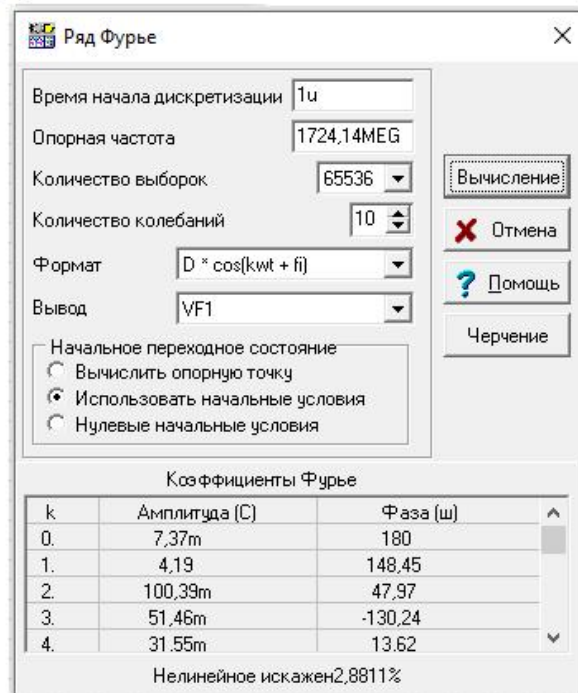
(в)

Рис. 4.3. Вихідна напруга генератора з індуктивним позитивним зворотнім зв'язком при (а) 1 В; (б) 11 В; (в) 20 В

Коефіцієнти нелінійних спотворень були розраховані завдяки ряду Фур'є та наведені на рис. 4.4.



(а) (б)



(в)

Рис.4.4. Коэффициенты нелинейных спотворень при (а) 1 В; (б) 11 В; (в) 20 В

Опорна частота розраховувалася по формулі

$$f = \frac{1}{T},$$

де T – період коливань.

4.1.2. Схема генератора з ємнісним позитивним зворотним зв'язком

Схема *VCO* з ємнісним позитивним зворотним зв'язком приведена на рис.

4.5.

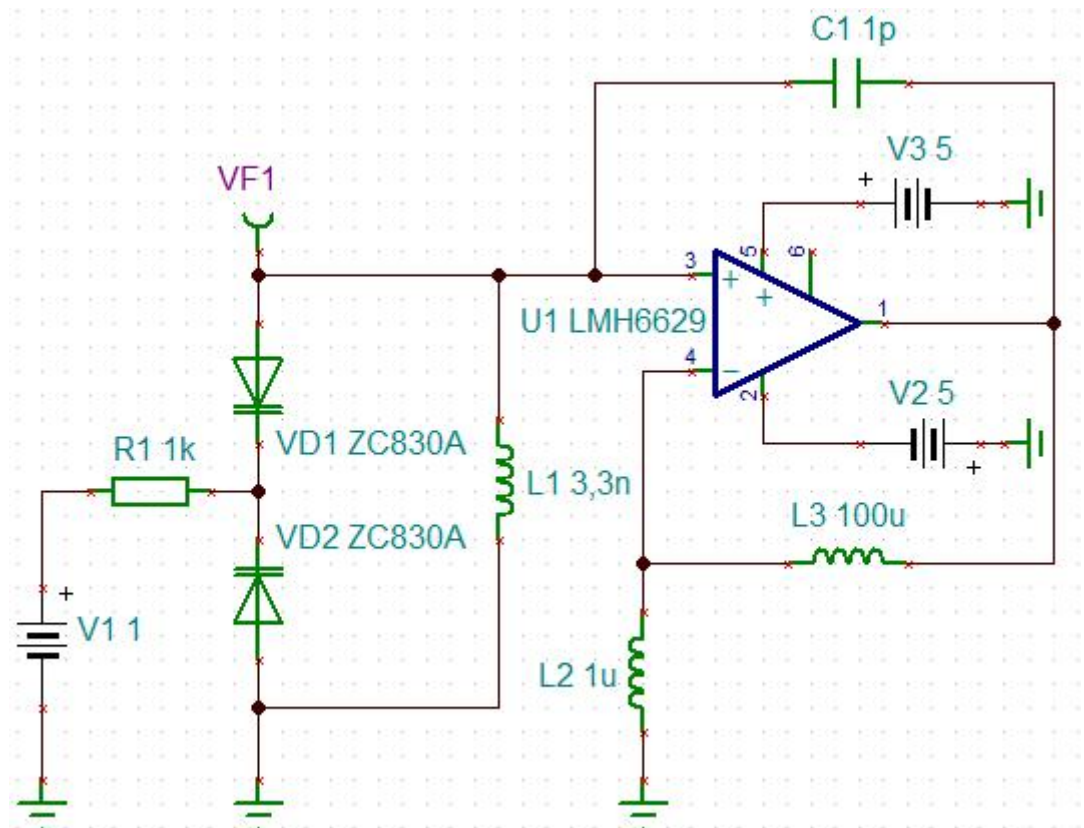
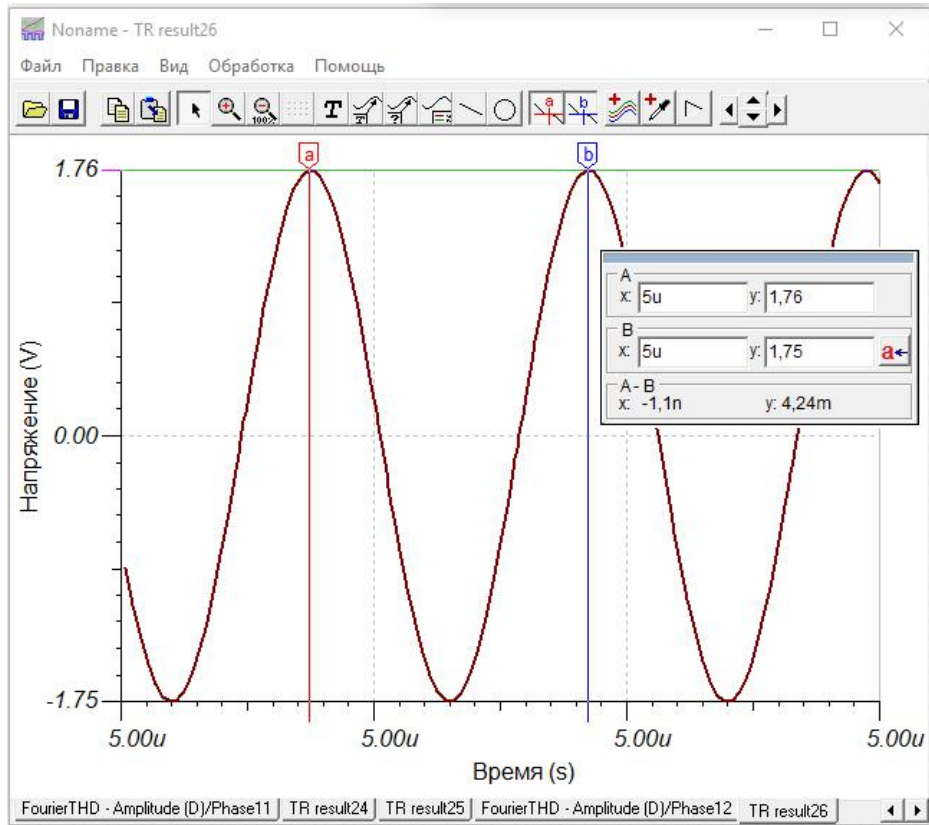


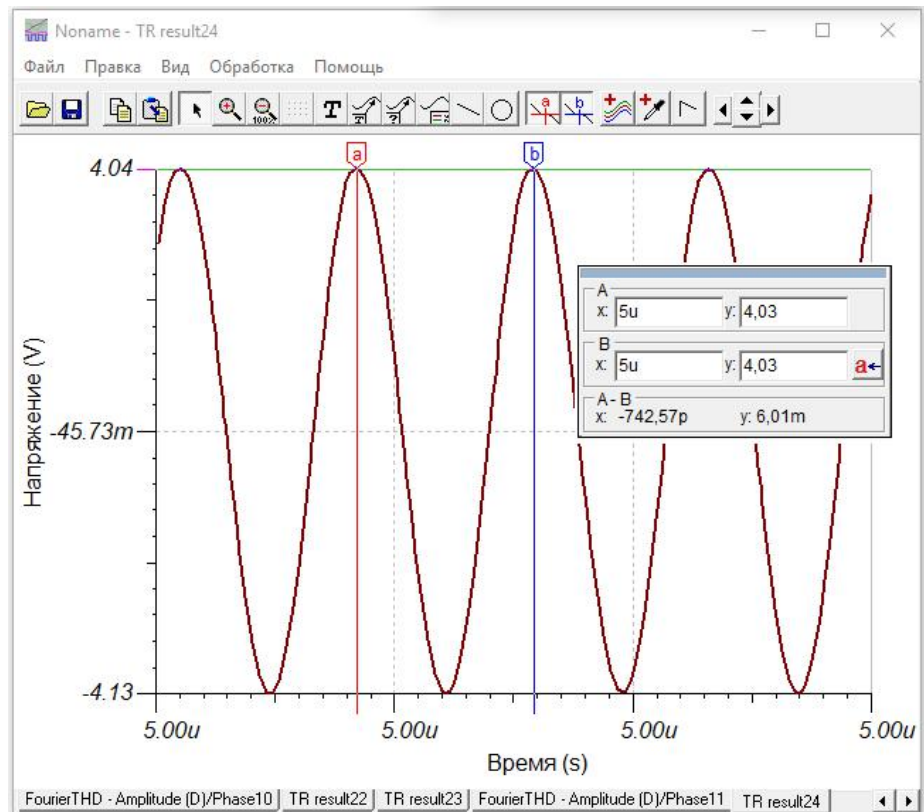
Рис.4.5. Схема *VCO* з ємнісним позитивним зворотнім зв'язком

Графіки вихідної напруги генератора при 1, 11, та 20 В зображено на рис.

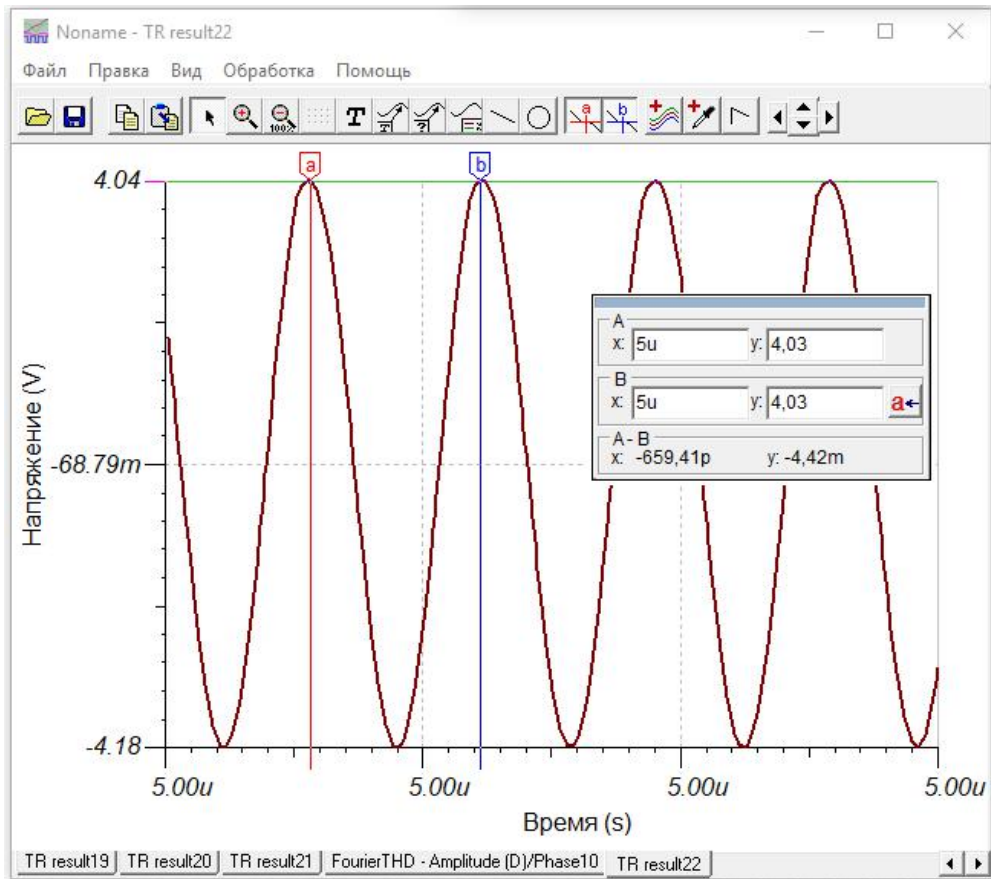
4.6.



