

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет "Запорізька політехніка"

Факультет інформаційної безпеки та електронних комунікацій
(повне найменування факультету)

Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проєкту (роботи)
магістра
(ступінь вищої освіти)

на тему **ГЕНЕРАТОР СИГНАЛІВ З НИЗЬКИМ РІВНЕМ ГАРМОНІК**

Виконав(ла): студент(ка) 2м курсу, групи БК-212м

Спеціальності _____

172 «Телекомунікації та радіотехніка»
(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація) _____

«Радіотехніка»

САМОФАЛОВ Костянтин Олександрович
(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

Керівник БУГРОВА Тетяна Іванівна
(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

Рецензент КАСЬЯН Микола Миколайович
(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет "Запорізька політехніка"
(повне найменування закладу вищої освіти)

Факультет Інформаційної безпеки та електронних комунікацій
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій
 Ступінь вищої освіти Магістр
 Спеціальність 172 "Телекомунікації та радіотехніка"
(код і найменування)
 Освітня програма (спеціалізація) Радіотехніка
(назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. завідувача кафедри РТТ
к.ф.-м.н., доц. САМОЙЛИК С.С.
 « » грудня 2023 року



З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА)

САМОФАЛОВУ Костянтину Олександровичу
(ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту (роботи) Генератор сигналів з низьким рівнем гармонік

керівник проекту (роботи) к.т.н., доцент, БУГРОВА Тетяна Іванівна
(науковий ступінь, вчене звання, ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батькові)

затверджені наказом закладу вищої освіти від "14" листопада 2023 року №443

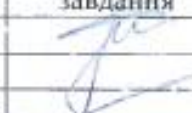
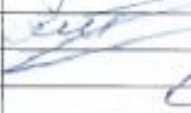
2. Строк подання студентом проекту (роботи) 15 грудня 2023 р.

3. Вихідні дані до проекту (роботи) спроектувати генератор сигналів з малим коефіцієнтом гармонік з наступними параметрами: діапазон частот, Гц -10...1000000, коефіцієнт гармонік, %, не більше, в смузі частот, Гц 10...1000 0,4%, 100000 - 0,02%, 100000...1000000 – 1%. Нерівномірність АЧХ, дБ, не більше 0,2; максимальна вихідна напруга (при опорі навантаження 600 Ом), В, не менше 5.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Проектування та дослідження основних складових схеми генератора. Принципова схема генератора. Розрахунок елементів схеми генератора. Розрахунок стабілізатора напруги. Моделювання роботи підсилювача в середовищі EWB. Конструктивні розрахунки

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, кількість слайдів, плакатів) презентація роботи в Microsoft PowerPoint

6. Консультанти розділів проекту (роботи)

Розділ	ПРИЗВИЩЕ, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
I-3	БУГРОВА Т.І., доцент		
Нормо-контроль	МОРОЗ Г.В., ст. викладач		

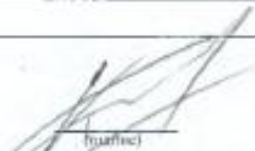
7. Дата видачі завдання «20» жовтня 2023 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Огляд літератури та постановка задачі	2 тижні	виконано
2	Проектування та дослідження основних складових схеми генератора Принципова схема генератора	3 тижні	виконано
3	Розрахунок стабілізатора напруги	2 тижні	виконано
4	Моделювання роботи підсилювача в середовищі EWB	1 тиждень	виконано
5	Конструктивний розрахунок	1 тиждень	виконано
6	Проектування та дослідження основних складових схеми генератора Принципова схема генератора	1 тиждень	виконано
7	Тестування розробки	1 тиждень	виконано
8	Оформлення ПЗ і презентації	1 тиждень	виконано
9	Захист роботи	1 день	виконано

Студент(ка)

Керівник проєкту (роботи)


 (підпис)

 (підпис)

Костянтин САМОФАЛОВ

(ім'я, прізвище)

Тетяна БУГРОВА

(ім'я, прізвище)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до магістерської роботи: 65 с., 7 табл., 13 рис., 12 джерел.

ГЕНЕРАТОР, ГАРМОНІКА, АЧХ, ОСЦИЛОГРАМА, ПІДСИЛЮВАЧ, ТРАНСФОРМАТОР, КОЕФІЦІЄНТ ГАРМОНІК, EWB.

В роботі проводиться дослідження схеми стабільного генератора з низьким рівнем позасмугового випромінювання, що є актуальним питанням поліпшення якості вимірювань параметрів радіо- та телекомунікаційної апаратури за допомогою такого генератора.

Метою роботи є проектування та дослідження генератора з низьким рівнем гармонік.

Наукова новизна полягає в тому, що створено генератор з низьким рівнем гармонік та здійснено його різнобічне дослідження, в тому числі за допомогою комп'ютерного симулювання його елементів в середовищі ElectronicWorkBench.

Практична цінність результатів роботи полягає в тому, що результати дослідження підтверджують можливість досягнення мети – використання генератора з низьким рівнем гармонік для розробки та тестування систем бездротового зв'язку, обладнання військового призначення, вбудованих систем та пристроїв зі змішаними сигналами, тестування АЦП та ЦАП, системи синхронізації, у наукових дослідженнях, при відтворенні реальних сигналів, захоплених осцилографами.

ЗМІСТ

	С.
Скорочення та умовні позначки	6
Вступ.....	7
1 Типи генераторів з низьким рівнем гармонік та постановка задач наукового дослідження	8
1.1 Огляд існуючих науково-технічних рішень.....	8
1.2 Аналіз технічного завдання і побудова функціональної схеми	13
2 Проектування та дослідження основних складових схеми генератора.....	17
2.1 Принципова схема генератора	17
2.2 Розрахунок елементів схеми генератора	21
2.2.3 Розрахунок стабілізатора напруги.....	31
2.3 Моделювання роботи підсилювача в середовищі EWB	33
3 Конструктивний склад генератора	36
3.1 Опис основних конструктивних вузлів	36
3.2 Друкована плата генератора	37
3.3 Силовий трансформатор.....	38
3.4 Дослідження надійності генератора.....	47
Висновки	62
Перелік джерел посилань	64

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

EWB	–	Electronic Work Bench
АЧХ	–	амплітудно-частотна характеристика
ІС	–	інтегральна схема
КГ	–	коефіцієнт гармонік
КП	–	коефіцієнт підсилення
НЧ	–	низькі частоти
ОП	–	ераційний підсилювач

ВСТУП

Генератори сигналів являють собою пристрої, призначені для перетворення енергії джерел живлення постійного струму в енергію вихідного сигналу потрібної амплітуди і частоти. Тому він необхідний для створення і налаштування будь-якого пристрою або приладу, оскільки при налаштування найрізноманітніших радіотехнічних і телекомунікаційних пристроїв часто потрібне генерування стабільного сигналу того чи іншого виду.

Так як генератор сам є джерелом сигналу, він не має входу. Генератори будуються на основі підсилювачів з ланцюгами позитивного зворотного зв'язку, які працюють в режимі самозбудження на фіксованій частоті. В якості ланцюгів зворотного зв'язку можуть використовуватися резонансні LC або RC схеми, тому буває два типи генераторів.

LC генератори зазвичай використовуються для формування радіочастотних сигналів, масогабаритні характеристики елементів коливальних контурів у звуковому діапазоні частот стають неприйнятними. У звуковому діапазоні генератори будуються на базі використання резонансних RC схем, бо за допомогою RC-генераторів можливо отримати коливання від ін-франізької, низької до високої частоти, аж до 10 МГц, в якості підсилювачів в генераторах часто застосовуються ОП. Однак переваги RC-генератора проявляються саме на низьких і інфранізьких частотах. У цьому частотному діапазоні за рахунок застосування резисторів і конденсаторів RC-генератори володіють більш високою стабільністю, мають менші габарити, масу і вартість, ніж LC-генератори.

1 ТИПИ ГЕНЕРАТОРІВ З НИЗЬКИМ РІВНЕМ ГАРМОНІК ТА ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ НАУКОВОГО ДОСЛІДЖЕННЯ

1.1 Огляд існуючих науково-технічних рішень

Генератори синусоїдальних коливань – це генератори, які генерують напругу синусоїдальної форми. Вони підлягають класифікації відповідно до частотно-завдаючих компонентів. Розглянемо далі три основних типи генераторів синусоїдальних коливань, а саме:

- LC-генератори;
- кварцові генератори;
- RC-генератори.

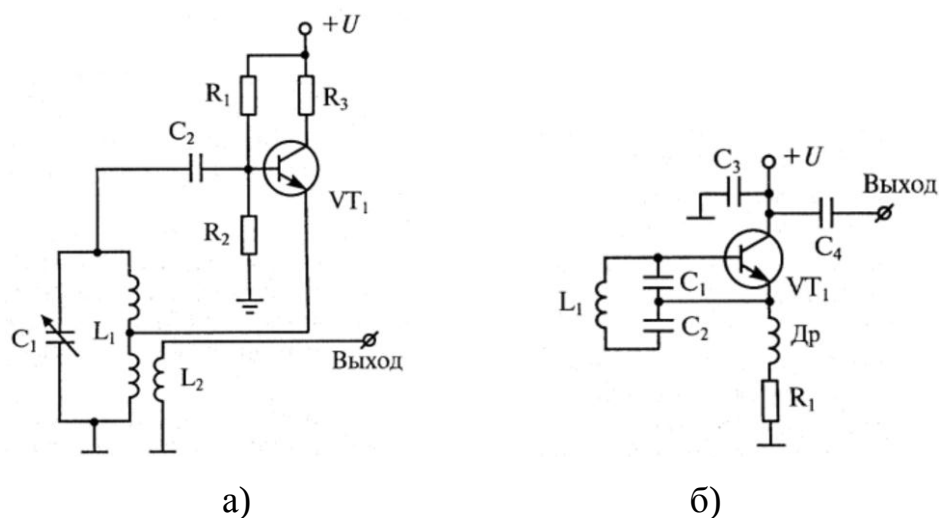
Перший тип – LC-генератори мають коливальний контур, який містить конденсатори та катушку індуктивності. Ці елементи можуть з'єднуватися або паралельно, або послідовно. При цьому номінали L та C визначають частоту генерації коливань.

Другий тип – кварцові генератори – подібні до LC-генераторів, але при цьому генерують більш стабільні коливання.

Третій тип – генератор RC. Схемотехнічно це звичайний підсилювач з додатним зворотним зв'язком через фазозсувне RC коло.

Перші два типи генераторів застосовуються в діапазоні радіочастот і зазвичай не підходять для застосування на НЧ.

Генератори типу LC застосовують на частотах більших за 20 кГц, внаслідок того, що на низьких частотах конструкція коливальних контурів є занадто громіздкою. Основними типами LC-генераторів є генератор Хартлі та генератор Колпітця, названих за прізвищами інженерів, які запропонували відповідні схеми генераторів [1-8]. Генератор Хартлі зображений на рисунку 1.1 а).



а – Хартлі; б – Колпітця.

Рисунок 1.1 – Схеми генераторів Хартлі та Колпітця

Глибина зворотного зв'язку у генератора Хартлі залежить від розміщення виводу котушки L_1 . В даній схемі вихід знімається з котушки зв'язку L_2 . Генератор Колпітця зображено на рисунку 1.1 б). Глибина зворотного зв'язку в схемі Колпітця залежить від відношення ємностей конденсаторів C_1 і C_2 . З цих двох генераторів, генератор Колпітця є більш стабільним, на противагу до генератора Хартлі, і, як наслідок, частіше застосовується.

Як зазначалося, генератор з фазозсувним колом – це звичайний підсилювач із фазозсувним RC – колом зворотного зв'язку (рис. 1.2).