(a)



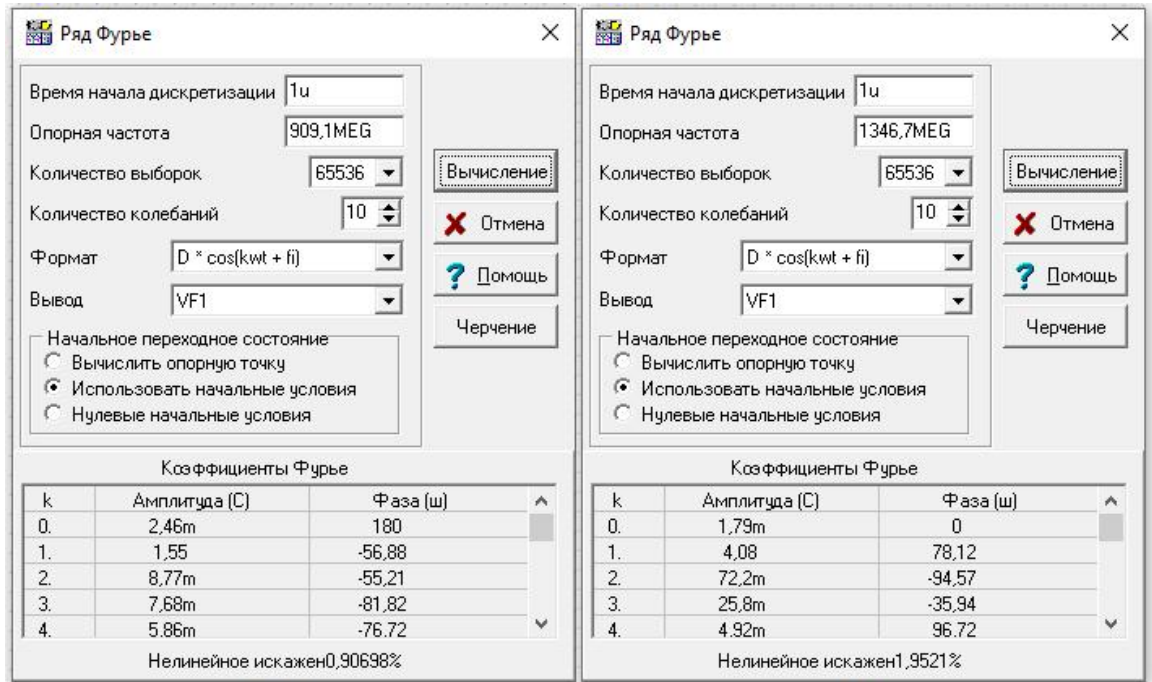
(б)



(в)

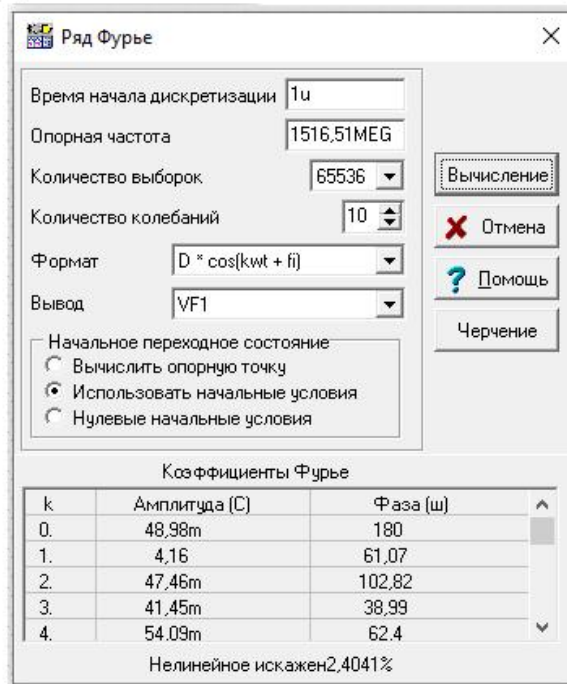
Рис. 4.6. Вихідна напруга генератора з ємнісним позитивним зворотнім зв'язком при (а) 1 В; (б) 11 В; (в) 20 В

Розрахунок коефіцієнтів нелінійних спотворень зображено на рис. 4.7.



(а)

(б)



(в)

Рис.4.7. Коэффициенты нелинейных спотворень при (а) 1 В; (б) 11 В; (в) 20 В

4.2. Схема генератора на основі перетворювача імпедансу з трьома котушками індуктивності

Схема *VCO* з трьома котушками індуктивності приведена на рис. 4.8.

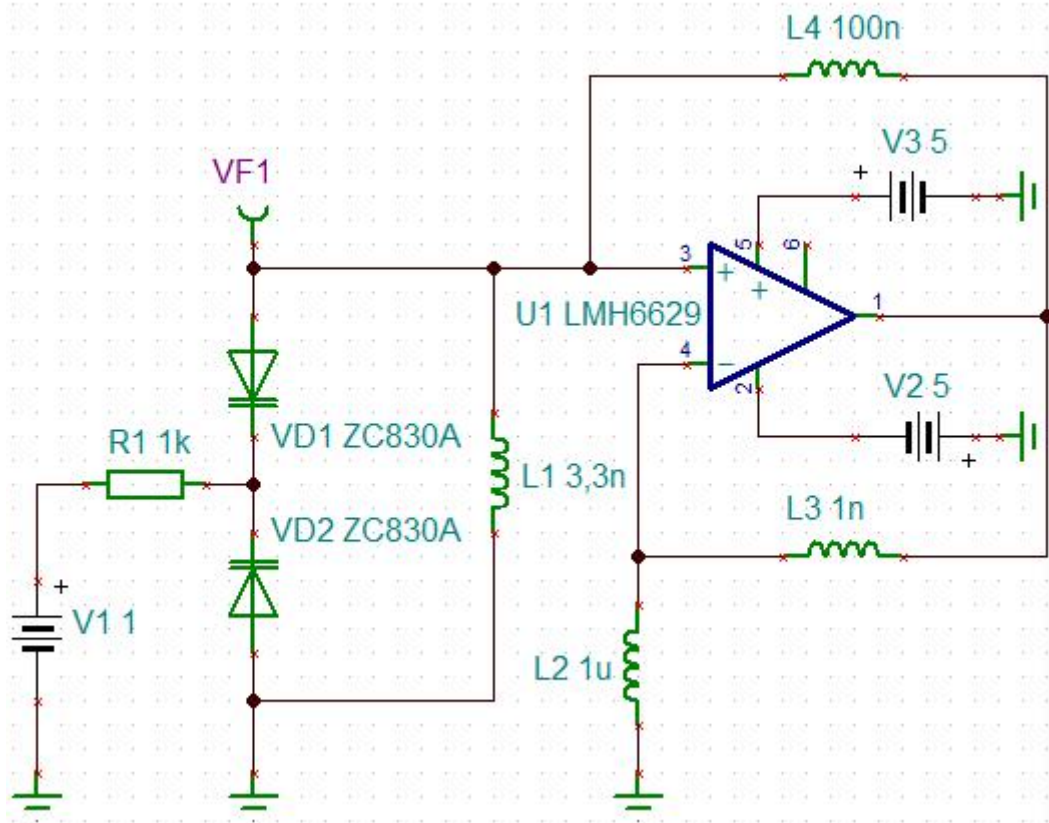
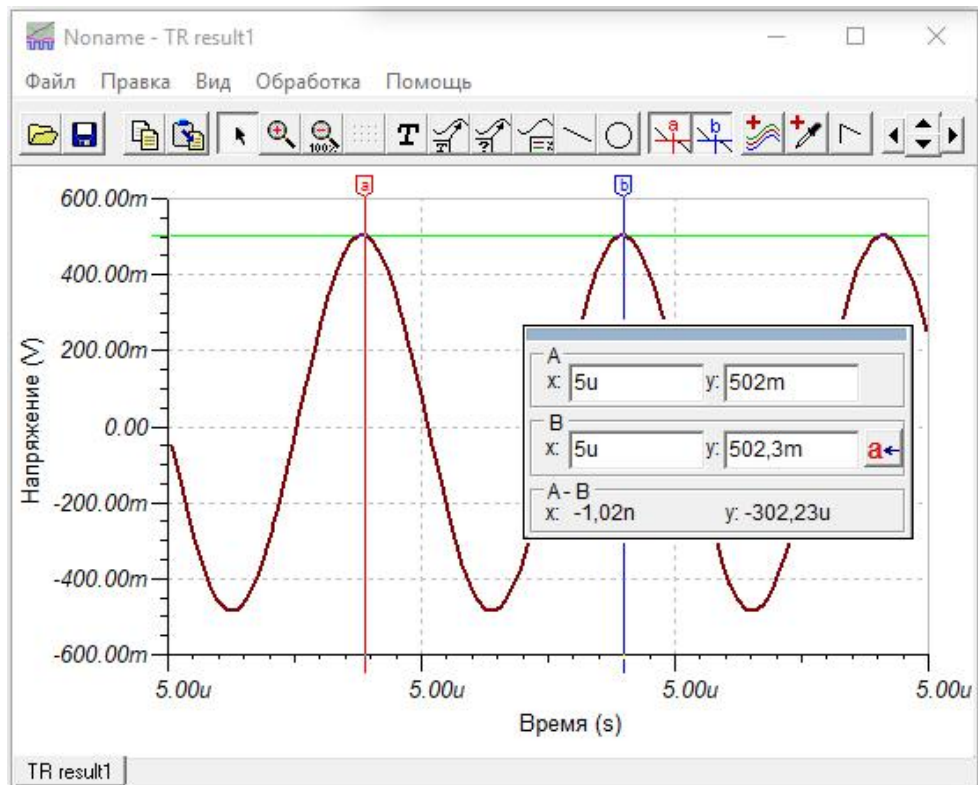
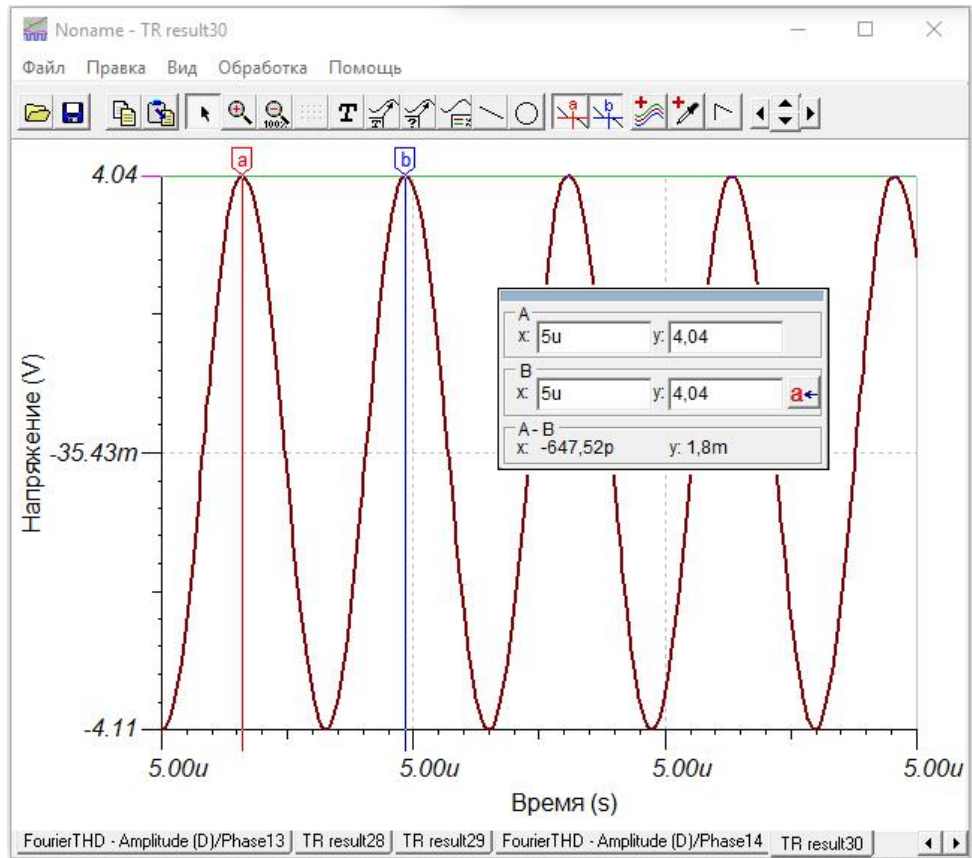


Рис.4.8. Схема VCO з трьома котушками індуктивності

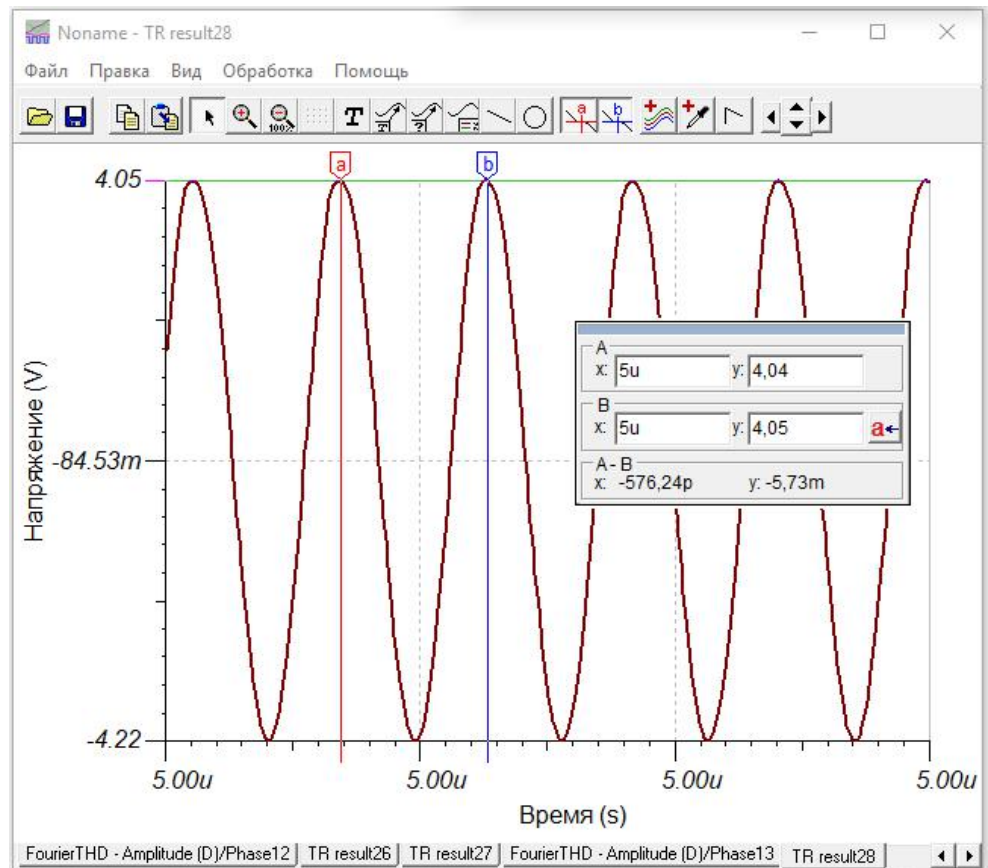
Графіки вихідної напруги генератора при 1, 11, та 20 В зображено на рис. 4.9.



(a)



(б)



(в)

Рис. 4.9. Вихідна напруга генератора з ємнісним позитивним зворотнім зв'язком при (а) 1 В; (б) 11 В; (в) 20 В

Розрахунок коефіцієнтів нелінійних спотворень зображено на рис. 4.10.

Ряд Фурье

Время начала дискретизации: 1u

Опорная частота: 980,3921MEG

Количество выборок: 65536

Количество колебаний: 10

Формат: D * cos(kwt + fi)

Вывод: VF1

Начальное переходное состояние:
 Вычислить опорную точку
 Использовать начальные условия
 Нулевые начальные условия

Кoeffициенты Фурье

k	Амплитуда (С)	Фаза (ш)
0.	409,74u	180
1.	449,47m	-67,77
2.	2,91m	-60,84
3.	2,31m	-125,47
4.	1,18m	-57,39

Нелинейное искажен0,96703%

Ряд Фурье

Время начала дискретизации: 1u

Опорная частота: 1544,35MEG

Количество выборок: 65536

Количество колебаний: 10

Формат: D * cos(kwt + fi)

Вывод: VF1

Начальное переходное состояние:
 Вычислить опорную точку
 Использовать начальные условия
 Нулевые начальные условия

Кoeffициенты Фурье

k	Амплитуда (С)	Фаза (ш)
0.	419,17u	0
1.	4,09	122,68
2.	38,93m	3,1
3.	30,59m	117,4
4.	15,91m	-102,22

Нелинейное искажен1,321%

(а)

(б)

Ряд Фурье

Время начала дискретизации: 1u

Опорная частота: 1735,38MEG

Количество выборок: 65536

Количество колебаний: 10

Формат: D * cos(kwt + fi)

Вывод: VF1

Начальное переходное состояние:
 Вычислить опорную точку
 Использовать начальные условия
 Нулевые начальные условия

Кoeffициенты Фурье

k	Амплитуда (С)	Фаза (ш)
0.	3,67m	0
1.	4,17	-3,83
2.	81,8m	123,96
3.	49,9m	125,39
4.	24,77m	131,55

Нелинейное искажен2,4006%

(в)

Рис.4.10. Коефіцієнти нелінійних спотворень при (а) 1 В; (б) 11 В; (в) 20 В

4.3. Схема генератора на основі перетворювача імпедансу з двома конденсаторами та однією котушкою індуктивності

Схема VCO з двома конденсаторами та однією котушкою індуктивності приведена на рис. 4.11.

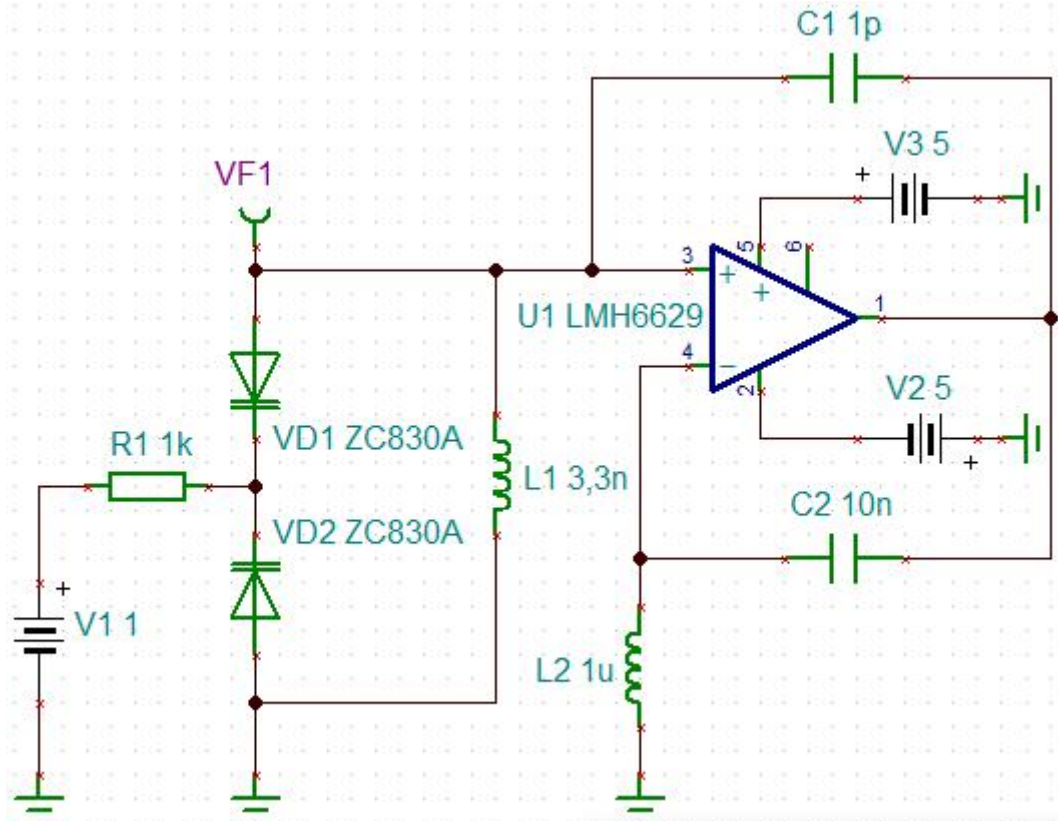
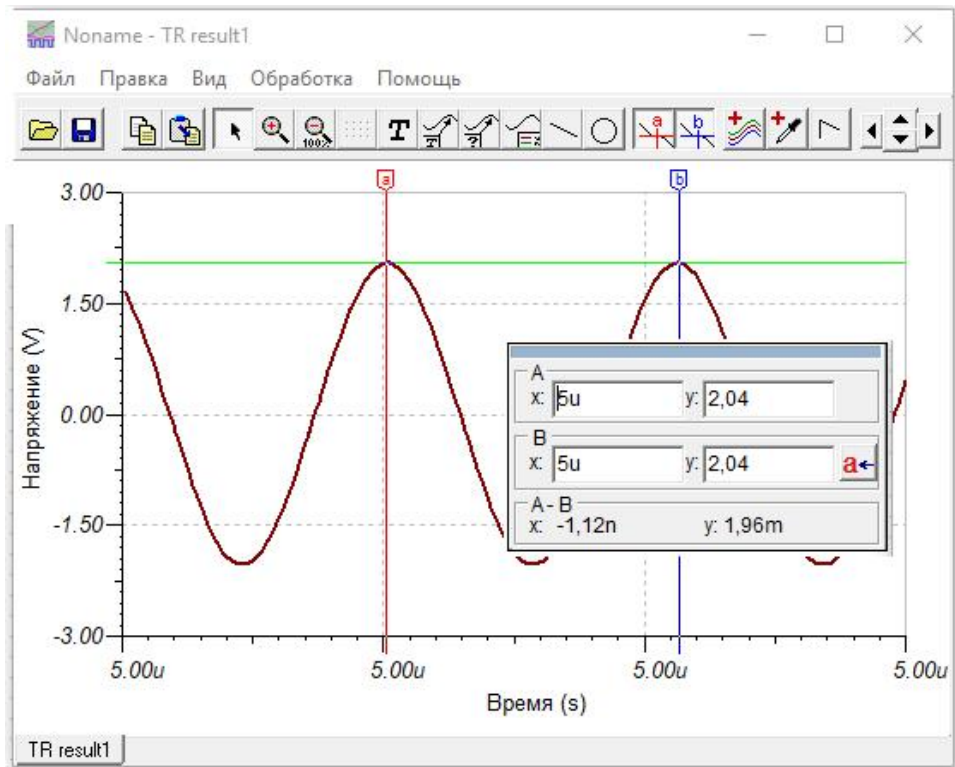
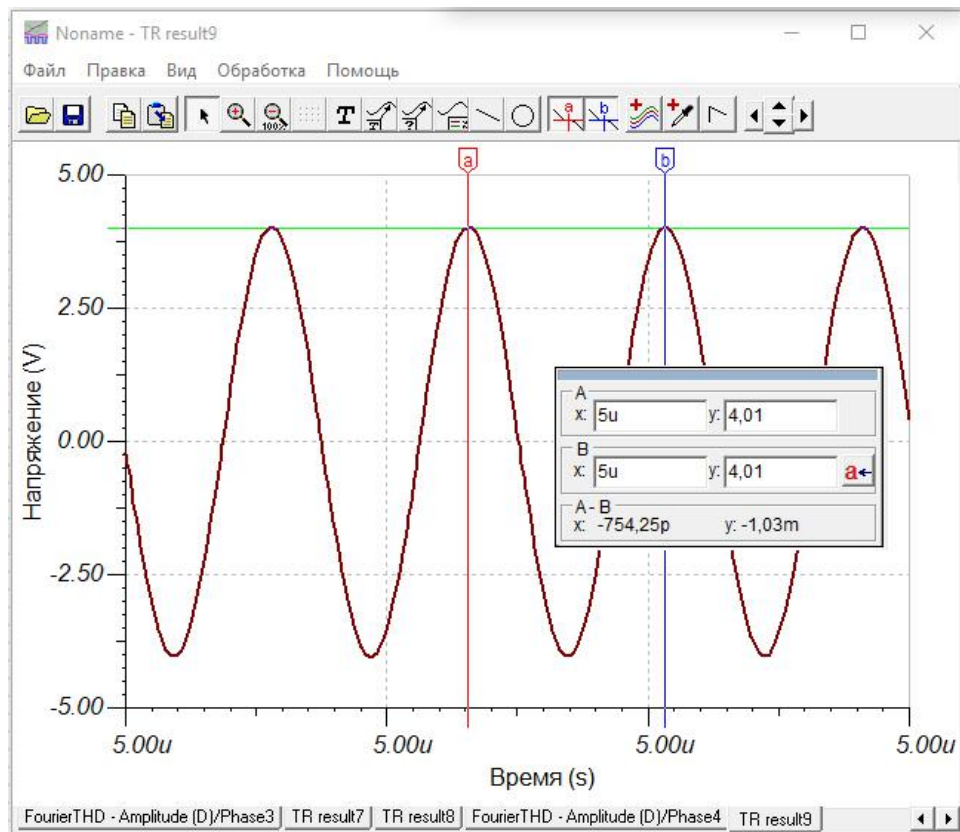


Рис.4.11. Схема VCO з двома конденсаторами та однією котушкою індуктивності

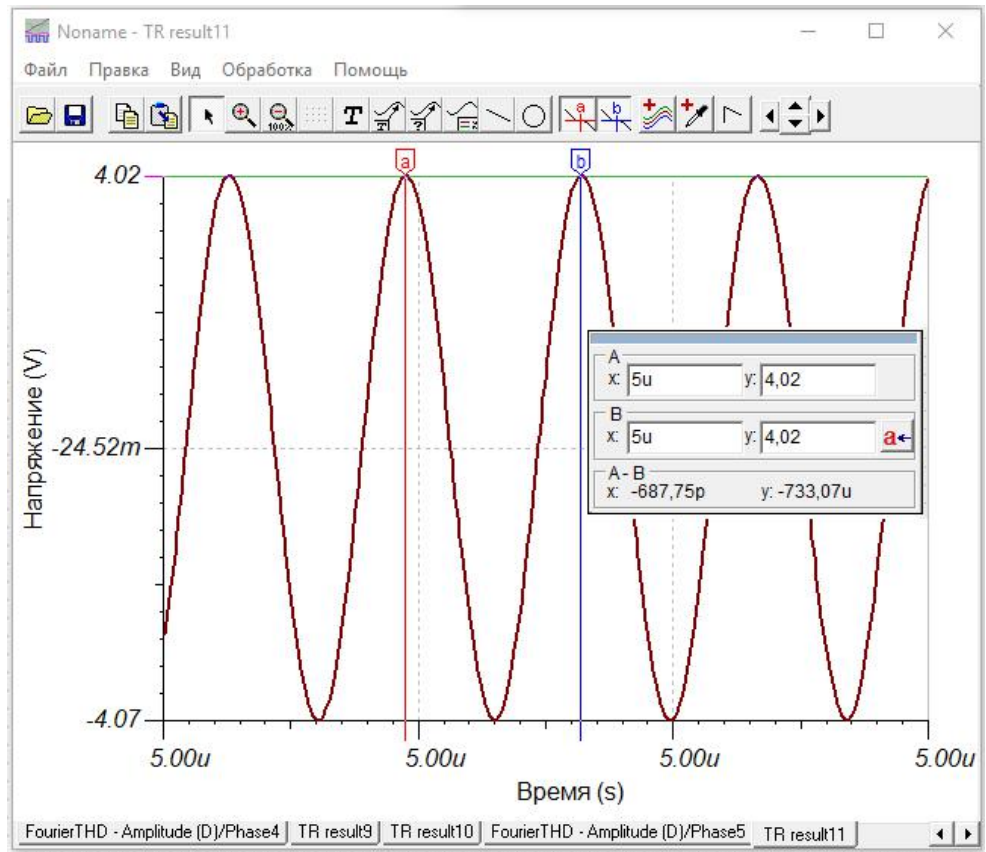
Графіки вихідної напруги генератора при 1, 11, та 20 В зображено на рис. 4.12.



(a)



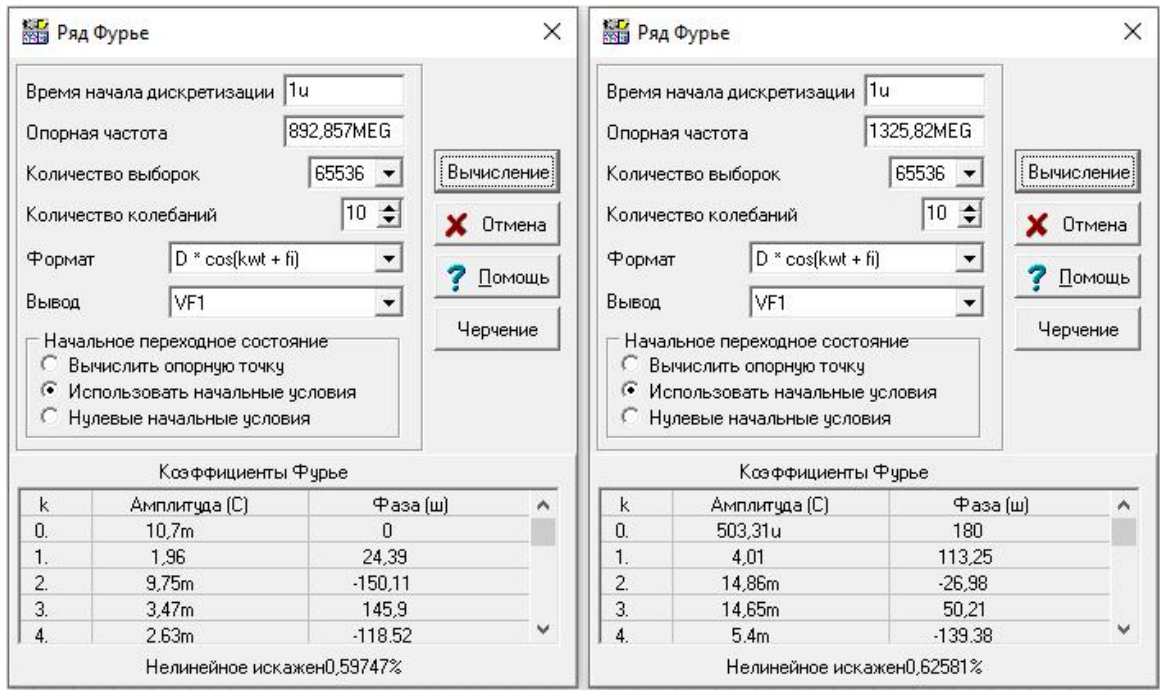
(б)



(в)

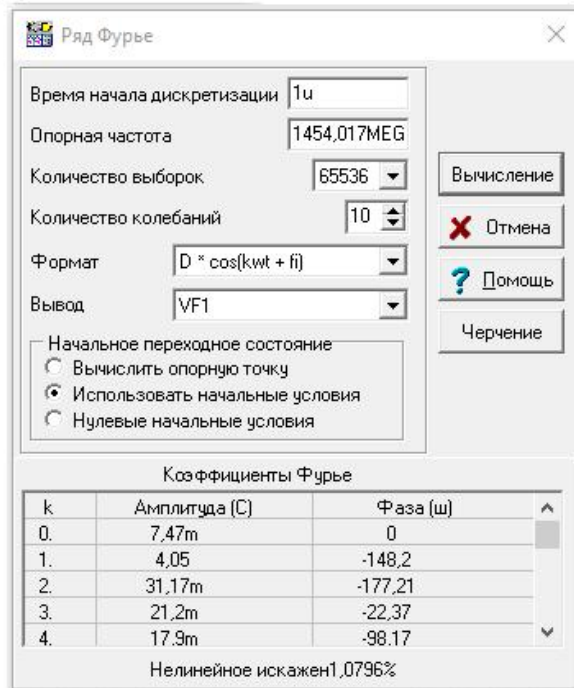
Рис. 4.12. Вихідна напруга генератора з ємнісним позитивним зворотнім зв'язком при (а) 1 В; (б) 11 В; (в) 20 В

Розрахунок коефіцієнтів нелінійних спотворень зображено на рис. 4.13.