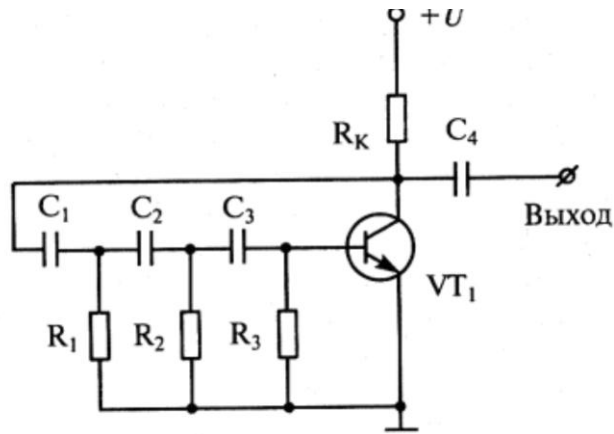


Рисунок 1.2 – Схема RC-автогенератора

Розглянемо перехідні процеси в RC-колах. Замість коливального контуру у схему введено резистор R_K , а додатний зворотний зв'язок реалізується завдяки фазообертальному колу, яке складається із трьох RC-ланок. У випадку прямого з'єднання виходу із входом цієї схеми з забезпеченням при цьому умов самозбудження автогенератора (так званих балансу амплітуд та балансу фаз), то у згенерованих коливань буде несинусоїдальна форма. А для того, щоб генератор генерував коливання правильної гармонічної форми, додатний зворотний зв'язок треба забезпечити лише для певної гармоніки коливань несинусоїдної форми. Таку роботу якраз і виконує фазозсувне коло RC. Параметри кола RC розраховуються таким чином, щоб при збільшенні колекторного струму i , отже, при зменшенні напруги на колекторі напруга на базі (рис. 1.2) зростала. Тобто, це означає, що напруги на колекторі й на базі повинні бути протифазними одна одній.

В НЧ діапазоні застосовуються RC-автогенератори, в котрих для частоти коливань визначає резистивно-ємнісне коло. Отже, найпростіший з RC-автогенераторів є генератор гармонійних коливань з фазозсувним колом.

Тому зсув по фазі між U_{R_K} і U_{R_1} повинен бути 60° , між U_{R_1} і U_{R_2} так само 60° , і так далі. Врешті решт, напруга на R_3 , яку прикладено до ділянки база-емітер транзистора, є зсунутою відносно U_K на $60^\circ \times 3 = 180^\circ$. Частота

гармонійних коливань у схемі (рис. 1.2) повністю визначається номіналами кола RC і за виконання умов рівності номіналів ємностей та резисторів $C_1 = C_2 = C_3 = C$; $R_1 = R_2 = R_3 = R$ складає:

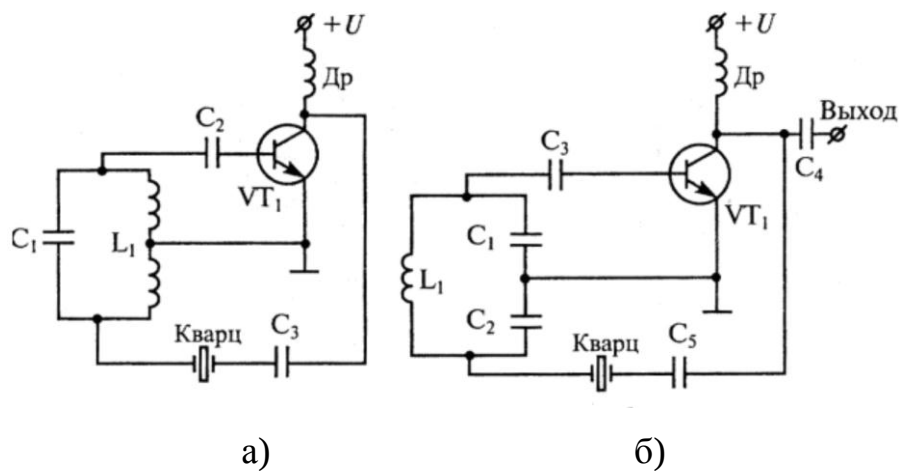
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}}.$$

Для того, щоб виконувався баланс амплітуд, коефіцієнт підсилення підсилювача повинен бути більшим за послаблення сигналу, яке вносить фазообертальне RC коло. У схемі рисунку 1.2, це ослаблення дорівнює 29. Головною вимогою, яка висувається до генератора, – це стабільність частоти та амплітуди коливань генератора. Джерелом нестабільності генераторів є процеси старіння у внутрішньому об'ємі компонентів, і внаслідок цього, зміна вимог до навантаження. В разі потреби високої стабільності необхідно застосовувати кварцові генератори. Кристалічний кварц – така речовина, яка може перетворювати механічну енергію стиснення граней кристалу в електричну енергію, і навпаки. Якщо до кристалу кварцу підключається змінна в часі напруга, кристал розтягується і стискається, при цьому зрушуються механічні коливання, частота яких дорівнює частоті прикладеної до кварцу напруги. В залежності від структури та розмірів, кожен кристал кварцу має власну частоту коливань. Кварц як резонатор з високою добротністю має коливання з високою амплітудою у випадку, коли частота зовнішньої дії співпадає з його власною частотою. У випадку, коли частота зовнішньої дії відрізняється від власної частоти кварцу, механічні коливання кристалу зрушуються з малою амплітудою. Дуже зручним фактом для практичного застосування кварцу як високочастотного резонатора є те, що власна частота механічних коливань кристала кварцу має високу температурну стабільність. Це робить кварцовий резонатор ідеальним стабілізатором частоти коливань генераторів. У разі необхідності забезпечення надто високої стабільності частоти коливань застосовують

прийом забезпечення термостабільності генератора, тобто, коли кварцовий резонатор розміщується в термостаті.

При виготовленні кварцового резонатора на кристал кварцу у вакуумі напілюються плівкові металеві електроди. До них для забезпечення постійного контакту при механічних коливаннях кристалу притискаються пружини. Надалі все це закривається еталевим корпусом.

Схема кварцового генератора Хартлі з паралельним додатним зворотним зв'язком зображена на рисунку 1.3 а). Кварц є послідовно ввімкнутим в коло зворотного додатного зв'язку. У випадку відхилення частоти коливального контуру від частоти власних коливань кварцу, яка зумовлена структурою і головне, розмірами кристалу, імпеданс кварцу збільшується, що призводить до зменшення глибини зворотного зв'язку із коливальним контуром [9].



а – Хартлі; б – Колпітця.

Рисунок 1.3 – Кварцові генератори Хартлі та Колпітця

Це є причиною повернення частоти коливального контуру до частоти кварцу.

На рисунку 1.3 б) ми бачимо генератор Колпітця із кварцовим резонатором, який увімкнено тим самим чином, що і у генераторі Хартлі. Кварц в генераторі керує глибиною додатного зворотного зв'язку з коливальним контуром, таким простим чином стабілізуючи його частоту.

1.2 Аналіз технічного завдання і побудова функціональної схеми

За проектним завданням потрібно розрахувати генератор сигналів з малим коефіцієнтом гармонік з наступними параметрами:

а) діапазон частот, Гц	10...1000000
б) коефіцієнт гармонік, %, не більше, в смузі частот, Гц	
10...1000	0,4
1000...100000	0,02
100000...1000000	1
в) нерівномірність АЧХ, дБ, не більше	0,2
г) максимальна вихідна напруга (при опорі навантаження 600 Ом), В, не менше	5

Нелінійні спотворення сигналів ЗЧ, що характеризують якість звукозаписувальної і звуковідтворювальної апаратури, зазвичай оцінюють коефіцієнтом гармонік, який для високоякісних приладів не повинен перевищувати орієнтовного порогового значення 0,1%. Для того, щоб забезпечити настільки малий рівень спотворень, треба застосовувати генератор сигналів, у якого був би коефіцієнт гармонік у кілька разів менший, ніж у звуковідтворювальній і звукозаписувальній апаратурі. Тому в ході створення генератора треба приділяти увагу процесу зниження нелінійних спотворень сигналу.

Розіб'ємо весь діапазон робочих частот генератора розбитий на чотири піддіапазони. У кожному з цих піддіапазонів частоту будемо змінювати за

допомогою здвоєного змінного резистора. Вихідна напруга плавно і дискретно будемо регулювати з кроком у 20 дБ.

Тепер розглянемо функціональну схему приладу.

Функціональна схема генератора [10] з малим коефіцієнтом гармонік показана на рисунку 1.4. Основа схеми генератора – широкосмуговий підсилювач A1, з колом додатного зворотного зв'язку, який реалізується за допомогою смугового фільтра у складі C_1 , R_1 , R_2 , C_2 , що відомий як міст Віна, а коло від'ємного зворотного зв'язку – забезпечується компонентами стабілізації амплітуди вихідної напруги, а саме, елементами R_3 , R_4 , U_1 , A2-A7.

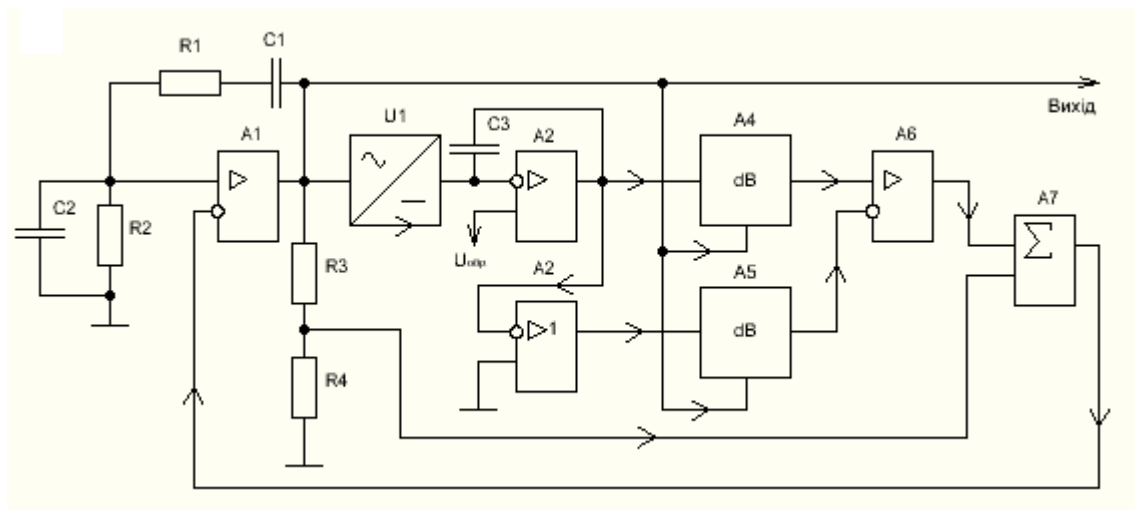


Рисунок 1.4 – Функціональна схема генератора з малим коефіцієнтом гармонік

Є загально відомим той факт, що смуговий RC-фільтр за своїми частотними властивостями є подібним до паралельного коливального контуру, у якого на частоті квазірезонансу $f_p = 1/2\pi RC$ (при $R_1=R_2=R$ та $C_1=C_2=C$) зазвичай коефіцієнт передачі дорівнює $1/3$ і є максимальним з усіх для нього можливих значень. Це означає також найбільшу добротність на частоті f_p , а відтак, найкращі властивості з селекції частоти. Зручність переналаштування даної схеми на іншу частоту полягає в тому, що воно здійснюється простим узгодженням одночасним регулюванням опорів резисторів R_1 і R_2 або ємностей конденсаторів C_1 і C_2 .

Очевидно також, що для виконання умов самозбудження автогенератора (балансу амплітуд) коефіцієнт передачі підсилювача A_1 , який залежить від параметрів кола від'ємного зворотного зв'язку, повинен бути більшим або дорівнювати трьом ($1/3 \cdot 3 = 1$). Коли коефіцієнті передачі настільки малий, то неважко досягти, з одного боку, широкого діапазону частот і, з другого боку, дуже невеликого (менше 0,01%) рівня спотворень самого підсилювача за допомогою одного лише глибокого від'ємного зворотного зв'язку. Для того, щоб отримати низький рівень амплітуд вищих гармонік спектра сигналу генератора, треба стабілізувати до доволі постійного рівня амплітуду вихідної напруги. Найбільш поширений спосіб розв'язання цієї проблеми – охоплення колом нелінійного від'ємного зворотного зв'язку підсилювача. В якості керованого аттенюатора зазвичай вмикають або терморезистор, або польовий транзистор. В першому разі не існує простих рішень зменшення коефіцієнта гармонік генератора на середніх частотах нижче за рівень 0,05%, у другому – ця величина нелінійних спотворень сягає величини меншої за 0,1%. Це занадто високий рівень гармонік для нашого генератора, і тому вирішенню проблеми зменшення спотворень у керованому аттенюаторі приділяється велика увага.