(а)

(б)



(в)

Рис.4.13. Коефіцієнти нелінійних спотворень при (а) 1 В; (б) 11 В; (в) 20 В

4.4. Порівняльний аналіз результатів моделювання

Результати моделювання приведені у таблиці 4.1.

Таблиця 4.1

Результати моделювання

Напруга	Генератор, керований напругою з							
	"+" індуктивний звор. зв'язок		"+" ємнісний звор. зв'язок		Три індуктора		1 індуктор + 2 конденсатора	
	Частота, ГГц	КНС, %	Частота, ГГц	КНС, %	Частота, ГГц	КНС, %	Частота, ГГц	КНС, %
1	0,962	1,037	0,909	0,906	0,980	0,967	0,893	0,597
11	1,517	2,291	1,347	1,952	1,544	1,321	1,326	0,625
20	1,724	2,881	1,517	2,404	1,735	2,401	1,454	1,079

Для наочності було побудовано графіки (рис. 4.14), на яких можна побачити чітку тенденцію.

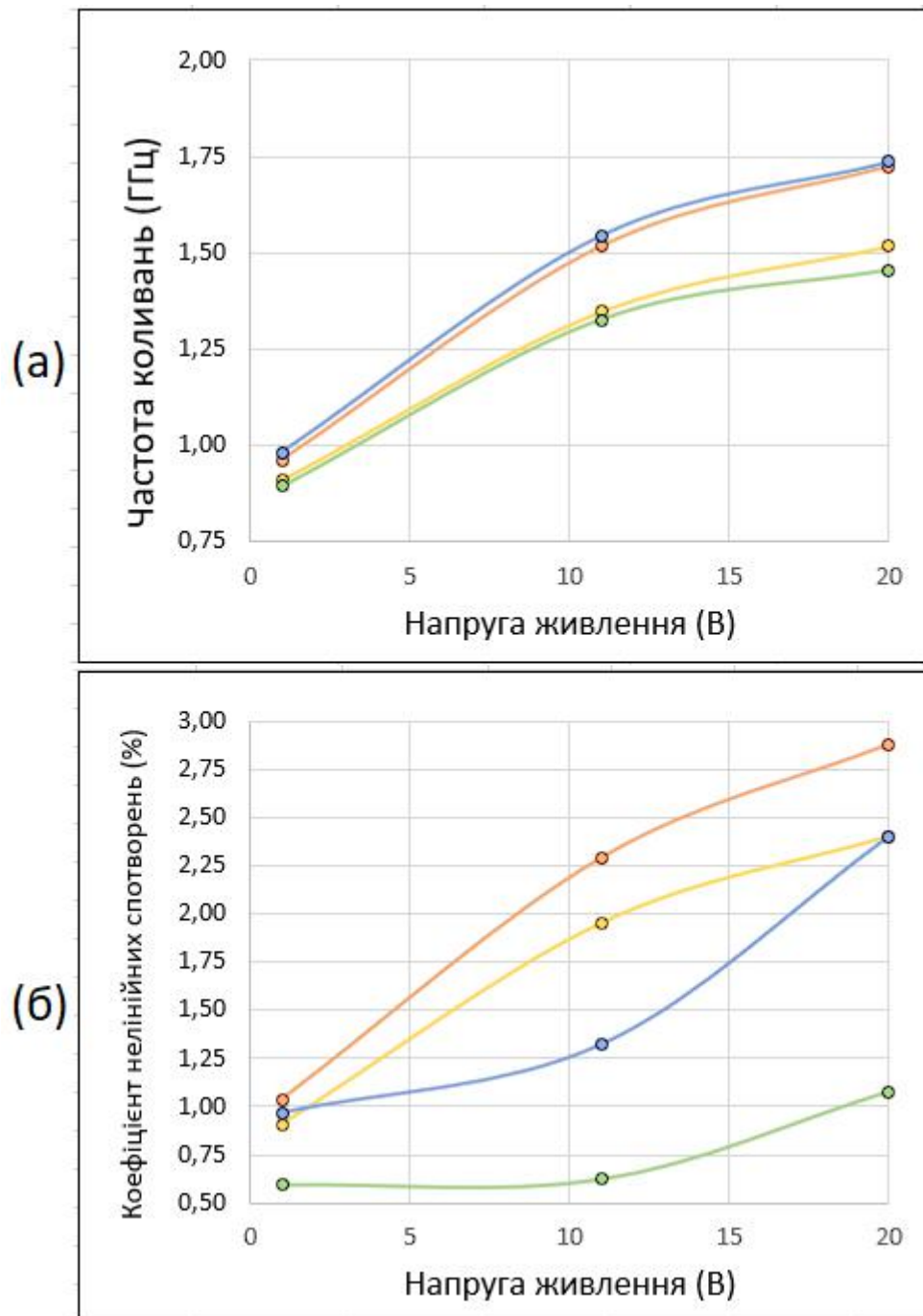


Рис. 4.14. Графіки залежності (а) частоти коливань від напруги живлення; (б) коефіцієнту нелінійних спотворень від напруги живлення

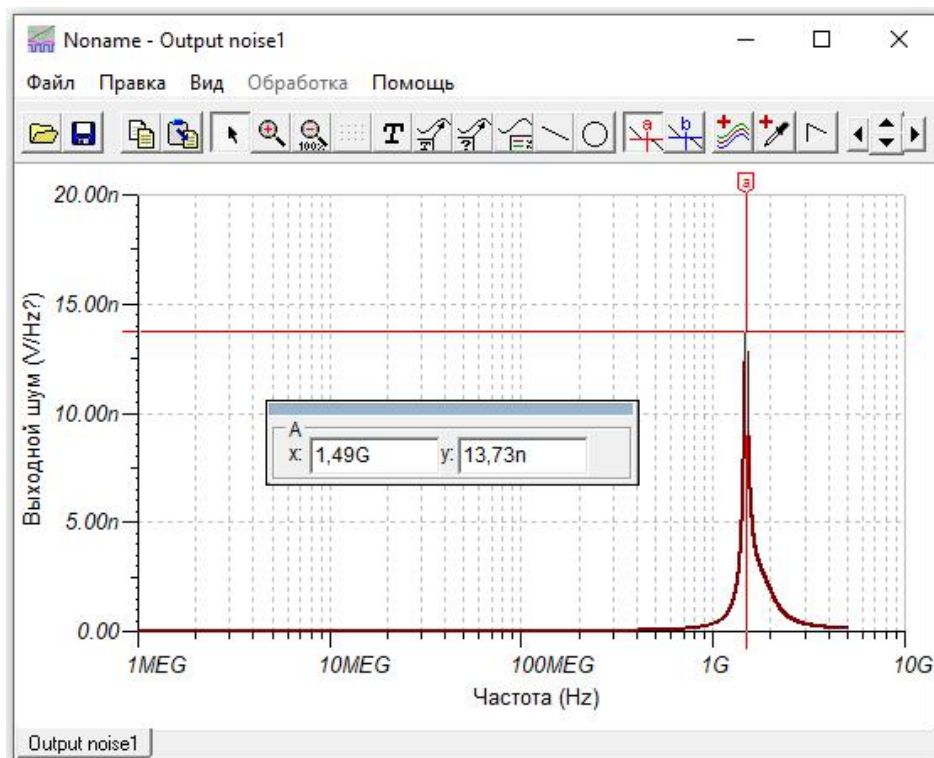
Як можна побачити, топологія *VCO* з двома конденсаторами та однією котушкою індуктивності хоча трохи і програє по частоті коливань іншим топологіям, але має набагато нижчий КНС. Топологія з трьома індуктивними котушками має найкраще співвідношення зросту частоти коливань до зросту КНС, у той час коли топологія з позитивним індуктивним зворотнім зв'язком хоч і показує себе добре по частоті коливань, але має найвищий показник КНС.

Найгірше всього себе проявила топологія с позитивним ємнісним зв'язком – КНС занадто високий у співвідношенні до зростання частоти.

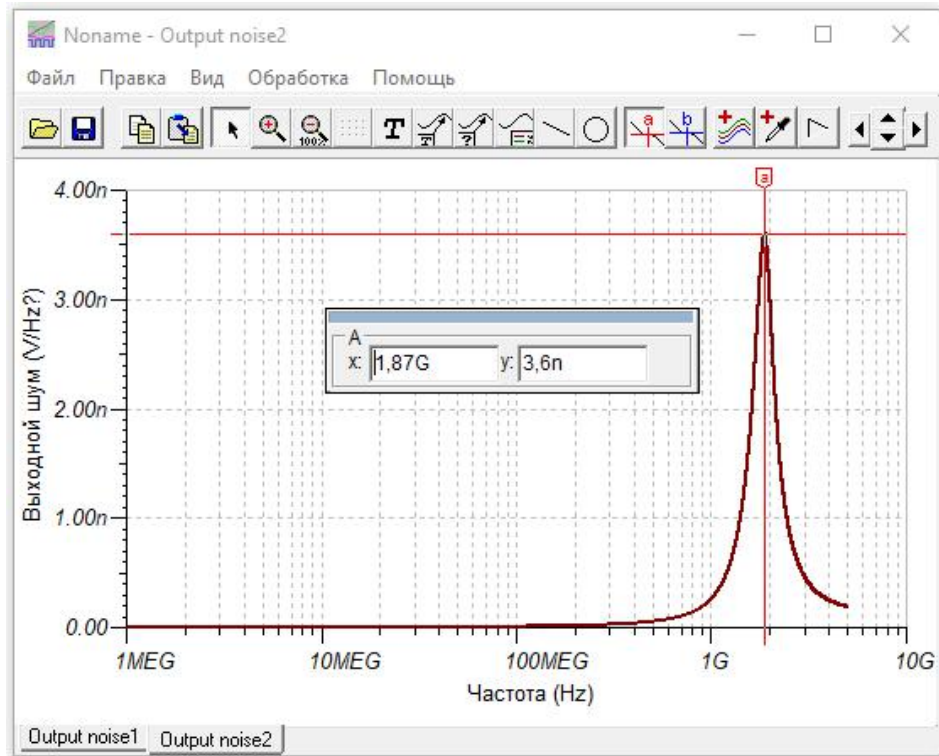
4.5. Фазовий шум генератора

Фазовий шум є результатом невеликих випадкових коливань або невизначеності фази електронного сигналу. Фазовий шум специфікується та вимірюється, оскільки він є фундаментальним обмеженням у продуктивності систем, обмежуючи динамічний діапазон. Це проявляється в радарх і комунікаціях як втрата чутливості, у зображеннях як відсутність чіткості, а в цифрових системах як більш високий рівень бітових помилок [16]. Фазовий шум вимірюється у дБк/Гц. Оскільки програма *TINA-TI* не дозволяє змодельувати фазовий шум, то цей показник буде визначено чисельно за відомою формулою. В той же час програма *TINA-TI* дозволяє змодельувати суммарний (амплітудний і фазовий) шум на вихідному терміналі генератора, вимірюваний в $nV/\sqrt{Гц}$.

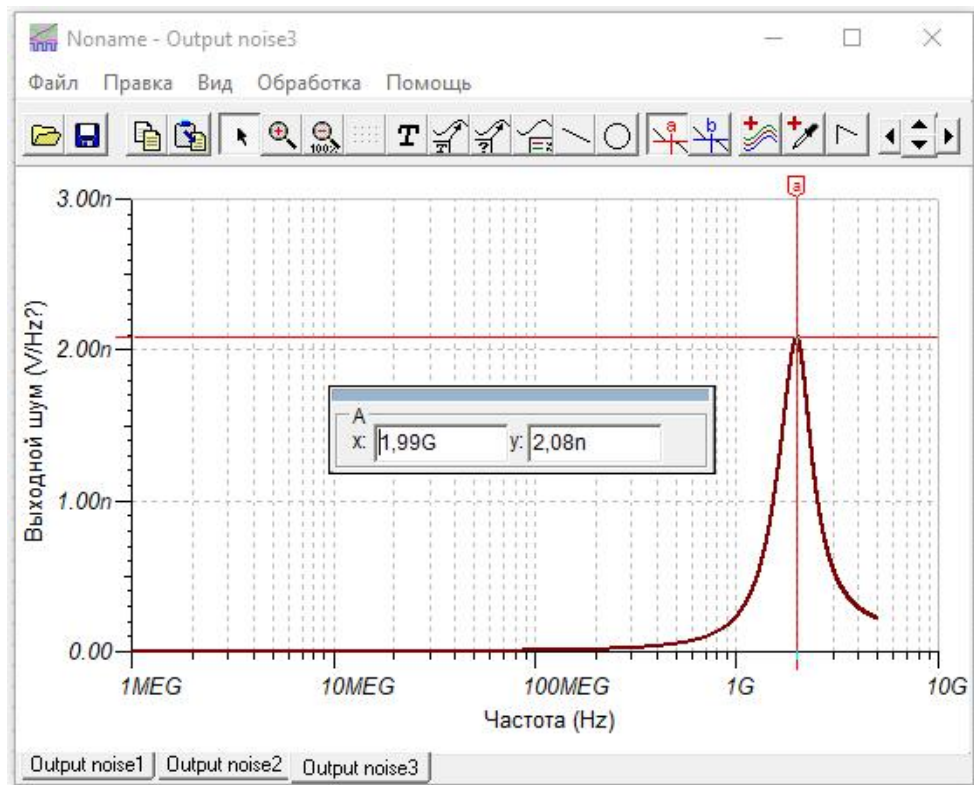
Для вимірювання вихідного шуму була обрана топологія генератора з двома конденсаторами та однією котушкою індуктивності. Моделювання проводилося при напрузі живлення 5, 10, та 15 В. Результати моделювання зображені на рис. 4.15.