Напругу від'ємного зворотного зв'язку, що надходить на підсилювач A_1 , можна уявити у вигляді суми двох складових: сталої, значення якої завжди складає $1/3$ від вихідної напруги, і змінної, характер обвідної якої визначає коло від'ємного зворотного зв'язку, а відхилення напруги залежить від таких факторів дестабілізації, як температурний та часовий дрейф параметрів елементів, зміна коефіцієнта передачі фільтру в діапазоні частот і т.д. (амплітуда другого гармоніки є на кілька порядків меншою, ніж амплітуда першої гармоніки). Ця обставина привела до думки про використання двоканального кола від'ємного зворотного зв'язку з метою зниження нелінійних спотворень. Треба тільки подати сталу складову на інвертуючий вхід підсилювача A_1 каналом з виключно лінійними елементами (ділник $R_3 R_4$ і суматор A_7), а змінну складову при цьому треба

подати каналом стабілізації амплітуди (U1, A2-A6), який продукує коригувальний сигнал. Цей сигнал підсумовується зі сталою складовою в суматорі A7.

Другий канал функціонує в такий спосіб. Вихідний сигнал підсилювача A1 випрямляється випрямлячем U1, далі ця вихідна напруга порівнюється в інтеграторі A2 зі зразковою напругою, яка задає рівень амплітуди вихідних коливань. Різницева напруга інтегрується і далі безпосередньо керує аттенюатором A4, а аттенюатором A5 – через повторювач-інвертор A3.

У стаціонарному режимі роботи генератора при коефіцієнтах передачі подільника R3 R4 і фільтра, що дорівнюють $1/3$, як різниця вхідних напруг, так і вихідні напруги інтегратора A2 і повторювача A3, є близькими до нульового значення (але при цьому не нуль). Тому амплітуди сигналів на виходах атенюаторів A4 і A5 можна вважати майже однаковими. Відтак і вихідна напруга диференціального підсилювача A6 також є близькою до нуля.

У нестационарному режимі змінювання амплітуди вихідного сигналу підсилювача A1 викликає відхилення випрямленої напруги в той або інший бік від свого номінального значення і, також, це спричиняє відхилення вихідних напруг інтегратора A2 і повторювача A3. Під дією цих керуючих сигналів коефіцієнти передачі атенюаторів A4 і A5 змінюються в протилежних напрямках, тому на виході підсилювача A6 створюється гармонійна напруга. Це переводить генератор в стаціонарний режим. Якщо амплітуда вихідних коливань щодо її стаціонарного значення збільшується, то на виході підсилювача A6 з'являється сигнал, який є синфазним з вихідним, а якщо амплітуда вихідних коливань зменшується – на виході підсилювача A6 з'являється протифазний сигнал. Таким чином, істотному зменшенню рівня гармонік генератора сприяє застосування керованих атенюаторів, які працюють при малому сигналі, і здійснюють часткову компенсацію продуктів нелінійних спотворень.

2 ПРОЕКТУВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ОСНОВНИХ СКЛАДОВИХ СХЕМИ ГЕНЕРАТОРА

2.1 Принципова схема генератора

З'ясуємо призначення та особливості елементів та функціональних вузлів електричної принципової схеми генератора з малим коефіцієнтом гармонік.

Принципову схему такого генератора бачимо на рисунку 2.1. Його основний підсилювач містить два диференційних входи (VT4, VT6 і VT8, VT10), які увімкнено паралельно по входу для підсилення сигналу. Завдяки цьому, підсилювач буде симетрично підсилювати обидві напівхвилі гармонійної напруги. Саме таке рішення при точно підібраних параметрах пар транзисторів на диференційних входах суттєво знижує рівень парних гармонік (2,4,...). Найбільшою складовою спектра сигналу високоякісних RC-генераторів є друга гармоніка, тобто, диференційна схема ефективно знижує рівень амплітуд парних вищих гармонік.

Другою перевагою диференційного підсилювача є малий рівень його струму. Цей струм проходить через резистори R51, R1.2 та R31, які розташовані в базових колах транзисторів диференційних каскадів. Цей струм дорівнює різниці струмів баз, саме тому його можна суттєво зменшити шляхом підбору транзисторів із близькими коефіцієнтами передачі струму h_{21Y} . Внаслідок цього вдалося знизити вимоги до узгодження двосекційного змінного резистора R1 і увімкнути його першу секцію (R1.1) прямо на бази транзисторів VT4, VT8, і обійтися при цьому без розділового конденсатора. З метою зменшення власних шумів підсилювача, значення струму спокою диференційних каскадів вибирається дуже невеликим (тобто, величиною у 100 мкА). В електричній схемі генератора R1.1 і R1.2 позначено дві секції резистора R1.

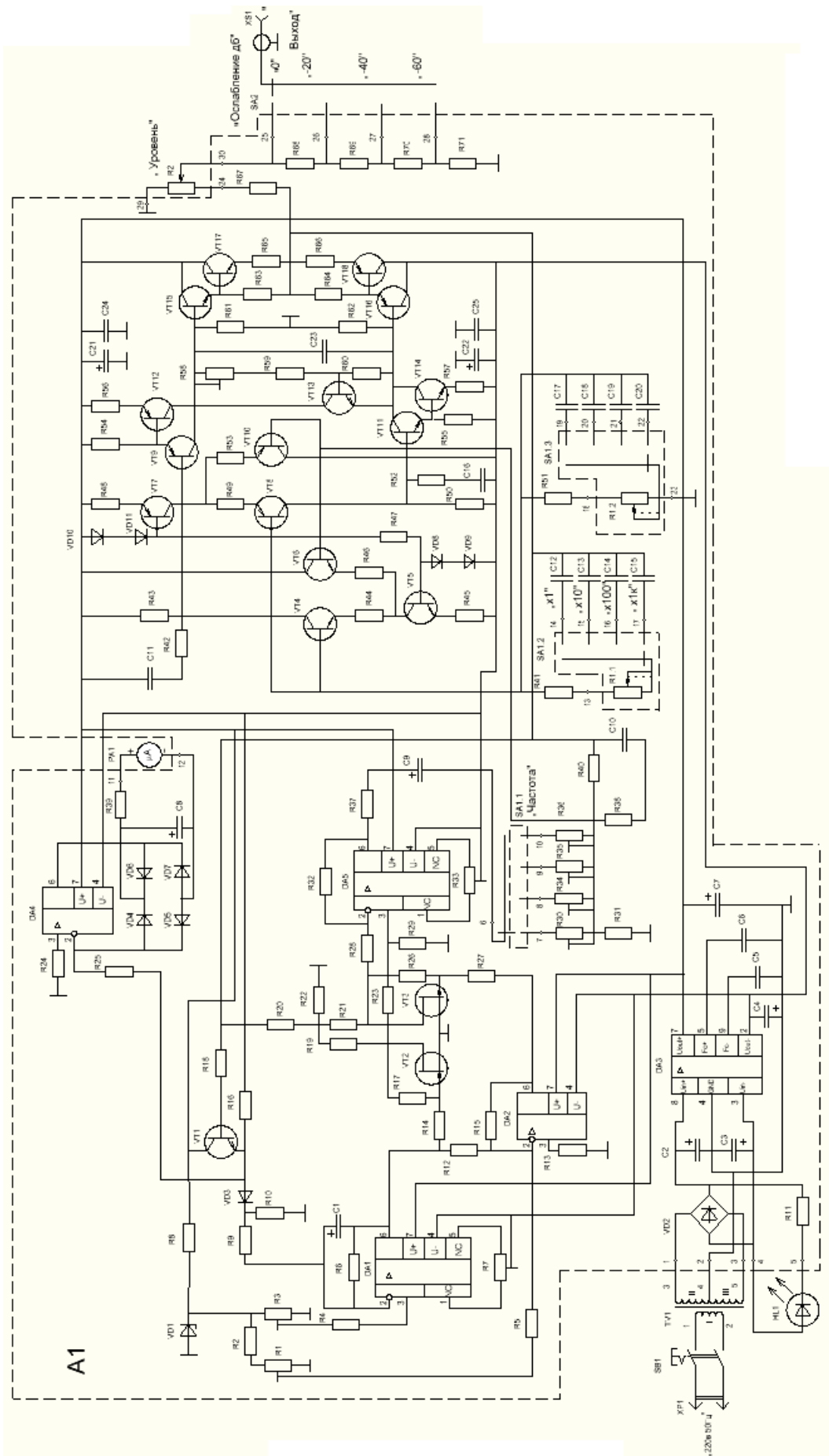


Рисунок 2.1 - Принципова схема генератора частоти з низьким коефіцієнтом гармонік

На симетричний підсилювач напруги, що побудований на транзисторах VT9, VT12 і VT11, VT14, надходять сигнали з колекторів транзисторів VT4 і VT8. Оскільки у нас основною вимогою є низький рівень гармонік, то використаємо стандартне для цього випадку рішення, а саме, охоплений місцевим від'ємним зворотним зв'язком – це ланка з резисторів R56 і R57. Внаслідок цього знижується нелінійність підсилювача, паралельно знижуючи його коефіцієнт підсилення до рівня 8 ... 12.

Включення резисторів R61, R62 зменшує опір підсилювача, що моделює режим джерела напруги у вихідному каскаді, який зібрано на складених транзисторах VT15, VT17 і VT16, VT18. Ця обставина також сприяє подальшому збільшенню лінійності підсилювача. Підстроювальним резистором R58 регулюється струм спокою цього каскаду.

Якщо маємо глибокий від'ємний зворотний зв'язок, то для забезпечення стійкості режиму роботи в широкій смузі частот треба здійснити додаткову частотну корекцію в підсилювачі за допомогою RC ланцюжків R42, C11 та R52, C16. Ці додаткові кола вмикаються паралельно резисторам навантаження (R43 і R50) диференційних каскадів. Треба, щоб частота зрізу амплітудно-частотної характеристики підсилювача з розімкнутим негативним зворотним зв'язком, що визначається цими колами, знаходилася в межах 20 ... 25 кГц. Внаслідок такого з'єднання підсилювача без кіл корекції та кіл корекції АЧХ помічаємо, що довжина ділянки амплітудно-частотної характеристики з показником крутизни 6 дБ на октаву стала більшою. При цьому частота зрізу підсилювача напруги перемістилася в область декількох мегагерц. Крім того, для підвищення запасу стійкості всього підсилювача, в коло від'ємного зворотного зв'язку увімкнено форсувальну ланку C10, R38.

Далі з виходу підсилювача сигнал потрапляє через повторювач на транзисторі VT1 на випрямний діод VD3 і далі йде до інтегратора. Інтегратор реалізовано на операційному підсилювачі DA1. На вхід ОП подається зразкова напруга, яка знімається з движка підстроювального резистора R3.

Далі з виходу операційного підсилювача напругу, рівну результату інтегрування різниці зазначених сигналів, впливає на затвор транзистора VT17.1, а через інвертують повторювач на ОУ DA2 – на затвор транзистора VT3. Ці транзистори та резистори R19-R22 утворюють керовані атенюатори. Нелінійність характеристик транзисторів, як і зазвичай, будемо зменшувати колами від'ємного зворотного зв'язку, які складаються з резисторів R14, R17 і R26, R27. Доведено експериментально, що для отримання найменшої нелінійності постійна напруга на затворах польових транзисторів повинна знаходитись в межах порядку 20 ... 50% від напруги відсічки. При цьому опір резисторів кіл від'ємного зворотного зв'язку буде набагато більшим за опір каналів польових транзисторів. Це враховано в застосованих атенюаторах, причому напруга на інверсному вході операційного підсилювача DA2 може регулюватися підстроювальним резистором R1. Мета регулювання – встановлення потрібного співвідношення між напругами, які в стаціонарному режимі керують атенюаторами.

Різниця вихідних сигналів атенюаторів посилюється диференціальним підсилювачем на операційному підсилювачі DA5 і через суматор напруг негативного зворотнього зв'язку, виконаний на резисторах R37, R40, R30, R34, R35, R36, R31, впливає на інвертуючий вхід основного підсилювача. Коефіцієнт передачі ланцюга негативного зворотнього зв'язку, близькій 1/3, встановлюють підстроїчним резисторами R30, R34-R36 в кожному піддіапазоні окремо.

Зміни вихідної напруги викликають дестабілізацію у регулюванні частоти, в перемиканні піддіапазонів, дестабілізують режим роботи підсилювача також всі процеси, які пов'язані з відновленням попереднього рівня вихідної напруги. Тож, при збільшенні вихідного сигналу очевидно збільшується і напруга на виході випрямляча (VD3) і, як наслідок, убиває керівна напруга на затворі транзистора VT2, а на затворі транзистора VT3 напруга одночасно з цим зростає. З тої ж самої причини коефіцієнти передачі атенюаторів піддаються зміні у взаємно протилежних напрямках. При цьому

амплітуда синфазного вихідного сигналу підсилювача, який зібрано на операційному підсилювачі DA5, зростає, а коефіцієнт передачі основного підсилювача спадає. Як наслідок, амплітуда вихідного сигналу генератора і випрямлена напруга на інверсному вході операційного підсилювача DA1 повертаються до попереднього стаціонарного значення. Вольтметр змінного струму вимірює вихідну напругу генератора на операційному підсилювачі DA4. Мікроамперметр PA1 увімкнено в діагональ випрямного мосту VD4 – VD7 в колі від'ємного зворотного зв'язку, яким охоплено ОП. Вихідну напругу генератора будемо встановлювати за допомогою змінного резистора R2 і ступінчастим атенюатором, який складається з резисторного подільника R68-R71 та перемикача SA2. Генератор живиться від двополярного стабілізованого блоку живлення 15В. При цьому струм, який споживає генератор від блоку живлення, складає величину, меншу за 100 мА.

Стабілізатор блоку живлення має стандартну структуру і виконаний на інтегральній мікросхемі KP142EH6. Ця мікросхема є двополярним стабілізатором напруги з вихідною напругою ± 15 В.

2.2 Розрахунок елементів схеми генератора

2.2.1 Розрахунок колекторної ланки транзистора попереднього підсилювача

Розрахуємо колекторне коло [11] на кремнієвому транзисторі. Використаємо наступні висхідні дані:

- вихідна потужність – 75 мВт;
- діапазон частот 10-100000 Гц;
- допустимі відхилення струму навантаження від номіналу 0,0001 А;
- Рівень позасмугового випромінювання – 80 дБ.

Розрахунок будемо виконувати на потужність 75 мВт та кут відсічки колекторного струму 90° . Застосуємо транзистор КТ931А з наступними параметрами:

- діапазон робочих частот – 10...400 МГц;
- $U_{кэ, доп}$ - 60В; $U_{бэ, доп}$ - 4В; $I_{к0, доп}$ - 15А; f – 50 МГц; E_k – 28В;
- r_b – 0,5; $r_э$ – 0,065; β_0 – 30; fT – 250 МГц; C_k – 200 пф;
- $C_э$ - 2850 пф; $L_э$ - 0,29 нГн; L_b - 1,47 нГн.

Амплітуда першої гармоніки напруги $U_{к1}$ на колекторі:

$$U_{к1кр} = E_k \left[0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{\epsilon^2 8 R_{нас}}{a_1(\theta)} \times \frac{P_{1ном}}{E_k^2}} \right]; \quad (2.1)$$

$$U_{к1кр} = 28 \left[0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{\epsilon^2 8 \times 0,3}{0,5} \times \frac{90}{28^2}} \right] = 23,38 В,$$

де $U_{кмакс}$ (максимальна напруга на колекторі).

$$U_{кмакс} = E_k + (1,2...1,3) \times U_{к1кр} \leq U_{кдоп}; \quad (2.2)$$

$$U_{кмакс} = 28 + 1,3 \times 23,38 = 58,4 \leq 60 В.$$

Амплітуда першої гармоніки колекторного струму:

$$I_{к1} = \frac{2P_{1ном}}{U_{к1кр}}; \quad (2.3)$$

$$I_{к1} = \frac{2 \times 90}{23,38} = 7,7 \text{ А.}$$

Розрахуємо постійну складову колекторного струму:

$$I_{\kappa 0} = \frac{\alpha_0(\theta)}{\alpha_1(\theta)} I_{\kappa 1} \leq I_{\kappa 0 \text{ доп}} \quad \text{при} \quad \theta \leq 180^\circ; \quad (2.4)$$

$$I_{\kappa 0} = \frac{0,319}{0,5} \times 7,7 = 4,9 \leq 15 \text{ A.}$$

Величина максимального колекторного струму:

$$I_{\kappa} \leftrightarrow \text{макс} = \frac{I_{\kappa 0}}{\alpha_0(\theta)} \leq I_{\kappa \text{ доп}} \quad \text{при} \quad \theta \leq 180^\circ; \quad (2.5)$$

$$I_{\kappa} \leftrightarrow \text{макс} = \frac{4,9}{0,319} = 15,36 \text{ A} \leq 25 \text{ A.}$$

Розрахуємо максимальну потужність, яку підсилювач споживає від джерела колекторного живлення:

$$P_0 \leftrightarrow \text{макс} = P_{0 \text{ ном}} = E_{\kappa} \times I_{\kappa 0}; \quad (2.6)$$

$$P_0 \leftrightarrow \text{макс} = 28 \times 4,9 = 137,2 \text{ Вт.}$$

Коефіцієнт корисної дії в колекторному колі в умовах номінального навантаження:

$$\eta = \frac{P_{1 \text{ ном}}}{P_{0 \text{ ном}}}; \quad (2.7)$$

$$\eta = \frac{90}{137,2} = 0,6.$$

Максимальна потужність, яку розсіює колектор транзистора:

$$P_{\kappa \rightarrow \max} \approx P_{0\text{ном}} - P_{1\text{мин}} = P_{0\text{ном}} - P_{1\text{ном}} \times K_{\beta \text{ вх}} \text{ при } \theta \leq 180^\circ; \quad (2.8)$$

$$P_{\kappa \rightarrow \max} = 137,2 - 90 \times 0,7 = 74,2 \text{ Вт.}$$

Тепер розрахуємо номінальний опір колекторного навантаження:

$$R_{\text{ЭКНОМ}} = \frac{(U_{\kappa 1\text{кр}})^2}{2P_{1\text{ном}}}; \quad (2.9)$$

$$R_{\text{ЭКНОМ}} = \frac{(23,38)^2}{2 \times 90} = 3 \text{ Ом.}$$

Далі розраховуємо вхідну ланку транзистора.

Спочатку треба розрахувати вхідний опір:

$$R_{\partial} = \frac{\beta_0}{2\pi f T C_{\partial}} \text{ при } R_{y. \partial.} \rightarrow \infty; \quad (2.10)$$

$$R_{\partial} = \frac{30}{2 \times 3,14 \times 250 \times 10^6 \times 2850 \times 10^{-12}} = 6,7 \text{ Ом.}$$

Далі розрахуємо вихідний опір:

$$R_{\beta \kappa} = \frac{\beta_0}{2\pi f T C_{\kappa}}; \quad (2.11)$$

$$R_{\beta \kappa} = \frac{30}{2 \times 3,14 \times 250 \times 10^6 \times 200 \times 10^{-12}} = 96,8 \text{ Ом.}$$

Зараз розрахуємо коефіцієнт X:

$$X = 1 + \phi_1(\theta) \times 2\pi f T C_{\kappa} R_{\text{ЭК}}; \quad (2.12)$$

$$X = 1 + 0,5 \times 3,14 \times 250 \times 10^6 \times 200 \times 10^{-12} \times 2,35 = 1,37.$$

Тепер можна знайти амплітуду струму бази. Вона дорівнює:

$$I_b = X \frac{\sqrt{1+(\beta_0 f/f_T)^2}}{\beta_0 \phi_1(\theta)} I_{K1}; \quad (2.13)$$

$$I_b = 1,37 \times \frac{\sqrt{1+(30 \times 50/250)^2}}{30 \times 0,5} \times 8,75 = 4,86 \text{ A}.$$

Вирахуємо максимальну зворотну напруга емітерного переходу:

$$U_{бэ макс} = \left| -I_b \frac{(1+\cos \theta) R_0}{\sqrt{1+(\beta_0 f/f_T)^2}} + E_{OTC} \right|; \quad (2.14)$$

$$U_{бэ макс} = \left| -4,86 \frac{6,7}{\sqrt{1+(30 \times 50/250)^2}} + 0,7 \right| = 4,65 \text{ В}.$$

Тепер розрахуємо сталі складові струмів – базового та емітерного:

$$I_{б0} \leftrightarrow = \frac{I_{K0}}{\beta_0}; \quad (2.15)$$

$$I_{э0} \leftrightarrow = I_{K0} + I_{б0}; \quad (2.16)$$

$$I_{б0} \leftrightarrow = \frac{5,58}{30} = 0,186 \text{ A};$$

$$I_{э0} \leftrightarrow = 5,58 + 0,186 = 5,77 \text{ A}.$$

Напруга зміщення емітерного переходу дорівнює:

$$E\delta \vec{\epsilon} = -I\delta \frac{\phi_0(\pi-\theta)R\partial}{\sqrt{1+(\beta_0 f\vec{\epsilon}/\vec{\epsilon} fT)^2}} + EOTC + I\delta_0 \times r\delta + I\delta_0 \times r\epsilon; \quad (2.2.17)$$

$$E\delta \vec{\epsilon} = -4,86 \times 0,319 \times \frac{6,7}{\sqrt{1+(30 \times 50/250)^2}} + 0,7 + 0,186 \times 0,5 + \\ + 5,77 \times 0,065 = -\vec{\epsilon} \quad 0,54 \text{ В.}$$

Тепер обчислимо значення $L_{\delta x O\delta}, r_{\delta x O\delta}, R_{\delta x O\delta}, C_{\delta x O\delta}$ як елементи еквівалентної схеми вхідного кола транзистора:

$$L_{\delta x O\delta} = L\delta + \frac{L\delta}{X}; \quad (2.18)$$

$$r_{\delta x O\delta} = \frac{1}{X} [(1 + \phi_1(\theta) 2\pi f T C K A R_{\delta k}) r\delta + r\epsilon + \phi_1(\theta) 2\pi f T L\delta]; \quad (2.19)$$

$$R_{\delta x O\delta} = \frac{1}{X} [r\delta + (1 + \phi_1(\theta) \beta_0) r\epsilon] - r_{\delta x O\delta} + R\partial [1 - \phi_1(\theta)]; \quad (2.20)$$

$$C_{\delta x O\delta} = \frac{\beta_0}{2\pi f T R_{\delta x O\delta}}; \quad (2.21)$$

$$L_{\delta x O\delta} = 1,47 \times 10^{-9} + \frac{0,29 \times 10^{-9}}{1,37} = 1,68 \text{ нГн};$$

$$r_{\delta x O\delta} = \frac{1}{1,37} [(1 + 0,5 \times 2 \times 3,14 \times 250 \times 10^6 \times 40 \times 10^{-12} \times 2,35) \times 0,5 + \\ + 0,065 + 0,5 \times 2 \times 3,14 \times 250 \times 10^6 \times 0,29 \times 10^{-9}] = 0,69 \text{ Ом};$$

$$R_{\delta x O\delta} = \frac{1}{1,37} [0,5 + (1 + 0,5 \times 30) \times 0,065] - 0,69 + 6,7[1 - 0,5] = 4,15 \text{ Ом},$$

$$C_{\delta x O\delta} = \frac{30}{2 \times 3,14 \times 250 \times 10^6 \times 4,15} = 50 \text{ нФ.}$$

Тепер можна обрахувати вхідний опір транзистора, а саме, його активна і реактивну частини:

$$Z_{вх} = r_{вх} + jX_{вх};$$

$$r_{вх} = r_{вх\ O\mathcal{E}} + \frac{R_{вх\ O\mathcal{E}}}{1+(\beta_0 f_{\vec{e}}/\vec{e}fT)^2}; \quad (2.22)$$

$$X_{вх} = 2\pi f L_{вх\ O\mathcal{E}} - \frac{R_{вх\ O\mathcal{E}}(\beta_0 f_{\vec{e}}/\vec{e}fT)}{1+(\beta_0 f_{\vec{e}}/\vec{e}fT)^2}; \quad (2.23)$$

$$r_{вх} = 0,69 + \frac{4,15}{1+(30 \times 50 \vec{e}/250)^2} = 0,8\ O\mathcal{M}; \quad (2.24)$$

$$X_{вх} = 2 \times 3,14 \times 250 \times 10^6 \times 1,68 \times 10^{-9} - \frac{4,15(30 \times 50 \vec{e}/250)}{1+(30 \times 50 \vec{e}/250)^2} = 1,97\ O\mathcal{M}.$$

Розрахуємо вхідну потужність:

$$P_{вх} = 0,5 \times I_{\sigma}^2 \times r_{вх}; \quad (2.25)$$

$$P_{вх} = 0,5 \times (4,86)^2 \times 0,8 = 9,45\ Bm.$$

Коефіцієнт підсилення по потужності транзистора дорівнює:

$$K_p = P_1/P_{вх}; \quad (2.26)$$

$$K_p = 90/9,45 = 9,52.$$

2.2.2 Розрахунок ланки узгодження

Як було попередньо визначено, реактивна складова навантаження має індуктивний характер. Тому доводиться використовувати узгоджувальне коло у вигляді Т-подібної ланки. До того ж, при розрахунку індуктивності L2 необхідно врахувати індуктивність навантаження.