(a)



(б)



(в)

Рис.4.15. Вихідний шум при (а) 5 В; (б) 10 В; (в) 15 В

Як можна побачити, вихідний шум зменшується із зростанням напруги живлення. Це відбувається тому, що варакторні діоди шумлять при низькій зворотній напрузі. Вихідний шум становить 13.73, 3.6, та 2.08 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$ відповідно. Це надзвичайно низькі показники.

Фазовий шум (PN) розраховується по формулі [13]

$$PN(f_m) = 10 * \log \left\{ \frac{FkT}{2P_{out}} * \left[\frac{f_{fun}^2 f_c}{f_m^3 4Q_L^2} + \left(\frac{f_{fun}}{2Q_L f_m} \right)^2 + \left(1 + \frac{f_c}{f_m} \right) \right] \right\}, \quad (4.2)$$

де F — коефіцієнт шуму активного пристрою генератора (дБ), $k \approx 1,38 \times 10^{-23}$ — стала Больцмана (Дж/К), T — температура в Кельвінах, P_{out} — вихідна потужність генератора, f_{fun} — частота коливань (Гц), f_c — кутова частота $1/f$ активного пристрою (Гц), а f_m — частота зсуву (Гц).

Відповідно до посилання [15], коефіцієнт шуму *ОРА LMH6629* становить 8 дБ. $P_{out} = 9$ дБм при $V_{dc} = 1$ В [13]. З таблиці 4.1 мінімальна частота коливань становить 893 МГц, а максимальна 1454 МГц. З посилання [15] ми знаходимо, що $f_c = 4$ кГц. Коефіцієнт якості під навантаженням, Q_L , становить 8,5 [13].

Підставляючи значення в рівняння 4.2, при мінімальній напрузі отримуємо

$$\begin{aligned} PN(f_m) &= 10 * \\ &* \log \left\{ \frac{8 * 1.38 * 10^{-23} * 255.372}{2 * 9} * \right. \\ &* \left. \left[\frac{0.797 * 4 * 10^{21}}{4 * 72.25 * 10^{15}} + \left(\frac{0,893 * 10^9}{2 * 8.5 * 10^5} \right)^2 + \left(1 + \frac{4 * 10^3}{100 * 10^3} \right) \right] \right\} = \\ &= -139,3 \left(\frac{\text{дБм}}{\text{Гц}} \right), \end{aligned}$$

а при максимальній — -153.4 дБм/Гц.

4.6. Критерій ефективності високочастотних генераторів

При розробці *VCO* зазвичай враховують кілька важливих електричних характеристик [14]: рівень вихідного сигналу, повний коефіцієнт гармонійних спотворень (*THD*), чутливість налаштування (*TS*), частотне натискання (*FP*) і фазовий шум *VCO* $L(\Delta\omega)$.

У трансивері вихідний сигнал *VCO* повинен керувати змішувачем, програмованим дільником, а також першим каскадом підсилювача потужності передавача. Отже, $V_m \geq V_m^*$, де V_m - амплітуда напруги на контурі, V_m^* - це мінімальна необхідна амплітуда напруги на контурі. Цю вимогу практично задовольняє буферний підсилювач, який забезпечує ізоляцію навантаження та збільшує потужність приводу.

Повне гармонійне спотворення (коефіцієнт нелінійних спотворень), *THD*, є мірою енергії *VCO* на гармоніках частоти коливань. Ці гармоніки генеруються нелінійним самообмеженням транзисторів *VCO*. Обмеження $V_m \geq V_m^*$ вказує на те, що *VCO* повинен мати надлишок посилення петлі, необхідний для компенсації всіх втрат при резонансі та забезпечення достатньої амплітуди напруги в контурі. *VCO* з невеликим надлишковим посиленням призводить до $V_m < V_m^*$. *VCO* із великим надлишковим підсиленням забезпечує умову $V_m > V_m^*$, але генерує більший вміст гармонік у вихідній формі сигналу. Розробник *VCO* повинен збалансувати потребу у забезпеченні достатнього надлишкового посилення та потребу підтримувати низький рівень *THD*. Гармоніки другого порядку можуть бути придушені до 40 дБ (1%) у добре спроектованому *VCO*.

Чутливість налаштування, *TS*, — це відношення діапазону частоти налаштування *VCO* до діапазону напруги налаштування. Він має одиницю Гц/В. *TS* обернено пропорційна добротності навантаженого контуру осцилятора.

Зміщення частоти в *VCO* (*frequency pushing*) — це зміна вихідної частоти через зміну напруги живлення, тоді як напруга, що управляє, залишається постійною. Генератор, керований напругою, є електронним генератором, частотою коливань якого можна керувати за допомогою вхідної напруги (керуючої напруги). Для *VCO* зазвичай потрібна напруга живлення, що використовується для живлення/зміщення пристрою, а потім напруга, що управляє, використовується для зміни вихідної частоти генератора. Вихідна частота *VCO* прямо пропорційна

керуючій напрузі. Зміщення частоти, FP , є відношенням зсуву частоти VCO до зміни напруги зміщення. Він має одиницю виміру Гц/В. Добре спроектовані VCO мають коефіцієнт зсуву (*pushing factor*) $(FP/TS)*100\%$ від 5% до 10%.

Фазовий шум PN у VCO пов'язує рівень потужності бічної смуги шуму в 1 Гц при певному зсуві частоти з рівнем потужності сигналу на вибраній частоті.

Стабільність частоти автогенератора є однією з найважливіших його характеристик, яка значною мірою визначає надійність та безперебійність роботи систем зв'язку, точність роботи радіолокаційних станцій тощо. Нестабільність частоти визначається можливою відносною зміною частоти $\delta = \Delta f/f_0$, де f_0 - встановлена частота генератора, Δf - її можлива зміна. У різних випадках вимоги до стабільності частоти виявляються суттєво різними. Так, якщо в зв'язкових радіостанціях допустимою нерідко вважається нестабільність частоти порядку 10^{-4} , то при прийомі слабких сигналів з далеких космічних кораблів вона не повинна бути більшою за $10^{-10} - 10^{-11}$.

Частота коливань автогенераторів визначається за умови балансу фаз. Тому зміна будь-якого зі зсувів фаз повинна призводити до здійснення балансу фаз на іншій частоті, тобто до зміни частоти. При φ_k зміна частоти коливань, що генеруються, може відбутися в результаті зміни φ_s , Q або ω_0 .

Цільова функція ефективності FOM має наступну формулу:

$$FOM(f_m) = PN(f_m)dBc - 20 \log\left(\frac{f_{fun}}{f_m}\right) + 10 \log\left(\frac{P_c}{1mW}\right), \quad (4.3)$$

де PN – фазовий шум при зсуві частоти f_m , P_c – потужність, яку потрібляє схема VCO , f_{fun} – частота коливань генератора.

Змодельовані характеристики запропонованого VCO вказані у таблиці 4.2.

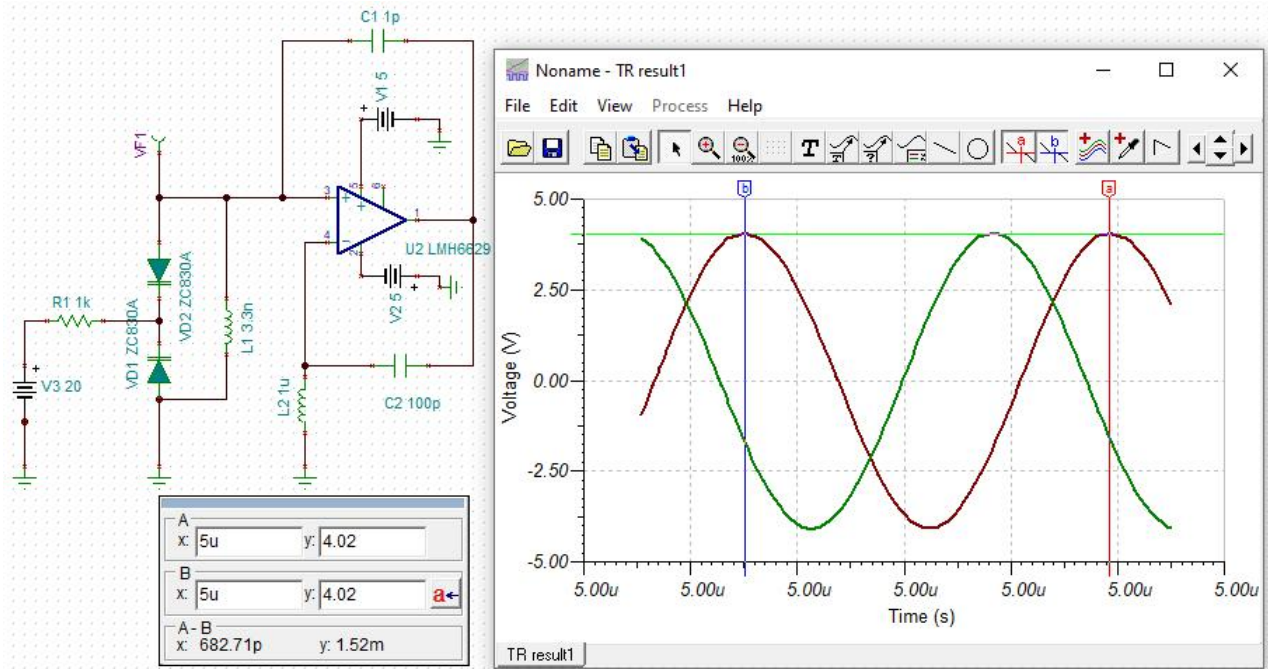
Змодельовані характеристики запропонованого VCO

Напруга живлення/ струм	Вихідна напруга (V_m)	Діапазон частот ($f_2 - f_1$)	Чутливість налаштування (TS)	Фазовий шум (PN) при $\Delta f = 100\text{кГц}$	Коеф. нелін. спотв. (THD)
$\pm 5\text{В}$ 19.6мА	4÷5В	893÷1454 МГц	27.6 МГц/В	-139.3÷ -153.4 дБк/Гц	0.5÷ 1.5%

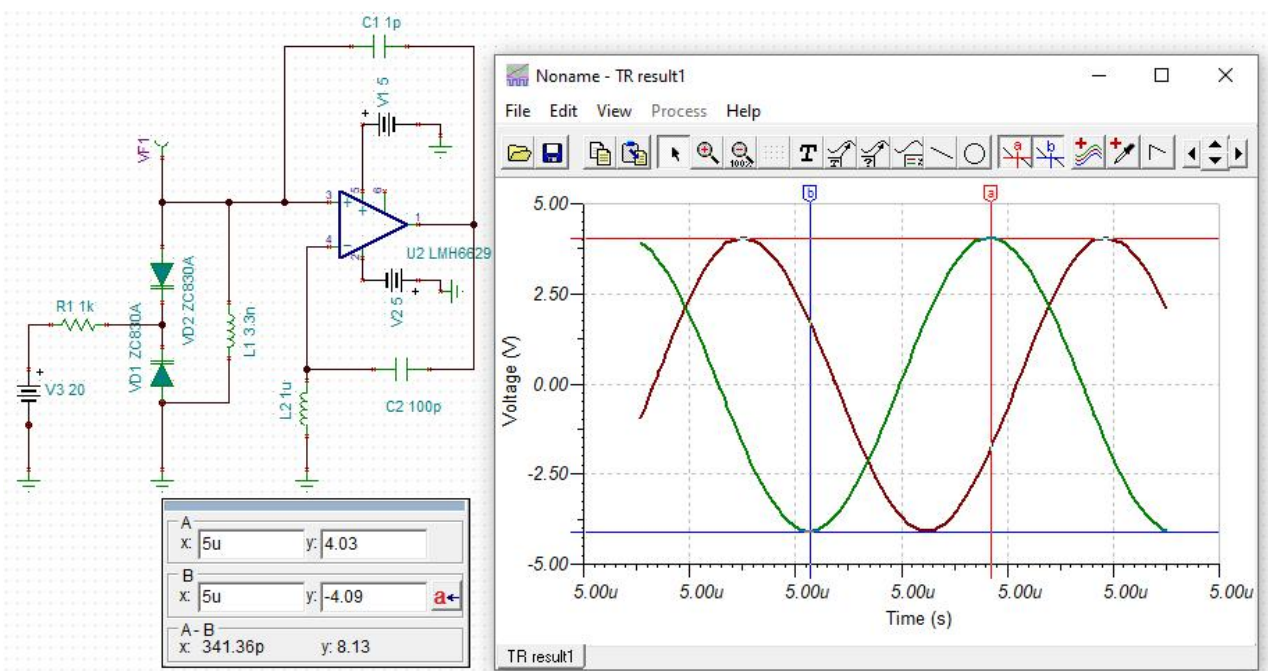
Підставляючи значення у рівняння 4.3, отримуємо:

$$F_{oM} = -146.35 - 20 * \log\left(\frac{1173}{0.1}\right) + 10 * \log(10 * 19.6) = -204.8 \text{ дБ/Гц.}$$

Для розрахунку стабільності частоти VCO по температурі було використано середовище TINA-TI (рис. 4.16).



(a)



(б)

Рис.4.16. Моделювання роботи генератора при температурі (а) 0°C; (б) 40°C

З рис.4.16 можна побачити, що $t_1 = 0^\circ\text{C}$, $T_1 = 682.71$ пс, $f_1 = 1464.750773$ МГц, $t_2 = 40^\circ\text{C}$, $T_2 = 341.36 \cdot 2 = 682.72$ пс, $f_2 = 1464.729318$ МГц.

Стабільність частоти розраховується за наступною формулою:

$$\Delta f = f_1 - f_2 = 1464.750773 - 1464.729318 = 21.455 \text{ кГц.}$$

При зміні температури на 40°C (4.3) та 1°C (4.4) маємо:

$$\frac{\Delta f}{f1} = 21.455 * \frac{10^3}{1464.750773 * 10^6} = 1.46 * 10^{-5}, \quad (4.3)$$

$$(\Delta f/f1)/1^\circ C = 1.46 * 10^{-5}/40^\circ C = 3.662 * 10^{-7}. \quad (4.4)$$

На рис. 4.17 показано характеристики мікрохвильових генераторів, про які повідомлялося в журналах і матеріалах конференцій [13].