Індуктивність навантаження дорівнює:

$$L_{in} = \frac{X_L}{2\pi f}; \quad (2.27)$$

$$L_{in} = \frac{20}{2 \times 3,14 \times 50 \times 10^6} = 63 \text{ нГн.}$$

Розраховуємо реактивний опір котушки індуктивності L1:

$$XL1 = R1 \sqrt{\frac{R0}{R1} - 1}; \quad (2.28)$$

$$XL1 = 32,5 \sqrt{\frac{57,5}{32,5} - 1} = 28,5 \text{ Ом, де } R0=R1+R2=32,5 + 25=57,2 \text{ Ом.}$$

Тепер можна розрахувати і саму індуктивність L1:

$$L1 = \frac{XL1}{2\pi f}; \quad (2.29)$$

$$L1 = \frac{28,5}{2 \times 3,14 \times 50 \times 10^6} = 90 \text{ нГн.}$$

Далі розрахуємо реактивний опір котушки індуктивності L2:

$$XL2 = R2 \sqrt{\frac{R0}{R1} - 1}; \quad (2.30)$$

$$XL2 = 25 \sqrt{\frac{57,2}{25} - 1} = 28,37 \text{ Ом.}$$

Тепер обрахуємо і саму величину індуктивності L2:

$$L2 = \frac{XL2}{2\pi f}; \quad (2.31)$$

$$L2 = \frac{28,37}{2 \times 3,14 \times 50 \times 10^6} = 90 \text{ нГн.}$$

Оскільки в нас є ще і індуктивність навантаження, номінал L2 потрібно зменшити на величину індуктивності навантаження Lн:

$$L2' = L2 - Lн ; \quad (2.32)$$

$$L2' = 90 - 63 = 27 \text{ нГн;}$$

Розрахуємо модуль ємнісного опору конденсатора C:

$$|Xc| = \frac{R0}{\sqrt{\frac{R0}{R1} - 1} + \sqrt{\frac{R0}{R2} - 1}}; \quad (2.33)$$

$$|Xc| = \frac{57,2}{\sqrt{\frac{57,2}{32,5} - 1} + \sqrt{\frac{57,2}{25} - 1}} = 28,5 \text{ Ом.}$$

І, на останок, можемо тепер розрахувати ємність конденсатора C:

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C}; \quad (2.34)$$

$$C = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 50 \times 10^6 \times 28,5} = 111 \text{ пФ}.$$

По шкалі номінальних значень ємностей з ряду E24 обираємо конденсатор $C = 110 \text{ пФ}$.

Враховуючи ту обставину, що узгоджувальне коло має втрати потужності, необхідно їх врахувати, а для цього визначити їх величину.

Нехай $K_{бв} = 0,8$. Тоді вихідна потужність, яку повинен буде забезпечити передкінцевий каскад, розраховується за наступною формулою:

$$P_{вих'} = \frac{P_{вх}}{K_{бв}}; \quad (2.35)$$

$$P_{вих'} = \frac{6,48}{0,8} = 8 \text{ Вт}.$$

Тепер після всіх необхідних розрахунків струмів, напруг, потужностей та опорів можна зробити наступний висновок стосовно обґрунтованого вибору транзистора. Якщо орієнтуватися на потужність, то її забезпечує транзистор КТ920В, який має на частоті 10 МГц коефіцієнт підсилення 10,5.

$$K_p = \frac{f'}{f} \times K_{p'}; \quad (2.36)$$

$$K_p = \frac{175}{50} \times 3 = 10,5.$$

Потужність, яку треба розвинути для збудження транзистора передкінцевого каскаду знаходиться по формулі:

$$P_{вхпр} = \frac{P_{вих}}{K_p}; \quad (2.37)$$

$$P_{вхпр} = \frac{8}{10,5} = 0,76 \text{ Вт.}$$

Для попереднього підсилювача потужності використовуємо транзистор КТ920А.

2.2.3 Розрахунок стабілізатора напруги

Розрахуємо тепер стабілізатор напруги. Спочатку виберемо схему на інтегральному стабілізаторі КР142ЕН8А (аналог ТДА7812). Схему представлено на рисунку 2.2. Вихідні дані при застосуванні стабілізатора з фіксованою напругою стабілізації беремо з попереднього розрахунку:

- а) напруга на виході $U_{вих} = 12 \text{ В}$;
- б) мінімальна вхідна напруга $U_{вх.мін} = 15 \text{ В}$;
- в) максимальна вхідна напруга $U_{вх.макс} = 20 \text{ В}$;
- г) потужність навантаження $P_H = 4 \text{ Вт}$.

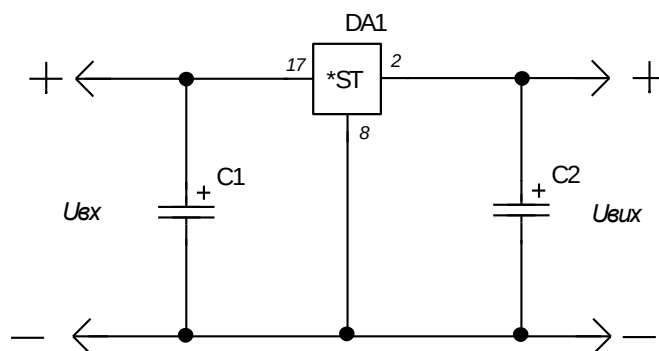


Рисунок 2.2 – Електрична схема стабілізатора напруги

За напругою необхідно забезпечувати виконання умов:

$$U_{\text{вх. max}} < U_{\text{вх. max доп.}}; \quad (2.38)$$

де $U_{\text{вх. max доп.}}$ – максимально допустима вхідна напруга інтегральної мікросхеми.

$$U_{\text{вх. min}} - U_{\text{вих}} > U_{\text{IMC. min}}. \quad (2.39)$$

Оскільки: $U_{\text{вх. max}} = 20\text{В} < 35\text{В} = U_{\text{вх. max доп.}},$

$$20 - 12 = 8\text{В} > 2.5\text{В} = U_{\text{IMC. min}},$$

то за напругою дана інтегральна мікросхема відповідає умовам завдання.

Перевіримо можливість застосування інтегральної мікросхеми КР142ЕН8Б за потужністю, якщо її струм навантаження становить:

$$I_H = P_H / U_{\text{вих}}; \quad (2.40)$$

$$I_H = 4 / 12 = 0.3\text{А};$$

а максимальне падіння напруги на ній дорівнює:

$$\Delta U = U_{\text{вх. max}} - U_{\text{вих}}; \quad (2.41)$$

$$\Delta U = 20 - 12 = 8\text{В}.$$

Тоді:

$$P_{\text{IMC}} = \Delta U \cdot I_H. \quad (2.42)$$

$$P_{\text{IMC}} = 8 \cdot 0.3 = 2,4\text{ Вт}.$$

Розрахунки показують, що ми отримали величину розсіюваної $P_{\text{ІМС}} = 2,4\text{Вт} > 1\text{Вт}$, тому є потреба встановлювати інтегральний стабілізатор на радіатор.

2.2.4 Аналогічно розраховується стабілізатор напруги на 5В

Цією напругою живиться мікроконтролер, який споживає струм 5-10 мА.

При цьому падінні напруги на інтегральному стабілізаторі TDA7805 складає:

$$\Delta U = 12 - 5 = 7\text{В}.$$

Потужність, що буде розсіюватися цією мікросхемою в процесі роботи стабілізатора, становить:

$$P_{\text{ІМС}} = 7 \cdot 0.02 = 0,14\text{ВА},$$

що менше 1 ВА, тому цей інтегральний стабілізатор встановлювати на радіатор не потрібно.

2.3 Моделювання роботи підсилювача в середовищі EWB

На рисунках 2.3-2.5 зображено схеми підсилювача, виміру амплітудно-частотної характеристики та результати виміру АЧХ.

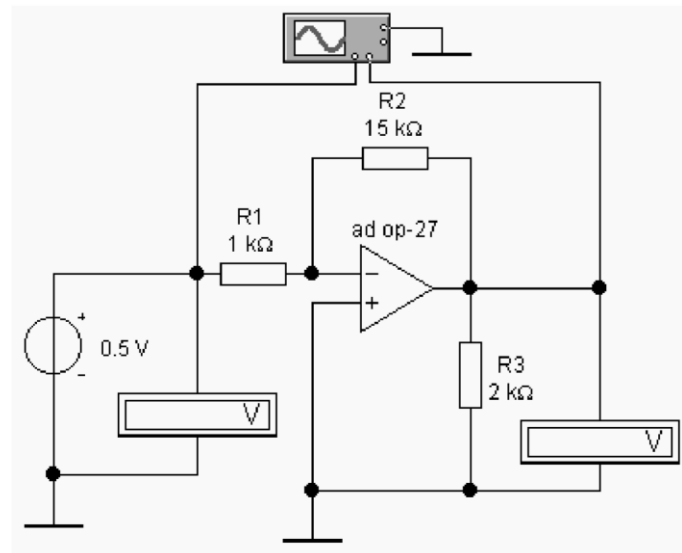


Рисунок 2.3 – Схеми підсилювача потужності

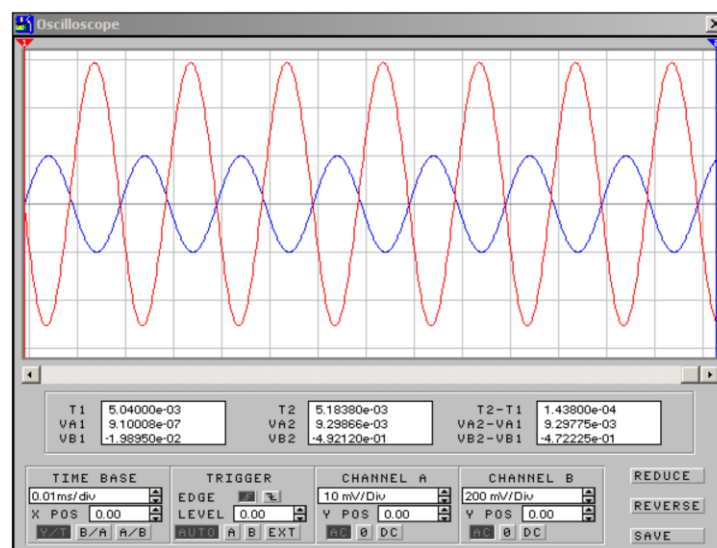


Рисунок 2.4 – Осцилограми на вході і на виході підсилювача

З рисунку 2.4 видно чисто гармонійний характер як вхідної (синя крива), так і вихідної (червона крива) напруг підсилювача.

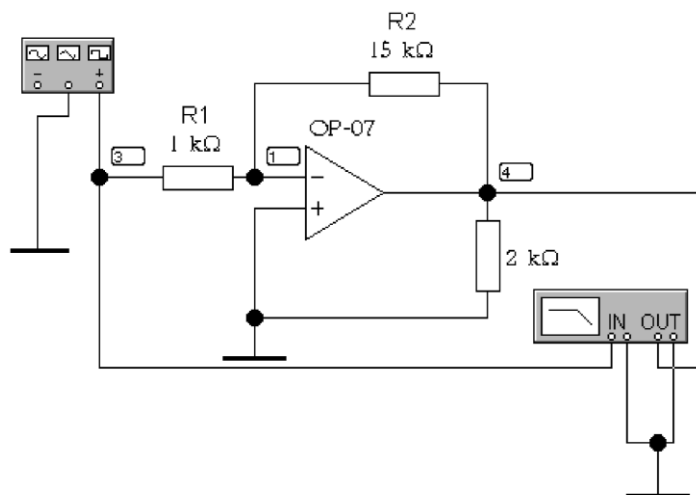


Рисунок 2.5 – Схема дослідження АЧХ

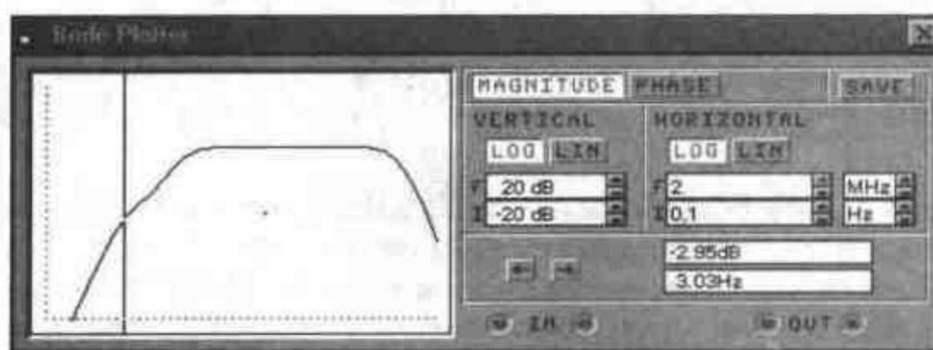


Рисунок 2.6 – АЧХ підсилювача потужності у складі генератора

З наведеної на рисунку 2.6 АЧХ видно, що кінцевий підсилювач має достатньо рівномірну частотну характеристику (коефіцієнт нерівномірності – 80 дБ) у всьому робочому частотному діапазоні досліджуваного генератора, тобто, повністю задовільняє вимогам технічного завдання – швидкість спадання амплітудно- частотної характеристики становить менше, ніж 6 дБ на окраву.

3 КОНСТРУКТИВНИЙ СКЛАД ГЕНЕРАТОРА

3.1 Опис основних конструктивних вузлів

Генератор сигналів з малим коефіцієнтом гармонік функціонально виконаний окремим приладом. Пристрій міститься у металевому корпусі з металевою кришкою, яка захищає генератор від механічних пошкоджень та грає роль провідного екрана від радіочастотних перешкод.

На передній панелі генератора сигналів з малим коефіцієнтом гармонік встановлюються такі елементи та органи управління:

- а) мережевий тумблер SB1 – для увімкнення-вимкнення пристрою;
- б) випромінюючий світлодіод зеленого світла HL1 – індикатор включення пристрою;
- в) мікроамперметр PA1 з резистивним шунтом – який показує рівень напруги вихідного сигналу;
- г) гніздо XS1 – для знімання вихідної напруги сигналу;
- д) перемикач SA1 – для грубого регулювання частоти вихідного сигналу генератора;
- е) перемикач SA2 – для включення ослаблення рівня вихідного сигналу генератора;
- ж) змінний резистор R1 – для плавного змінювання частоти сигналу;
- з) змінний резистор R2 – рівень вихідного сигналу.

На задній панелі генератора сигналів з малим коефіцієнтом гармонік встановлено:

- а) роз'єм вхідний електричний XP1;
- б) запобіжник плавкий FU1.

Корпус виконується із листа алюмінію. Всередині цього корпусу кріпиться плата приладу A1 та трансформатор TV1.

Всі ці збірні одиниці та інші деталі закріплюються на корпусі стійками, гвинтами і гайками з шайбами відповідних діаметрів та довжин.

На друкованій платі А1 наноситься однобічний друкований монтаж у вигляді струмопровідних доріжок.

Конструктивно генератор сигналів виконується у вигляді окремого приладу з габаритними розмірами, не більше: висота 130 мм, довжина 250 мм, ширина 170 мм. Оціночна вага генератора складає не більше, ніж 1,8 кг.

3.2 Друкована плата генератора

Друкована плата генератора з низьким рівнем гармонік зображена на рисунку 3.1.

Опишемо основні деталі та конструкцію друкованої плати. В генераторі використано резистори МЛТ з відхиленням опору від номіналу ± 5 та ± 10 %. Резистори R31, R39, R27-R30 треба підбирати з точністю $\pm 0,5 \dots 1$ %. Підстроювальні резистори – СПЗ-44, СПЗ-27. Для перестроювання частоти застосовується здвоєний дровий змінний резистор типу ПТП. Для полегшення налагоджування генератора та отримання низького коефіцієнта гармонік, розбалансування секцій резистора R32 не може перевищувати 2..3 %. Статичні коефіцієнти передачі стуму h_{21e} транзисторів VT1, VT2, VT5, VT6 не можуть відрізнятися від розрахованих номіналів більше, ніж на 20 %, а транзисторів VT7-VT10 – не більше, ніж на 30 %. Для транзисторів VT1-VT6 статичні коефіцієнти передачі стуму h_{21e} знаходяться в межах 150...250, VT7-VT10 – в межах 100...200, VT12-VT15 – 80...200. Елементи генератора розміщуються на друкованій платі зі стеклотекстоліту товщиною у 2 мм з габаритами 60 x 160 мм.

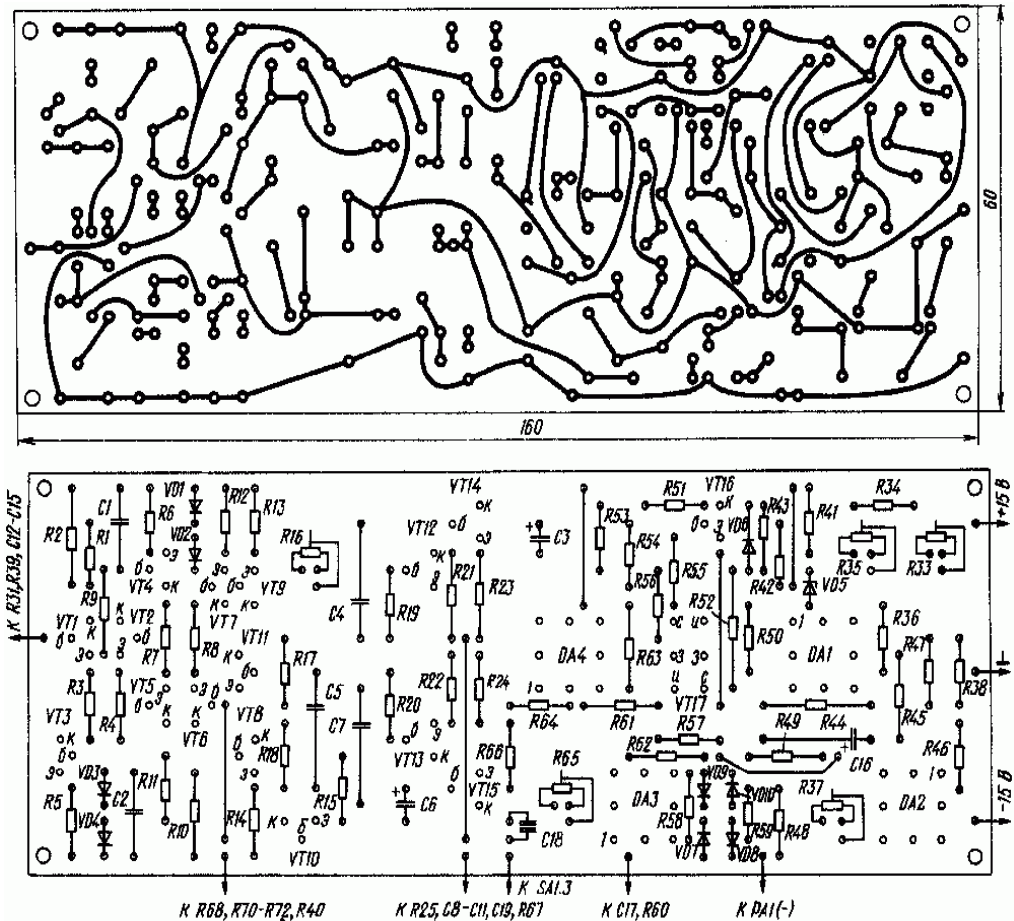


Рисунок 3.1 – Друкована плата генератора

3.3 Силовий трансформатор

Будемо розраховувати силовий трансформатор за методикою [12] згідно таких висхідних даних:

- а) напруга мережі живлення $U_1=220\text{В}$;
- б) частота мережі живлення $f=50\text{Гц}$;
- в) напруги і струми вторинних обмоток:
 - $U_2=16\text{В}$, $I_2=200\text{мА}$;
 - $U_3=16\text{В}$, $I_2=200\text{мА}$;

г) трансформатор призначений для експлуатації при температурі навколишнього середовища до $+70^\circ\text{C}$;

г) вага і габарити трансформатора повинні бути мінімальними.

Визначаємо потужність, що знімаються з вторинних обмоток трансформатора:

$$P_2 = I_2 \cdot U_2 + I_3 \cdot U_3 = 0,2 \cdot 16 + 0,2 \cdot 16 = 6,4 \text{ Вт}.$$

По таблиці 5.2 з [12] обираємо сердечник для трансформатора Ш16х16 виготовлений зі сталі С-350 товщиною 0,35мм.

Для цього сердечника $S_c = 2,24 \text{ см}^2$; $G_c = 250 \text{ г}$; $l_c = 13,6 \text{ см}$; $l_m = 11,5 \text{ см}$.

По таблиці 5.7 з [12] знаходимо величини магнітної індукції в сердечнику: $B_m = 14000 \text{ Вб}$.

По таблиці 5.8 з [12] вибираємо щільність струму в обмотках. Для первинної обмотки щільність струму складає $\delta = 2 \text{ а/мм}^2$; для вторинної $\delta = 2,5 \text{ а/мм}^2$; а для третьої $\delta = 2,5 \text{ а/мм}^2$.

По таблиці 5.9 з [12] знаходимо падіння напруги на обмотках трансформатора:

$$\Delta U_1 = \Delta U_2 = \Delta U_3 = 60\%.$$

По формулам (5.64, 5.65) з [12] знаходимо кількість витків у кожній з обмоток:

$$W_1 \frac{U_1 \cdot \left(1 - \frac{\Delta U_1}{100}\right) \cdot 10^8}{4,44 \cdot f \cdot B_m \cdot S_c} = \frac{220 \cdot \left(1 - \frac{6}{100}\right)}{4,44 \cdot 50 \cdot 14000 \cdot 2,24} = 2971 \text{ вит.}$$

$$W_2 \frac{U_1 \cdot \left(1 + \frac{\Delta U_2}{100}\right) \cdot 10^8}{4,44 \cdot f \cdot B_m \cdot S_c} = \frac{16 \cdot \left(1 + \frac{6}{100}\right)}{4,44 \cdot 50 \cdot 14000 \cdot 2,24} = 245 \text{ вит.}$$

$$W_3 \frac{U_1 \cdot \left(1 + \frac{\Delta U_3}{100}\right) \cdot 10^8}{4,44 \cdot f \cdot B_m \cdot S_c} = \frac{16 \cdot \left(1 + \frac{6}{100}\right)}{4,44 \cdot 50 \cdot 14000 \cdot 2,24} = 245_{вт.}$$

По формулі (5.18) з [12] знаходимо індукцію в сердечнику при режимі роботи трансформатора на холостому ході:

$$B_{om} = B_m \cdot \left(1 + \frac{\Delta U_1}{100}\right) = 14000 \cdot \left(1 + \frac{6}{100}\right) = 14840_{гс} Вб.$$

По графіку 5.8 з [12] визначаємо питомі втрати в сталі при $B_m=14000Вб$ і $B_{om}=14840Вб$; $P_{с.уд}=3 ВТ/кг$ на B_m та $P_{с.2уд}=4 ВТ/кг$ при B_{om} .