Technology	Frequency GHz	Frequency Offset MHz	Phase Noise dBc/Hz	Power Consumption MW	FoM dBc/Hz
GaN HEMT	4.7	1	-121.7	2.7	-190
SiGe	29.8	1	-115	37	-185
HEMT	11.2	1	-97	0.09	-188
SiGe	6.5 ÷ 15.1	1	-110	19	-177
GaN HEMT	6.5 ÷ 7.5	1	-110	50	-170
GaN HEMT	8.82	1	-124.95	21.6	-190.5
GaN HEMT	7.26	1	-122.48	18.33	-187
GaN HEMT	1.95	1	-149	400	-189
GaN HEMT	5.2	1	-125.7	16	-188
GaAs pHEMT	37.608	1	-112.31	130	-182.7
SiGe BJT	2.4	1	-128	41	-179.5
CMOS	26.5	1	-105.8	10.8	-183.9
CMOS	1.61	0.1	-121	2.7	-202
CMOS	11.58	1	-112.62	6	-198.6
CMOS	8	1	-134.3	6.6	-204

Рис.4.17. Порівняння характеристик опублікованих мікрохвильових генераторів.

Можна побачити, що досліджений *VCO* має один з найкращих *FoM* (-204.8 дБ/Гц) серед усіх осциляторів, де, загалом, енергоспоживання досить високе. Крім того, досліджений *VCO* може навіть конкурувати з останніми досягненнями в *CMOS VCO*. Це пов'язано з низьким фазовим шумом незважаючи на більшу розсіювану потужність.

Висновки до розділу

Проведено моделювання генераторів, керованих напругою на операційних підсилювачах із зворотнім зв'язком. Визначено їх характеристики та проведено порівняльний аналіз. Простежено чітку тенденцію зростання частоти коливань та коефіцієнта нелінійних спотворень із зростанням напруги живлення.

Змодельовано вихідний шум генератора з двома конденсаторами та однією котушкою індуктивності та зазначено, що при низькій зворотній напрузі варакторні діоди починають шуміти.

Розраховано цільову функцію ефективності та стабільність частоти генератора з двома конденсаторами та однією котушкою індуктивності.

Зазначено, що досліджений *VCO* має одну з найкращих значень цільової функції (*FoM*) серед усіх мікрохвильових генераторів, про які повідомлялося в журналах і матеріалах конференцій, і те, що він може навіть конкурувати з останніми досягненнями в *CMOS VCO*.

РОЗДІЛ 5

ОХОРОНА ПРАЦІ

Вступ

Дипломна робота на тему: «Генератори, керовані напругою на операційних підсилювачах». Результатом проєкту є дослідження різних топологій генераторів, керованих напругою на операційних підсилювачах в програмному середовищі *TINA-TI*, і порівняння результатів їх моделювання.

Робота здійснюється за допомогою персонального комп'ютера. При виконанні посадових обов'язків інженер з електронних систем піддається різним шкідливим та небезпечним виробничим факторам, які можуть призвести до проблем психологічного й фізичного характеру.

Необхідність розробки заходів з охорони праці для інженера з електронних систем пояснюється необхідністю забезпечення нешкідливих, безпечних умов праці та наявністю шкідливих й небезпечних виробничих факторів на робочому місці.

5.1. Опис робочого місця та умов праці інженера з електронних систем

Технологічний відділ є робочим місцем інженера з електронних систем. Він розташований в одному із приміщень офісного центру, на другому поверсі, та обладнаний для роботи двох інженерів.

Висота стелі становить 3.4 м, коли як лінійні розміри – 3 м на 4 м. Використовується змішане освітлення. Стеля та стіни приміщення вироблені з дифузно-відбивних матеріалів з коефіцієнтом відбиття 0.7 та 0.6 відповідно. Підлога з матовим покриттям має коефіцієнт відбиття 0.4, а її поверхня неслизька, рівна, і має антистатичні властивості.

Кафедра ЕРМІТ

НАУ 22 08 000 ПЗ

<i>Виконав</i>	<i>Нестеренко Т.І.</i>			<i>Генератори, керовані напругою на операційних підсилювачах</i>	<i>Літера</i>	<i>Аркуш</i>	<i>Аркушів</i>
<i>Керівник</i>	<i>Уланський В.В.</i>					75	100
<i>Консульт.</i>					<i>171 ЕС-238М</i>		
<i>Норм. контр.</i>	<i>Сініцин Р.Б.</i>						
<i>Зав. Каф.</i>	<i>Шутко В.М.</i>						

Згідно з НПАОП 0.00-1.28-10 «Правил охорони праці під час експлуатації електронно-обчислювальних машин (ЕОМ)» [17], який є основним нормативним документом, що стосується охорони праці користувачів відеодисплейних терміналів (ВДТ), до робочого місця особи, яка працює за персональним комп'ютером, пред'являються наступні вимоги: об'єм на одне робоче місце повинен становити не менше 20 куб.м, а площа – не менше 6 кв.м.

Положення сидячи є основне робочим положенням. Робоче приміщення інженера з електронних систем обладнане такими джерелами шкідливих та небезпечних виробничих чинників: 2 монітори, 1 ноутбуки, 1 принтер. На рис. 5.1 зображено схему робочого місця інженера з електронних систем.

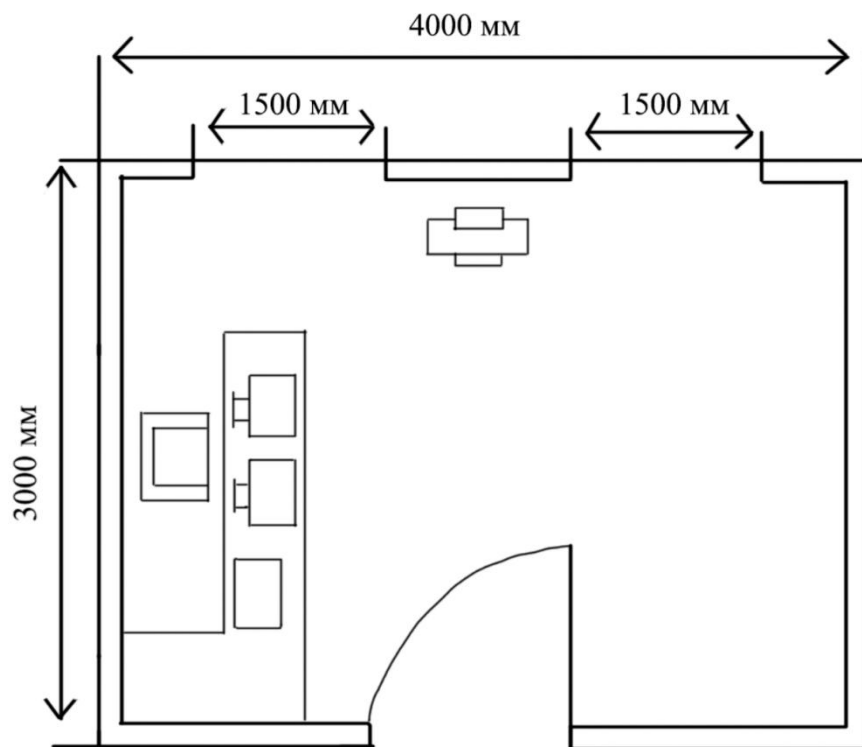


Рис. 5.1. Схема робочого місця інженера з електронних систем

5.2. Перелік шкідливих та небезпечних чинників, що діють на інженера з електронних систем

Розглянемо робоче місце інженера-електронника з точки зору оцінки впливу шкідливих виробничих факторів за державними санітарними нормами та правилами «Гігієнічна класифікація праці за показниками шкідливості та

небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу»:

- Природне освітлення;
- Виробничий шум;
- Мікроклімат;
- Неіонізуючі електромагнітні поля і випромінювання;
- Напруженість праці – характеристика трудового процесу.

5.3. Аналіз шкідливих та небезпечних виробничих чинників.

5.3.1. Природне освітлення

Освітлення у приміщенні, де знаходиться робоче місце інженера-електронника, змішане. Природне освітлення приміщення забезпечується бічними ліхтарями з двох вікон розміром 1.5 м на 1 м з напрямком вікна на північний захід. Контрольне значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) встановлюється залежно від точності виконуваних робіт. Робота інженера-електронника відноситься до роботи середньої точності. Відповідно до ДБН В. 2.5-28-2006 [18] «Природне та штучне освітлення» рівень освітленості під час роботи з комп'ютером має бути не менше 300-500 Лк.

Правильно розраховане та виконане освітлення виробничого приміщення гарантує, що око інженера не втомиться та збереже здатність добре розрізняти об'єкти протягом тривалого часу. Така ситуація сприяє зниженню нещасних випадків на виробництві та професійних захворювань очей. Раціональне освітлення має відповідати наступному набору вимог та умов:

- достатнім, щоб очі могли без напруги розрізняти предмети;
- постійним у часі;
- рівномірно розподіленим по робочій поверхні, щоб очам не доводилося переходити від темного до світлого або навпаки, тобто без «світлових перепадів»;
- уникнення створення різких тіней на робочому місці.

5.3.2. Виробничий шум

Принтер є основним джерелом шуму на робочому місці інженера з електронним системам. Розділимо весь слуховий діапазон частот ($f = 16..20000$ Гц) для оцінки та аналізу шуму на смуги-октави-смуги частоти. У цій смузі відношення верхньої частоти до нижньої частоти дорівнює двом. Кожна смуга характеризується своєю середньою геометричною частотою. Середні геометричні значення частот восьми стандартизованих октавних смуг становлять 31.5, 63, 125, 500, 1000, 2000, 4000 та 8000 Гц. Відповідно до допустимих рівнів звукового тиску при роботі, взяте з ДСН 3.3.6.037-99 [19] «Санітарні норми з виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку», робоче місце інженера-електронника, відноситься до категорії робочих місць у приміщеннях з шумним обладнанням. Як згадувалося раніше, основним джерелом шуму є принтер. Середній рівень шуму становить 50 дБ. Цей діапазон відповідає допустимим рівням звукового тиску на робочому місці. Однак в результаті багаторазових відображень рівень шуму може збільшитися на кілька децибел, оскільки площа приміщення становить 12 кв.м, і тому його все ж таки слід зменшити. Цього можна досягти встановленням принтера в іншому приміщенні згідно з ДсаНПіН 3.3.2-007-98 [20] 3.3.2. «Обладнання джерела шуму (принтери, АЦП, тощо) мають розташовуватися поза приміщенням, у якому експлуатуються ВДТ ЕОМ і ПЕОМ».

5.3.3. Мікроклімат

Робочі місця у виробничих приміщеннях з ВДТ повинні забезпечуватися оптимальні значення параметрів мікроклімату: температури, відносної вологості, плинності повітря (ГОСТ 12.1.005-88, СН 4088-86 [21]). Значення параметрів мікроклімату, які створюють комфортні умови, встановлюються у санітарних правилах. Ці норми встановлюються залежно від пори року, характеру виробничого приміщення і трудового процесу (див. табл. 1.1).

Параметри мікроклімату для приміщень, де встановлені комп'ютери

Пора року	Категорія робіт	Температура повітря, <i>гр. С</i> , не більше	Відносна вологість повітря, %	Швидкість руху повітря, <i>м/с</i>
Холодна	Легка-1а	22-24	40 - 60	0.1
	Легка-1б	21-23	40 - 60	0.1
Тепла	Легка-1а	23-25	40 - 60	0.1
	Легка-1б	22-24	40 - 60	0.2

До категорії 1а належать види діяльності, які не потребують фізичних зусиль і виконуються сидячи, з витратою енергії до 139 Вт; до категорії 1б ж належать види діяльності, пов'язані з сидінням, стоянням чи ходьбою; включає роботу, що виконується з фізичною напругою, і включає роботу, пов'язану з фізичним зусиллям, пов'язаним з енергією. Витрати енергії – 140-174 Вт.

Рівень вологості у цій кімнаті приблизно 30%. Це є занижений рівень.

Повітря, що надходить у приміщення, також не повинно містити забруднювачів, таких як пил та мікроорганізми.

В приміщенні з ЕОМ для підвищення вологості слід використовувати зволожувач повітря, що поповнюється щодня дистильованою або кип'яченою питною водою.

5.4. Розробка заходів з охорони праці

Розрахунок освітлення на робочому місці зводиться до вибору системи освітлення, визначення кількості, типу та розміщення необхідних світильників. Виходячи з цього розраховуємо параметри штучного освітлення.

Штучне освітлення зазвичай здійснюється з використанням двох типів електричних джерел світла: ламп розжарювання та люмінесцентних. У ньому

використовуються люмінесцентні лампи, які мають багато важливих переваг перед лампами розжарювання:

- за спектральним складом світла вони близькі до денного, природного світла;
- мають вищий ККД (в 1.5-2 рази вище ККД ламп розжарювання);
- підвищена світловіддача (в 3-4 рази більше, ніж у лампи розжарювання);
- збільшений термін служби.

Розрахунок освітлення виконаний у приміщенні площею 54 кв.м, шириною 6 м, довжиною 9 м та висотою 3 м методом світлового потоку. Для визначення кількості світильників визначають світловий потік, що падає на поверхню за формулою:

$$F = \frac{E * K * S * Z}{n},$$

де F – розрахунок світлового потоку, Лм; E – нормована мінімальна освітленість, Лк (визначається за таблицею). По цій таблиці цю роботу можна зарахувати до точної роботи, тому мінімальна освітленість $E = 300$ Лк; S – освітлювана площа приміщення (у даному випадку $S = 54$ кв.м); Z - відношення середньої освітленості до мінімальної (зазвичай 1.1...1.2, приймається $Z = 1.1$); K – коефіцієнт резерву при експлуатації з урахуванням зниження у світловому потоці світильника внаслідок забруднення лампи (його величина залежить від типу приміщення та характеру виконуваних у ньому робіт. $K = 1.5$); n – коефіцієнт використання.

Значення n визначається з таблиць коефіцієнтів використання різних ламп. Для цього розрахуйте індекс приміщення за такою формулою:

$$I = \frac{S}{h * (A + B)},$$

де S – площа підлоги; h – розрахункова висота підвісу; A – ширина розгортання; B – довжина розгортання.