Згідно формули (5.28) можна визначити втрати в сталі:

$$P_{c1} = P_{с.уд} \cdot G_c = 3 \cdot 0,25 = 0,75 Вт \text{ при } B_m,$$

$$P_{c2} = P_{с.2уд} \cdot G_c = 4 \cdot 0,25 = 1 Вт \text{ при } B_{om}.$$

За формулою (5.38) визначаємо індуквану складову струму первинної обмотки, що залежить від струмів вторинних обмоток:

$$I'_{1a} = I_2 \cdot \frac{U_2}{U_1} + I_3 \cdot \frac{U_3}{U_1} = 0,2 \cdot \frac{16}{100} + 0,2 \cdot \frac{16}{100} = 0,0291 а_{А.}$$

По таблиці 5.10 з [12] можна визначити коефіцієнт k , а за формулою (5.66) з [12] визначаємо орієнтовне значення струму первинної обмотки:

$$k = 1,75,$$

$$I_1 = k \cdot I'_{1a} = 1,75 \cdot 0,0291 = 0,051 а_{А.}$$

З формули (5.35) з [12] можемо визначити втрати у мідних проводах всіх обмоток трансформатора:

$$P_m = P_{m1} + P_{m2} + P_{m3} = \frac{\Delta U_1}{100} \cdot U_1 \cdot I_1 + \frac{\Delta U_2}{100} \cdot U_2 \cdot I_2 = \frac{\Delta U_3}{100} \cdot U_3 \cdot I_3,$$

$$\begin{aligned} P_m &= \frac{6}{100} \cdot 220 \cdot 0,051 + \frac{6}{100} \cdot 16 \cdot 0,2 = \frac{6}{100} \cdot 16 \cdot 0,2 = \\ &= 0,6732 + 0,192 + 0,192 = 1,057 \text{ Вт}. \end{aligned}$$

Згідно формули (5.39) з [12] можна визначити складову струму первинної обмотки, що залежить від дисипативних втрат потужності у трансформаторі:

$$I_{1a}'' = \frac{P_{c1} + P_{m1} + P_{m2} + P_{m3}}{U_1} = \frac{0,75 + 0,6732 + 0,192 + 0,192}{220} = 0,008 \text{ А}.$$

З формули (5.37) можемо обчислити повну активну складову струму первинної обмотки:

$$I_{1a} = I_{1a}' + I_{1a}'' = 0,0291 + 0,036 = 0,0651 \text{ А}.$$

З графіка 5.2 з [12] визначаємо напругу магнітного поля, необхідну для створення в осерді розрахованої попередньо величини магнітної індукції 14000Вб та 14840Вб:

$$q_w = 4,6 \text{ ав/см} - \text{для } 14000\text{Вб},$$

$$q_{wxx} = 5,6 \text{ ав/см} - \text{для } 14840\text{Вб}.$$

За формулою (5.27) з [12] обчислюємо реактивну складову струму первинної обмотки при роботі як під навантаженням, так і на холостому ході:

$$I_p = \frac{qw \cdot l_c}{W_1} = \frac{4,6 \cdot 13,6}{2971} = 0,021a,$$

$$I_{op} = \frac{qw_{xx} \cdot l_c}{W_1} = \frac{5,6 \cdot 13,6}{2971} = 0,026a.$$

Формула (5.36) дає змогу обчислити амплітуду повного струму первинної обмотки:

$$I_1 = \sqrt{I_{1a}^2 + I_p^2} = \sqrt{0,0651^2 + 0,021^2} = 0,0684a \text{ А.}$$

Оскільки отримане попередньо значення амплітуди струму первинної обмотки $I_1 = 0,0684 \text{ А}$ відрізняється від того значення, яке було прийняте раніше, задаємося значенням $I_1=0,0684\text{А}$ і проведемо повторне обчислення потужності та струмів:

$$\begin{aligned} P_m &= \frac{6}{100} \cdot 220 \cdot 0,0684 + \frac{6}{100} \cdot 16 \cdot 0,2 = \frac{6}{100} \cdot 16 \cdot 0,2 = \\ &= 0,9 + 0,192 + 0,192 = 1,29\text{Вт}, \end{aligned}$$

$$I_{1a}'' = \frac{0,75 + 0,9 + 0,192 + 0,192}{220} = 0,0093a,$$

$$I_{1a} = 0,0291 + 0,0093 = 0,0384a,$$

$$I_1 = \sqrt{0,0384^2 + 0,021^2} = 0,0438a.$$

У підсумку одержуємо наступні значення потужності і струмів:

$$P_M = 1,2Bm \quad I_{1a}'' = 0,0093a,$$

$$I_{1a} = 0,0384a \quad I_1 = 0,0438a.$$

Отримане остаточне значення струму первинної обмотки дорівнює $I_1 = 0,0438a$, тобто, нас задовільняє.

За формулою (5.29) з [12] обчислюємо активну складову струму холостого ходу:

$$I_{od} = \frac{P_{c2}}{U_1} = \frac{1}{220} = 0,0046a.$$

За формулою (5.16) обчислюємо струм холостого ходу:

$$I_a = \sqrt{I_{od}^2 + I_{op}^2} = \sqrt{0,0046^2 + 0,026^2} = 0,0264a.$$

З формули (5.69) з [12] можна обчислити діаметр кожної з обмоток трансформатора:

$$d_1 = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_1}{\delta_1}} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{0,0438}{2}} = 0,022_{mm},$$

$$d_2 = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_2}{\delta_2}} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{0,2}{2,5}} = 0,08_{мм},$$

$$d_3 = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_3}{\delta_3}} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{0,2}{2,5}} = 0,08_{мм}.$$

Для намотування обмоток трансформатора вибираємо провід марки ПЕВ-1.

З таблиці 5.3 з [12] вибираємо найближчі стандартні діаметри і визначаємо діаметри проводів, якими ми будемо намотувати всі обмотки трансформатора d_{uz} .

Для діаметру $d_1 = 0,06_{мм}$ вибираємо найближче значення $d_{1uz} = 0,085_{мм}$.

Для $d_2 = 0,08_{мм}$ - $d_{2uz} = 0,105_{мм}$.

Для $d_3 = 0,08_{мм}$ - $d_{3uz} = 0,105_{мм}$.

За стандартом, повинен залишатися зазор між каркасом і намоткою величиною у 0,5 мм. Тому виберемо довжину каркасу на 0,5мм меншою за висоту вікна трансформатора: $h_k = 39,5_{мм}$.

Ширину кінцевої ізоляції виберемо рівною $h_{uz} = 1,5_{мм}$.

Знаходимо ширину намотування для першої обмотки:

$$h_{H1} = h_k - 2h_{uz} = 39,5 - 2 \cdot 1,5 = 36,5_{мм}.$$

Ширину намотування другої обмотки приймаємо рівною $h_{H2} = 35,5_{мм}$.

Таку саму ширину намотування приймаємо і для третьої обмотки: $h_{H3} = 35,5_{мм}$.

По формулі (5.10) з [12] знаходимо кількість витків в одному шарі обмотки.

Значення коефіцієнту щільності намоток беремо з таблиці 5.4 з [12].

Отримуємо в результаті для першої обмотки – $k_{y1}=1,12$; для другої – $k_{y2}=1,09$; і для третьої – $k_{y3}=1,09$.

Розрахуємо кількість витків у першій обмотці:

$$W_{1C} = \frac{h_{H1}}{d_{1U3} \cdot k_{y1}} = \frac{36,5}{0,085 \cdot 1,12} = 383_{вит}$$

Кількість витків у другій обмотці:

$$W_{2C} = \frac{h_{H1}}{d_{2U3} \cdot k_{y2}} = \frac{36,5}{0,105 \cdot 1,09} = 310_{вит}$$

Кількість витків у третій обмотці:

$$W_{3C} = \frac{h_{H1}}{d_{3U3} \cdot k_{y3}} = \frac{36,5}{0,105 \cdot 1,09} = 310_{вит}$$

З формули (5.11) з [12] знаходимо кількість шарів у кожній обмотці:

$$- P_{1C} = \frac{W_1}{W_{1C}} = \frac{2971}{383} = 7,757, \quad \text{прийmemo } P_{1C}=8 \text{ шарів};$$

$$- P_{2C} = \frac{W_2}{W_{2C}} = \frac{245}{310} = 0,79, \quad \text{прийmemo } P_{1C}=1 \text{ шар};$$

$$- P_{3C} = \frac{W_3}{W_{3C}} = \frac{245}{310} = 0,79, \quad \text{прийmemo також, як і в попередньому}$$

розрахунку, $P_{1C}=1$ шар намотування дроту.

По формулі (5.8) з [12] знаходимо величину випробувальної напруги для трансформатора:

$$U_{исп.} = 1000 + 2 \cdot U_p = 1000 + 2 \cdot (220 + 16) = 1472 \text{ В.}$$

Тепер оберемо товщину ізоляційних матеріалів.

Товщина гільзи каркасу $\Delta K = 0,5 \text{ мм}$ (чотири шари кабельного паперу К-12).

Товщина міжрядної ізоляції: для першої обмотки $\Delta P_1 = 0,03 \text{ мм}$; для другої обмотки вона складає $\Delta P_2 = 0,01 \text{ мм}$

Товщина зазору між обмоточною та зовнішньою ізоляціями: $\Delta M_1 = 0,24 \text{ мм}$; $\Delta M_2 = 0,24 \text{ мм}$ (це відповідає двом шарам кабельного ізоляційного паперу із гідрофобним просочуванням).

Тепер за формулою (5.12) можемо розрахувати товщину кожної обмотки трансформатора:

$$\alpha_1 = P_{1C} \cdot d_{U3} + (P_{1C} - 1) \cdot \Delta p_1 = 8 \cdot 0,085 + (8 - 1) \cdot 0,03 = 0,89 \text{ мм},$$

$$\alpha_2 = 1 \cdot 0,105 + (1 - 1) \cdot 0,01 = 0,105 \text{ мм};$$

$$\alpha_3 = 1 \cdot 0,105 + (1 - 1) \cdot 0,01 = 0,105 \text{ мм}.$$

По формулі 5.13 розраховуємо повну радіальну товщину котушки, вибираємо зазор між сердечником і котушкою: $\Delta Z = 0,25 \text{ мм}$ повна радіальна товщина:

$$\alpha_0 = \Delta Z + \Delta K + 1,1 \cdot (\Sigma \alpha + \Sigma \Delta M + \Delta M);$$

$$\alpha_0 = 0,25 + 0,5 + 1,1 \cdot (0,89 + 2 \cdot 0,105 + 3 \cdot 0,24) = 3,4225 \text{ мм}.$$

Останній результат робить очевидним той факт, що отримана при розрахунку радіальна товщина котушки є значно меншою за ширину вікна

магнітопроводу ($c = 16\text{мм}$). Намотувати трансформатор з таким нещільним заповненням вікна недоцільно, тому ми можемо значно збільшити поперечний переріз проводу. Це зменшить втрати у міді. Також можна обрати менший стандартний розмір осердя трансформатора і таким чином, зменшити його габаритні розміри. Визначимо доцільність перерахунку трансформатора на менше осердя. Для цього спочатку розрахуємо температуру нагріву трансформатора на осерді Ш16х16. З формули (5.74) з [12] розрахуємо температуру перегріву, попередньо знайшовши значення коефіцієнта k_T з формули (5.11). Коефіцієнт $k_T = 0,1$; тоді:

$$\Delta t = \frac{P_M + P_{c1}}{k_m} = \frac{1,29 + 0,75}{0,1} = 20^\circ\text{C}.$$

З формули (5.71) розрахуємо температуру нагріву трансформатора внаслідок теплових втрат в ньому під час його роботи:

$$t_m = t_{окр.} + \Delta t = 70 + 20 = 90^\circ\text{C}.$$

З отриманих даних випливає, що перерахунку трансформатора на осердя меншого розміру не треба робити, оскільки менше за розміром осердя спричинить перегрів трансформатора і радіоелементів навколо нього, а це призведе до необхідності встановлювання примусового охолодження блоку живлення. В свою чергу, вентилятор буде додатковим джерелом шуму, споживання потужності живлення і пульсацій напруги в самому генераторі.

3.4 Дослідження надійності генератора

Як відомо, одним з найважливіших техніко-економічних експлуатаційних показників будь-якого приладу, в тому числі і генератора з

низьким рівнем гармонік, є його надійність. Від надійності напряду залежить термін безвідмовної експлуатації генератора. Кінцевою метою дослідження надійності генератора є визначення терміну його безвідмовної роботи. Оціночний розрахунок надійності полягає у визначенні інтенсивності відмов всіх елементів і конструктивних складових генератора, що є досить кропіткою роботою, бо таких елементів дуже багато в нашому генераторі. Щоб полегшити вирішення задачі оцінки надійності генератора взагалі, будемо розбивати всі складові його на групи з подібними характеристиками ймовірності відмов за певний проміжок часу. Залежність імовірності безвідмовної роботи протягом часу t показано на рисунку 3.2.