Підставивши значення отримаємо:

$$I = \frac{54}{2.92 * (6 + 9)} = 1.23.$$

Таблиця 1.2

Індекси приміщень в залежності від показників відбиття поверхонь

Стеля	80	80	80	70	50	50	30	0	
Стіни	80	50	30	50	50	30	30	0	
Підлога	30	30	10	20	10	10	10	0	
Індекс приміщення	0.6	0.53	0.38	0.32	0.37	0.35	0.31	0.31	0.27
	0.8	0.6	0.45	0.38	0.44	0.41	0.38	0.37	0.34
	1	0.65	0.51	0.43	0.49	0.46	0.43	0.42	0.38
	1.25	0.7	0.57	0.49	0.54	0.51	0.48	0.47	0.44
	1.5	0.72	0.61	0.52	0.57	0.54	0.51	0.51	0.47
	2	0.76	0.66	0.56	0.61	0.57	0.55	0.54	0.51
	2.5	0.78	0.7	0.59	0.64	0.6	0.58	0.57	0.54
	3	0.8	0.73	0.62	0.67	0.62	0.6	0.59	0.57
	4	0.81	0.76	0.64	0.69	0.63	0.62	0.61	0.58
	5	0.82	0.78	0.65	0.7	0.65	0.64	0.62	0.6

Знаючи індекс приміщення I можна знайти значення n . Згідно табл. 1.2, $n = 0.54$. Підставляємо всі значення формулу визначення світлового потоку F :

$$F = \frac{300 * 1.5 * 54 * 1.1}{0.54} = 49500 \text{ Лм.}$$

Для освітлення оберемо люмінесцентну лампу типу LB40-1, Його світловий потік $F = 4320 \text{ Лк}$. Розрахуємо необхідну кількість ламп за такою формулою:

$$N = \frac{F}{F_{л}},$$

де N – задана кількість ламп; F - світловий потік; $F_{л}$ – світловий потік світильника.

$$N = \frac{49500}{4320} = 11.458 = 12 \text{ шт.}$$

Вибираючи освітлювальні прилади, використаємо лампи типу ОД. Кожен світильник має дві лампи.

5.5. Пожежна безпека

Інженерна безпека має бути реалізована у разі виникнення пожежі у будь-якій з виробничих будівель, споруд чи територій компанії. У разі пожежі інженери можуть зазнати впливу таких небезпечних елементів, як відкритий вогонь та іскри. висока температура повітря, предметів та обладнання; токсичні продукти горіння та випаровування; втрата концентрації кисню; обвалення та пошкодження будівель, споруд, обладнання; вибухи.

Вимоги пожежної безпеки визначені НАПБ А.01.001-2004 [22] «Правила пожежної безпеки в Україні». Основними причинами промислових пожеж є:

- необережне поводження з вогнем;
- неналежний стан електрообладнання та недотримання правил монтажу та експлуатації;
- порушення режиму техпроцесу;
- несправність опалювального обладнання;
- недотримання вимог нормативних документів щодо пожежної безпеки;
- коротке замикання.

Для протипожежного захисту слід: дотримуватися правил пожежної безпеки; регулярно перевіряти електромонтаж.

На даній виробничій ділянці повинні дотримуватися таких правил пожежної безпеки:

- забороняється палити на робочому місці;
- забороняється залишати увімкненими електроприлади без догляду;
- забороняється зберігати на робочому місці горючі речовини у великих кількостях.

Категорія приміщення – Б, тому що в робочій зоні інженера-електронника знаходяться важко волокнисті горючі матеріали (дверні коробки, двері, меблі тощо). Критерієм вибору вогнегасника є розмір можливого вогнища загоряння. Оскільки не передбачається, що розмір осередку займання, який може виникнути в межах офісу, буде значним, то приміщення обладнується переносним порошковим вогнегасником ВП-9.

Система пожежної сигналізації «ППКП Яхонт-16 И» [23] з димовим оптико-електронним пожежним сповіщувачем ІІ 212-74 ДЕТЕСТІХ-02D. Проходи та запасні виходи мають бути вільними. У кожній кімнаті та коридорі встановлені датчики диму, а у коридорі на висоті 150 см від підлоги встановлено ручний датчик. Сигнали цих сповіщувачів надходять на приймально-контрольний пульт, розташований у кімнаті охорони. Ця система є адресною, оскільки всі сповіщувачі з'єднані в кільцевий контур. Це покаже місце спалаху в КПП у разі виникнення пожежі. На території є план евакуації.

В даному приміщенні під час виникнення пожежі евакуація здійснюється через вхідні двері, далі прямо по коридору, сходи на перший поверх і через найближчий вихід з корпусу, Загалом є один основний вихід та декілька евакуаційних. Обирається той вихід, який найближчий і найбезпечніший.

Висновки до розділу

Шкідливі та небезпечні фактори визначалися в результаті аналізу робочого місця інженера-електронника, який досліджує та моделює роботу генератора, керованого напругою на ОП. Враховується природне освітлення, промисловий шум та мікроклімат.

Було розраховано природне освітлення. Встановлено, що КПО є недостатнім для заданого розряду зорової роботи. Для забезпечення належного рівня освітленості у відділі рекомендується встановлювати світильники зі світлодіодними лампами.

Однією з важливих запобіжних заходів для запобігання втоми при впливі шуму є чергування часу роботи і відпочинку. Відпочинок знижує негативний вплив шуму на працездатність лише в тому випадку, якщо його тривалість та кількість відповідають умовам, за яких відбувається найбільш ефективно відновлення нервових центрів. Засоби індивідуального захисту (наушники, беруші тощо) забезпечують захист від високочастотного шуму.

Заняття з теоретичної частини слід проводити, вивчаючи особливості правил організації комплексної роботи із забезпечення та контролю пожежної безпеки на підприємствах, а також вимоги до документації.

РОЗДІЛ 6

ОХОРОНА НАВКОЛИШНЬОГО СЕРЕДОВИЩА

Вступ

Проблема забруднення довкілля різними виробництвами стає дедалі актуальною.

Представлена робота спрямована на дослідження, моделювання та порівняльний аналіз роботи різних схем генераторів, керованих напругою на операційних підсилювачах.

Програмні продукти, які виконують моделювання роботи схем генераторів, мають непрямий шкідливий вплив на навколишнє середовище. Можна виділити наступні фактори:

- виробництво елементних баз і устаткування в цілому (здіянні підприємства кольорової металургії, хімічної промисловості, видобутку сировини);
- утилізація вживаних деталей та механізмів;
- споживання енергії;
- електромагнітні поля.

6.1. Аналіз екологічно небезпечних факторів

6.1.1. Електромагнітні поля

Завдяки електромагнітним полям і випромінюванню, яке вони створюють, сучасні технології зараз є основним джерелом всеосяжного електромагнітного забруднення світу. Це забруднення часто переважає за силою будь-які природні джерела електромагнітних полів або радіації. Люди регулярно піддаються впливу

<i>Кафедра ЕРМІТ</i>				<i>НАУ 22 08 000 ПЗ</i>			
<i>Виконав</i>	<i>Нестеренко Т.І.</i>			<i>Генератори, керовані напругою на операційних підсилювачах</i>	<i>Літера</i>	<i>Аркуш</i>	<i>Аркушів</i>
<i>Керівник</i>	<i>Уланський В.В.</i>					85	100
<i>Консульт.</i>					<i>171 ЕС-238М</i>		
<i>Норм. контр.</i>	<i>Сініцин Р.Б.</i>						
<i>Зав. Каф.</i>	<i>Шутко В.М.</i>						

електромагнітного забруднення через бездротовий і радіозв'язок, передачу електроенергії та такі повсякденні предмети, як смартфони, планшети та портативні ноутбуки.

Оскільки немає переконливих доказів того, що це забруднення шкідливо впливає на людей, шкода, яку воно завдає, все ще залишається предметом дискусій. Незважаючи на те, що надзвичайно низькочастотні електромагнітні поля були ідентифіковані як здатні викликати рак, це так. Ці фактори призвели до того, що наукові дослідження впливу електромагнітних полів та/або електромагнітного випромінювання на живі істоти значно розширилися в останні десятиліття. Оскільки немає переконливих доказів того, що це забруднення шкідливо впливає на людей, шкода, яку воно завдає, все ще залишається предметом дискусій.

Незважаючи на те, що надзвичайно низькочастотні електромагнітні поля були ідентифіковані як здатні викликати рак, це так. Ці фактори призвели до того, що наукові дослідження впливу електромагнітних полів та/або електромагнітного випромінювання на живі істоти значно розширилися в останні десятиліття.

Електромагнітні поля, електромагнітне випромінювання - обидва впливають на різні аспекти навколишнього середовища. Серед компонентів такого середовища все живе має стояти на першому місці. Визначення природи електромагнітного забруднення, пов'язаних з ним побічних ефектів і того, як воно впливає на живі істоти, стає вирішальним.

Живі істоти щодня піддаються впливу кількох видів електромагнітного випромінювання. Фізичні характеристики кожного з них, такі як тип (електричний, магнітний або електромагнітний), частота та інтенсивність/потужність, тим не менш, можуть бути використані для характеристики їх усіх.

Електронне обладнання, яке випромінює електромагнітне випромінювання низької інтенсивності на частотах від 300 МГц до 300 ГГц, таке як смартфони, планшети, мікрохвильові печі, радіоприймачі та телевізори, можна вважати джерелом мікрохвиль. З іншого боку, електрообладнання та кабелі електропередачі є потужними виробниками електромагнітного випромінювання з набагато нижчими частотами, але набагато більшою інтенсивністю (переважно електромагнітне для антен, переважно магнітне для трансформаторів).

За даними Європейської комісії, джерела неіонізуючого електромагнітного випромінювання можна класифікувати наступним чином:

- радіочастотні поля (РЧ поля),
- поля проміжної частоти (поля ПЧ),
- надзвичайно низькочастотні поля (ELF поля),
- статичні поля.

Штучні ЕМП, що відповідають частотам природних біологічних ритмів мозку чи біоелектричної активності серця чи інших систем організму, можуть призводити до десинхронізації функціональних процесів організму.

Електромагнітне випромінювання є сильним фізичним подразником. Різні організми мають різну сприйнятливість до природних та техногенних (штучних) ЕМП. Характер та вираженість біологічних ефектів залежать від параметрів ЕМП та тканинного рівня біологічної системи. Міліметрові хвилі ЕМП насамперед впливають на рецептори, тоді як довші хвилі впливають на центральну нервову систему.

Вплив електромагнітного випромінювання має системний характер, і для його запобігання потрібні відповідні системні запобіжні заходи. Зрештою, хоча повний механізм несприятливого впливу ЕМП на організм людини ще повністю не вивчений, відомо, що його шкідливий вплив поширюється від рівня клітин до поразки всього організму.

6.1.2. Електронні відходи

Електронне сміття — це термін, який часто використовується для позначення електронних предметів, термін служби яких досягає або закінчився. Електронні відходи, як широко відоме слово, стосується різноманітних електричних та електронних пристроїв, які більше не потрібні їхнім початковим власникам. За словами Пакетта та ін., «велика різноманітність електронних гаджетів, починаючи від великих побутових пристроїв, таких як холодильники, кондиціонери, стільникові телефони, персональні стереосистеми та побутова

електроніка, до комп'ютерів, які були викинуті своїми користувачами», є електронними відходами.

Електронні відходи складаються з широкого асортименту продуктів, які підпадають під багато категорій продуктів. Він містить більше тисячі різних сполук, як шкідливих, так і нетоксичних. Загалом він складається з гуми, пластику, скла, дерева, друкованих плат (*PCB*), чорних і кольорових металів та інших матеріалів. Близько 50% електронних відходів складається з чавуну та сталі, за ними йдуть пластмаси (21%), кольорові метали (13%) та інші матеріали. Кольорові метали включають дорогоцінні метали, включаючи срібло, золото, платину, паладій і мідь (*Cu*), алюміній (*Al*) і алюміній (*Al*). Класифікація електронних відходів як небезпечних відходів ґрунтується на наявності таких речовин, як свинець, ртуть, миш'як, кадмій, селен і шестивалентний хром, у кількості, що перевищує порогові рівні.

Електронні вироби складаються зі складної збірки з кількох сотень крихітних деталей, багато з яких містять небезпечні хімікати. Ці забруднювачі негативно впливають як на навколишнє середовище, так і на здоров'я людини. Свинець, кадмій, ртуть, полівінілхлорид (*PВХ*), бромовані антипірени (*BFR*), хром, берилій та інші токсичні матеріали присутні в більшості електронних компонентів.

Телевізори, відео та комп'ютерні монітори використовують ЕПТ, які містять значну кількість свинцю, і тривалий вплив цих матеріалів може завдати шкоди нервовій системі, ниркам, кісткам, а також репродуктивній та ендокринній системам. Деякі з цих матеріалів також є канцерогенними. Ці електронні відходи матимуть тривалий вплив на навколишнє середовище, якщо їх неправильно утилізувати (спалити/засипати замість переробки) разом із побутовими відходами без будь-якого контролю, вони можуть забруднити ґрунт, воду та повітря.

ЕЕО складаються з багатьох компонентів, деякі з яких містять токсичні речовини, які, якщо з ними поводитись неналежним чином, мають негативний вплив на здоров'я людини та навколишнє середовище. Часто ці небезпеки виникають через неналежну переробку та утилізацію. Це може мати серйозні наслідки для тих, хто знаходиться поблизу місць, де електронні відходи

переробляються або спалюються. Загалом електронні товари/гаджети класифікуються за трьома основними групами:

- Білі товари: побутова техніка
- Коричневі товари: телевізори, відеокамери, фотоапарати
- Сірі товари: комп'ютери, принтери, факси, сканери тощо.

Відходи білої та коричневої техніки менш токсичні порівняно з сірою технікою. Навіть персональний комп'ютер містить високотоксичні хімічні речовини, такі як свинець, ртуть, кадмій тощо.

Ртуть, кадмій, берилій та інші небезпечні матеріали можуть забруднювати ґрунт, коли електронне сміття викидається на звалище. Ці речовини проникають у землю, водні шляхи та атмосферу, забруднюючи екосистему та завдаючи шкоди як людям, так і морським мешканцям.

Люди, які використовують природні колодязі, або про істот, які залежать від джерел води, можуть контактувати з небезпечними речовинами, які можуть завдати їм шкоди.

Також важливо пам'ятати, що коли великі обсяги електронних відходів викидаються на звалища, виробники нових продуктів повинні збирати більше матеріалів. Серед інших основних компонентів, телефони та інші гаджети містять слідові кількості безцінних металів, таких як золото, срібло та паладій.

Видобуток цих ресурсів стає все складнішим, особливо у світлі зростаючої потреби в більшій кількості електричних продуктів.

Нижче наведено деякі негативні наслідки для здоров'я, пов'язані з впливом електронних відходів, згідно з даними Всесвітньої організації охорони здоров'я (ВООЗ):

- негативні результати пологів для майбутніх матерів, такі як мертвонародження або передчасні пологи;
- підвищені показники СДУГ (Синдром дефіциту уважності та гіперактивності) у маленьких дітей;
- зміни функції легень;
- пошкодження ДНК;

- проблеми з диханням;
- порушення роботи щитовидної залози;
- підвищений ризик хронічних захворювань, таких як рак і серцево-судинні захворювання.

6.2. Методи зменшення негативного впливу небезпечних факторів

6.2.1. Методи зменшення негативного впливу електромагнітних полів

Постійний брак якісних даних щодо відповідних видів означає, що недостатньо даних, щоб визначити, чи підходить єдиний стандарт впливу для захисту всіх екологічних видів від ЕМП. Подібним чином даних абсолютно недостатньо для того, щоб судити про те, чи повинні екологічні стандарти бути такими самими чи суттєво відрізнятися від стандартів, відповідних для захисту здоров'я людини.

Демонстрація того, що вплив ЕМП може бути доповнений деякими іншими стресовими факторами навколишнього середовища, принаймні в рослинах, потребує подальшого вивчення, щоб оцінити його практичне значення.

Стандарти опромінення встановлюють обмеження на кількість радіочастотної енергії, яку можуть поглинати люди. Метою стандартів впливу є встановлення максимального рівня радіочастотної енергії, відомого як питома швидкість поглинання (*SAR*) у ватах на кілограм (Вт/кг), яку люди можуть безпечно поглинати.

З 2017 року в більшості країн обмеження наступні:

- Все тіло – 0.08 Вт/кг;
- Голова та тулуб – 2 Вт/кг;
- Кінцівки – 4 Вт/кг.

Оцінка ризику повинна включати оцінку впливу та розробку плану дій, включаючи профілактичні заходи.

Приклади профілактичних заходів включають [24]:

- вимкнення або зменшення потужності РЧ;

- інші методи роботи, які передбачають менший вплив електромагнітних полів;
- інші робочі позиції щодо випромінювача, які зменшують вплив радіочастот;
- обмеження тривалості та інтенсивності умов впливу;
- вибір обладнання, що випромінює менш інтенсивні електромагнітні поля;
- оптимізація положення випромінювачів, орієнтації та потужності випромінювання;
- наявність відповідних засобів індивідуального захисту та індивідуального контролю;
- використання моніторингу території в місцях, які можуть зазнати високого опромінення;
- використання блокувань, екранування або подібних механізмів захисту здоров'я, коли це доречно;
- відповідні заходи розмежування та доступу, такі як сигнали, таблички, розмітка на підлозі, бар'єри, щоб обмежити або контролювати доступ.

6.2.2. Методи зменшення негативного впливу електронних відходів

Переробка є ключем до зменшення електронних відходів, оскільки вона покращує навколишнє середовище на кожному етапі життєвого циклу комп'ютерного продукту, від сировини, яка використовується для його виготовлення, до його остаточної утилізації. Переробка не лише зменшує викиди парникових газів, які сприяють глобальному потеплінню, але також зменшує забруднення повітря та води, що є результатом виробництва нових товарів із сировини. Використовуючи викинуті, небажані або застарілі ресурси як промислово сировину або для нових матеріалів чи продуктів можна зробити внесок у підвищення ефективності переробки.

Ефективна та екологічна переробка друкованих плат (PCB) є величезною проблемою, враховуючи щорічне зростання обсягу електронного сміття. Однак

звичайні системи переробки неефективні та потребують жорстких умов, таких як високий тиск і температура ($>200\text{ }^{\circ}\text{C}$).

За умов, нижчих за $200\text{ }^{\circ}\text{C}$, метод із застосуванням малих молекул на основі динамічної реакції може швидко розчинити полімер. Він може переробляти вражаючу різноманітність комерційних друкованих плат, включаючи ті, що мають звичайну ангідридну епоксидну або поліефірну основу. Крім того, це безпечно для навколишнього середовища, оскільки навіть розчин для переробки можна використовувати знову і знову.

Залишки розчину для переробки також можна використовувати для склеювання дощок і ремонту пошкоджень. Крім того, ця робота вказує на переваги використання полімерів із складноефірними групами як підкладки для друкованих плат при розгляді ефективної та екологічної переробки.

Два прості процеси складають систему переробки відходів *PCB* за допомогою методу з підтримкою малих молекул: по-перше, розчин для переробки розчиняє термореактивну підкладку відходів *PCB*; і по-друге, електронні компоненти, такі як схеми, резистори та конденсатори, видаляються з друкованих плат.

Слід підкреслити, що в електронній промисловості більшість електронних компонентів зазвичай встановлюються безпосередньо на друковані плати, що робить стадію поділу досить простою після розчинення термореактивної підкладки.

Однак цей метод потребує складної обробки і не здатний деполімеризувати термореактивні сітки. Як наслідок, отримати ефективне відновлення матеріалу, особливо для скляних волокон та електронних компонентів, укладених у термореактивні смоли, складно.

Також поширеним методом утилізації *PCB* є їх розбирання. Демонтаж передбачає видалення мікроскопічних компонентів друкованої плати. Багато з цих частин можна використовувати повторно після вилучення. Конденсатори, перемикачі, аудіо- та телевізійні розетки, резистори, двигуни, гвинти, світлодіоди та транзистори є прикладами поширених компонентів друкованих плат. Розбирання друкованої плати вимагає використання спеціального обладнання та надзвичайно обережного поводження.

Плати з друканими схемами мають приблизний склад матеріалів, представлений на рис. 6.1.

Склополімер	70%
Мідь	16%
Припій	4%
Залізо, феррит	3%
Нікель	2%
Срібло	0.05%
Золото	0.03%
Паладій	0.01%
Інше (вісмут, тантал і т.д.)	<0.01%

Рис. 6.1. Приблизний склад матеріалів друкованих плат

Для утилізації зазвичай використовуються такі технічні шляхи:

- розбирання та повторне використання компонентів;
- відновлення матеріалів за допомогою механічної обробки, пірометалургії, гідрометалургії або комбінації цих методів.

В Америці та Європі є спеціальні ринки, де продаються демонтовані та відновлені компоненти друкованих плат. Вони виходять на ринок із заводів, які використовують роботизовані системи, що забезпечують можливість ідентифікації та демонтажу лише відсутніх на складах компонентів. Проте швидке поелементне оновлення та відносно низька вартість нових компонентів повинні враховувати той факт, що це сильно обмежує повторне використання демонтованих компонентів на невизначений термін.

Нові технології дозволяють переробляти порожні плати на вироби замість їх спалювання. Наприклад, компанія *FUBA* (Німеччина) ввела у промислову експлуатацію відділення від 92% до 95% металів із порожніх відходів друкованих плат з використанням методів механічного та гідрометалургійного поділу. До них відносяться подрібнення, гранулювання, магнітна сепарація, класифікація та електростатична сепарація.

Ряд композицій, одержуваних у результаті цього процесу, знайшли застосування у виробництві продуктів, що містять велику кількість скляних

волокон, а також як наповнювачі при виробництві будівельних матеріалів. Особливо успішним виявилось використання склополімерних композицій для виробництва хімічно стійкої тари та піддонів за технологією, розробленою *FUBA*. Металеві компоненти (в основному мідь) друкованих плат розчиняють у «вилуговуючому розчині», такому як сірчана та азотна кислоти, а мідь додатково відновлюють електролітичним способом.

Висновки до розділу

У цьому розділі розглядається вплив електромагнітного випромінювання на живі організми та вплив факторів виробництва ПК та іншого пов'язаного обладнання на довкілля. Аналізуються додаткові фактори впливу на навколишнє середовище та заходи щодо їх усунення.

Також існують такі фактори, як утилізація компонентів системи після певного періоду експлуатації та питання демонтажу.

Впровадження нових технологій у галузі систем управління електронними пристроями підвищує ефективність, скорочує використання корисних копалин (металевих руд) та знижує рівень електромагнітного випромінювання

ВИСНОВКИ

Досліджено принцип роботи генераторів синусоїдальних коливань на операційних підсилювачах. Основними частинами генератора зворотного зв'язку є підсилювач, коливальний контур визначення частоти та схема (позитивного) зворотного зв'язку. Щоб коливання почалися, осцилятору потрібен підсилювач сигналу зі зворотним зв'язком із коефіцієнтом підсилення вище одиниці, але щоб коливання тривали в стаціонарному режимі, середній коефіцієнт підсилення петлі має повернутися до одиниці.

Зазначено, що критерій Баркгаузена може бути використаний для прогнозування основної частоти коливань і умови балансу амплітуд.

Проаналізовано генератор, керований напругою (*VCO*), та зазначено, що ємність або індуктивність налаштованої його схеми регулюється для зміни частоти коливань. Численні електричні пристрої, включаючи ТВ-тюнери, синтезатори частоти та модулятори *AM/FM*, використовують *VCO*.

Досліджено роботу генераторів Хартлі та Колпітца на операційних підсилювачах й зазначено, що схема *LC*-контур генератору Хартлі складає дві індуктивні котушки й один конденсатор, а схема *LC*-контур генератору Колпітца два конденсатори й одну індуктивну котушку. Також були приведені формули коефіцієнта підсилення та частоти коливань для обох генераторів. Недоліком генераторів Хартлі та Колпітца на операційних підсилювачах є обмеження максимальної частоти коливань відношенням частоти одиничного коефіцієнта посилення до необхідного коефіцієнта посилення підсилювача. Тому максимальна частота цих генераторів не сягає навіть початку діапазону надвисоких частот ($f < 300$ МГц).

Проаналізовано критерій самозбудження коливань в *LC* генераторах на операційних підсилювачах.

Досліджено перетворювач негативного імпедансу й зазначено, що елементи схеми Z_0 , Z_1 і Z_3 можуть бути конденсаторами, котушками індуктивності або мережами імпедансу.

Проаналізовано еквівалентну схему генератора на перетворювачі імпедансу та зазначені його еквівалентний опір та умови нестабільності.

Розглянуто амплітуду коливань та умови самозбудження генератора на перетворювачі імпедансу.

Проведено моделювання генераторів, керованих напругою на перетворювачах імпедансу. Визначено їх характеристики та проведено порівняльний аналіз. Простежено чітку тенденцію зростання частоти коливань та коефіцієнта нелінійних спотворень із зростанням напруги живлення.

Змодельовано вихідний шум генератора з двома конденсаторами та однією котушкою індуктивності та зазначено, що при низькій зворотній напрузі варакторні діоди починають шуміти.

Розраховано цільову функцію ефективності та стабільність частоти генератора з двома конденсаторами та однією котушкою індуктивності.

Зазначено, що досліджений *VCO* має одне з найкращих значень цільової функції (*FoM*) серед усіх мікрохвильових генераторів, про які повідомлялося в журналах і матеріалах конференцій, і те, що він може навіть конкурувати з останніми досягненнями в *CMOS VCO*.

В результаті дипломного проектування було проведено дослідження сучасних генераторів, керованих напругою на операційних підсилювачах, а також їх моделювання, порівняльний аналіз, було визначено стабільність частоти, а також порівняно ефективність з існуючими генераторами.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Schulz, M.; Strobel, A.; Ellinger, F. System considerations and VCO design for a local positioning system at 2.4 GHz for rescue of people on ships and in sea. In Proceedings of the IEEE 10th Workshop on Positioning, Navigation and Communication (WPNC), Dresden, Germany, 20–21 March 2013.
2. Carlowitz, C.; Esswein, A.; Weigel, R.; Vossiek, M. A low power pulse frequency modulated UWB radar transmitter concept based on switched injection-locked harmonic sampling. In Proceedings of the 7th German Microwave Conference, Ilmenau, Germany, 12–14 March 2012.
3. Scherbina, K.A.; Pechenin, V.V.; Vonsovitch, M.A. Phase-locked loop combined system of voltage controlled oscillator. In Proceedings of the IEEE 9th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW), Kharkiv, Ukraine, 20–24 June 2016.
4. Gonzalez, G. Foundations of Oscillator Circuit Design, Artech House, London, Britain, 2007.
5. Storr, W. (2014). “LC Oscillator Basics”. Article available at <https://www.electronics-tutorials.ws/oscillator/oscillators.html>.
6. Storr, W. (2014). “The RC Oscillator Circuit”. Article available at https://www.electronics-tutorials.ws/oscillator/rc_oscillator.html.
7. Jojo (2009). “Hartley Oscillator”. Article available at: <http://www.circuitstoday.com/Hartleyoscillator>.
8. Fuada, S. Design and Fabrication of LC-Oscillator Tool Kits Based Op-Amp for Engineering Education Purpose. IJEECS Vol. 1, No. 1, January 2016.
9. Storr, W. (2014). “The Hartley Oscillator”. Article available at <http://www.electronicstutorials.ws/oscillator/Hartley.html>.
10. Storr, W. (2014). “The Colpitts Oscillator”. Article available at <https://www.electronics-tutorials.ws/oscillator/colpitts.html>.
11. Ziemer, T. (2015). “An Introduction to Negative Impedance Converters”. Article available at <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/negative-impedance-converters>.

12. Negative Impedance Converter. Available online: https://en.wikipedia.org/wiki/Negative_impedance_converter.
13. Ulansky, V.; Raza, A. Sinusoidal Oscillators Operating at Frequencies Exceeding Unity-Gain Bandwidth of Operational Amplifiers. Electronics 2020, 9, 845. Available online: <https://www.mdpi.com/2079-9292/9/5/845/htm>.
14. Jaeger, R.C.; Blalock, T.N. Microelectronic Circuit Design, 4th ed.; McGraw-Hill Education: New York, NY, USA, 2010; p. 1449.
15. LMH6629 Ultra-Low Noise, High-Speed Operational Amplifier with Shutdown Datasheet (Rev. I). Available online: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmh6629.pdf>.
16. Dickstein, L. (2014). "Introduction to Phase Noise in Signal Generators". Article available at <https://testworld.com/wp-content/uploads/2014/08/introduction-to-phase-noise-in-signal-generators.pdf>.
17. НПАОП 0.00-1.28-10. Про затвердження правил охорони праці під час експлуатації електронно-обчислювальних машин.
18. ДБН В.2.5-28-2006. Інженерне обладнання будинків і споруд. Природне і штучне освітлення.
19. ДСН 3.3.6.037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.
20. ДСанПіН 3.3.2-007-98. Державні санітарні правила і норми. Гігієнічні вимоги до організації роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин.
21. ГОСТ 12.1.005-88, СН 4088-86. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
22. НАПБ А.01.001-2004. Правила пожежної безпеки в Україні.
23. Прилад приймально-контрольний пожежний ППКП01149-16-1 - Яхонт-16І. Прилад приймально-контрольний пожежний ППКП01149-16-1 - Яхонт-16І. Доступний за посиланням <http://www.specpribor.ru/priyomno-kontrolnye-pribory/yahont-16i?lang=ru>
24. ITU-T K.145. Assessment and management of compliance with radio frequency electromagnetic field exposure limits for workers at radiocommunication sites and facilities.