Рисунок 3.2 – Залежність інтенсивності відмов пристрою λ від часу t

Імовірність безвідмовної роботи елемента розраховується по формулі:

$$P(\lambda) = \exp \left\{ - \int_0^t \lambda(t) dt \right\}.$$

В період нормальної роботи інтенсивність відмов можна вважати постійною в часі, тому наведений вище вираз можна представити у вигляді:

$$\lambda(t) = \text{const}, P(t) = \exp \{-t\}.$$

Подальший розрахунок будемо виконувати при таких допущеннях:

- а) всі однотипні елементи рівноцінні;
- б) потік відмов є найпростіший;
- в) всі елементи функціонують у нормальному режимі;

г) відмова будь-якого елемента призводить до відмови всієї системи, т в цілому, тобто з огляду надійності, наш генератор будемо вважати послідовним.

З огляду на незалежність відмов окремих елементів, (хоча в практиці це не завжди виконується, іноді має місце лавиноподібний процес відмов елементів, але ми не розглядаємо цей варіант залежних відмов для спрощення розрахунків) імовірність безвідмовної роботи пристрою можна обчислити за наступною загальною формулою:

$$P(t) = \sum_{i=1}^N P_i(t) = \sum_{i=1}^N e^{-t\lambda_i} = e^{-t \sum \lambda_i} = e^{-t\lambda}.$$

де $P(t)$ – імовірність безвідмовної роботи i -го елемента;

λ – інтенсивність відмов i -го елемента;

N – кількість елементів даного типу.

Таким чином, розрахунок надійності пристрою зводиться до обчислення сумарної середньої інтенсивності відмов елементів споріднених типів. Для розглянутої системи, яка має декілька типів елементів, одержимо сумарну інтенсивність незалежних відмов у вигляді:

$$\lambda_{\Sigma} = \sum_{i=1} N_i \lambda_i,$$

де λ_{Σ} – інтенсивність відмов цієї системи;

N_i – число елементів одного типу.

Значення експлуатаційної інтенсивності відмов елементів приладу розраховується за наступною формулою:

$$\lambda_i = \lambda_0 \cdot K_p \cdot K \cdot K_e,$$

де λ_i – інтенсивність відмов різних елементів, 1/рік;

λ_0 – інтенсивність відмов типу приладів при температурі навколишнього середовища і за умови номінального електричного навантаження;

K_p – коефіцієнт напруженості режиму, який залежить від електричного навантаження та температури навколишнього середовища;

K – коефіцієнт відмов окремого елементу приладу;

K_e – коефіцієнт, який залежить від умов експлуатації.

Розрахунок значення експлуатаційної інтенсивності відмов напівпровідникових елементів та металевих конденсаторів:

$$\lambda_i = \lambda_0 \cdot K_p \cdot K \cdot K_e \cdot K_c \cdot K_{u.c},$$

де λ_i – інтенсивність відмов інших елементів, 1/рік;

λ_0 – інтенсивність відмов типу приладів відповідаюча температурі навколишнього середовища і номінальному електричному навантаженню;

K_p – коефіцієнт режиму залежний від електричного навантаження температури навколишнього середовища;

K_c – коефіцієнт залежний від номінальної ємності;

K_e – коефіцієнт залежний від умов експлуатації;

$K_{и.с}$ – коефіцієнт, залежний від величини послідовного опору в схемі між конденсатором і джерелом живлення.

$$\lambda_i = \lambda_0 \cdot K_e \cdot \frac{K_t}{K_{t_{cp}}},$$

де λ_i – інтенсивність відмов інших елементів, 1/рік;

K_e – коефіцієнт залежний від умов експлуатації;

K_t – коефіцієнт залежний від температури навколишнього середовища;

$K_{t_{cp}}$ – коефіцієнт, відповідаючий температурі навколишнього середовища +50°C.

Розрахуємо спочатку значення інтенсивності відмов внаслідок експлуатації найбільш масову для нашого генератора групу радіоелементів, а саме, постійних та змінних резисторів.

Для постійних резисторів інтенсивність відмов розраховується за формулою:

$$\lambda_i = \lambda_0 \cdot K_p \cdot K_e \cdot K_t \cdot K_{cp},$$

де λ_i – інтенсивність відмов окремих елементів, 1/рік;

λ_0 – інтенсивність відмов при температурі навколишнього середовища і номінальному електричному навантаженні;

K_p – коефіцієнт режиму, який залежить від електричного навантаження та температури навколишнього середовища;

K_e – коефіцієнт, що залежить від умов експлуатації;

K_t – коефіцієнт, що залежить від температури навколишнього середовища;

$K_{\text{тср}}$ – коефіцієнт, який відповідає температурі навколишнього середовища $+50^{\circ}\text{C}$.

Розрахунок значення експлуатаційної інтенсивності відмов змінних резисторів проведемо за формулою:

$$\lambda_i = \lambda_0 \cdot K_p \cdot K_e \cdot K_t \cdot K_{S1},$$

де λ_i – інтенсивність відмов i -тих елементів, 1/рік;

λ_0 – інтенсивність відмов елементів, що відповідає температурі навколишнього середовища і номінальному електричному навантаженню;

K_p – коефіцієнт режиму, залежний від електричного навантаження та від температури навколишнього середовища;

K_e – коефіцієнт умов експлуатації;

K_t – коефіцієнт температури навколишнього середовища;

K_{S1} – коефіцієнт напруження режиму на резисторі (відношення напруг номінальної до максимально допустимої згідно технічних вимог).

Розрахунок значення експлуатаційної інтенсивності відмов напівпровідникових виробів.

Розрахунок значення експлуатаційної інтенсивності відмов діодів, транзисторів:

$$\lambda_i = \lambda_0 \cdot K_p \cdot K_e \cdot K_{\phi} \cdot K_{\partial n},$$

де λ_i – інтенсивність відмов i -тих елементів, 1/рік;

λ_0 – інтенсивність відмов типу приладів при температурі навколишнього середовища і номінальному електричному навантаженню;

K_p – коефіцієнт режиму, залежний від електричного навантаження температури навколишнього середовища;

K_e – коефіцієнт, залежний від умов експлуатації;

K_{Φ} – коефіцієнт, враховуючий функціональне призначення приладу;

$K_{\text{дп}}$ – коефіцієнт, залежний від величини допустимого згідно технічних вимог навантаження до потужності розсіювання.

Розрахунок значення експлуатаційної інтенсивності відмов стабілітронів будемо проводити за формулами:

$$\lambda_i = \lambda_0 \cdot K_p \cdot K_e,$$

де λ_i – інтенсивність відмов i -х елементів, 1/рік;

K_p – коефіцієнт режиму, залежний від електричного навантаження температури навколишнього середовища;

K_e – коефіцієнт, залежний від умов експлуатації.

Розрахунок значення експлуатаційної інтенсивності відмов вилки мережної проведемо за формулою:

$$\lambda_i = \lambda_0 \cdot K_p \cdot K_{\text{кк}} \cdot K_e \cdot K_{\text{к.с}},$$

де λ_i – інтенсивність відмов i -х елементів, 1/рік;

K_p – коефіцієнт режиму, який є залежним від електричного навантаження температури навколишнього середовища;

K_e – коефіцієнт, залежний від умов експлуатації;

$K_{\text{к.с}}$ – коефіцієнт, залежний від кількості сполучень розчленувань;

$K_{\text{к.к}}$ – коефіцієнт, залежний від кількості задіяних контактів.

Розрахунок значення експлуатаційної інтенсивності відмов паск проводимо за формулою:

$$\lambda_i = \lambda_0 \cdot K_p \cdot K_e,$$

де λ_i – інтенсивність відмов i -х елементів, 1/рік;

K_p – коефіцієнт режиму, який залежить від електричного навантаження температури навколишнього середовища;

K_e – коефіцієнт, залежний від умов експлуатації.

Дані розрахунків інтенсивності відмов елементів зведені в таблиці 3.1.

Розрахунок інтенсивності відмов елементів проводиться по формулі:

$$\lambda_i = \lambda_0 \times n_i,$$

де λ_i – інтенсивність відмов i -го елемента;

n_i – кількість i -х елементів в приладі.

Сумарна інтенсивність відмов розраховується по формулі:

$$\lambda_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n \lambda_i,$$

де λ_{Σ} – сумарна інтенсивність відмов елементів, 1/год;

λ_i – інтенсивність відмов i -го елемента, 1/год.

У таблицях 3.1-3.6 вміщено результати розрахунків інтенсивності відмов різних компонентів по групах із підсумковим визначенням інтенсивності во кожній групі.

Таблиця 3.1 – Інтенсивність відмов конденсаторів

Поз.	Тип	Кіл	K_n	K_e	K_p	$\lambda_0, \times 10^{-6}$ год	K_c	$\lambda_i, \times 10^{-6}$ год
1	2	3	4	5	6	7	8	9
C1	K53-14	1	0,5	1	0,15	0,025	1	0,00375
C2	K50-16	1	0,5	1	0,15	0,05	1	0,0075
C3	K50-16	1	0,5	1	0,15	0,05	1	0,0075
C4	K50-16	1	0,5	1	0,15	0,05	1	0,0075

Таблиця 3.2 – Інтенсивність відмов резисторів

Поз.	Тип	Кн	Р	$\lambda_0, \times 10^{-6}$ год	Кр	Ке	KR	KS1	Км	$\lambda_i, \times 10^{-6}$ год
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
R1	СП5-16	20кОм	0,25	0,02	0,54	1	0,7	1	-	0,00756
R2	C2-23	20кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R3	СП5-16	20кОм	0,25	0,02	0,54	1	0,7	1	-	0,00756
R4	C2-23	20кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R5	C2-23	15кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R6	C2-23	200кОм	0,125	0,01	0,62	1	2	-	0,7	0,00868
R7	СП5-16	10кОм	0,25	0,02	0,54	1	0,7	1	-	0,00756
R8	C2-23	5,1кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R9	C2-23	33кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R10	C2-23	33кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R11	C2-23	2,2кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R12	C2-23	10кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R13	C2-23	5,1кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R14	C2-23	300 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R15	C2-23	10кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R16	C2-23	10кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R17	C2-23	300 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R18	C2-23	7,5кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R19	C2-23	24кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R20	C2-23	15кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R21	C2-23	24кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R22	C2-23	15кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R23	C2-23	24кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R24	C2-23	39кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R25	C2-23	39кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R26	C2-23	300 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R27	C2-23	300 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R28	C2-23	24кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R29	C2-23	39кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038

Кінець таблиці 3.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
R30	СП5-16	3,3кОм	0,25	0,02	0,54	1	0,7		-	0,00756
R31	C2-23	10кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R32	C2-23	39кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R33	СП5-16	10кОм	0,25	0,02	0,54	1	0,7	1	-	0,00756
R34	СП5-16	3,3кОм	0,25	0,02	0,54	1	0,7	1	-	0,00756
R35	СП5-16	3,3кОм	0,25	0,02	0,54	1	0,7	1	-	0,00756
R36	СП5-16	3,3кОм	0,25	0,02	0,54	1	0,7	1	-	0,00756
R37	C2-23	9,1кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R38	C2-23	560 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R39	C2-23	1кОм	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R40	C2-23	10кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R41	C2-23	300 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R42	C2-23	510 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R43	C2-23	20кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R44	C2-23	68 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R45	C2-23	20кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R46	C2-23	68 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R47	C2-23	8,2кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R48	C2-23	20кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R49	C2-23	68 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R50	C2-23	20кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R51	C2-23	300 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R52	C2-23	510 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R53	C2-23	68 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R54	C2-23	2,2кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R55	C2-23	2,2кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R56	C2-23	820 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R57	C2-23	820 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R58	СП5-16	2,2кОм	0,25	0,02	0,54	1	0,7	11	-	0,00756
R59	C2-23	910 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R60	C2-23	47 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R61	C2-23	15кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R62	C2-23	15кОм	0,125	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R63	C2-23	560 Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434

Кінець таблиці 3.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
R64	C2-23	560Ом	0,125	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R65	C2-23	20 Ом	0,5	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R66	C2-23	20 Ом	0,5	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R67	C2-23	20 Ом	0,5	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R68	C2-23	5,6кОм	0,25	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R69	C2-23	560 Ом	0,25	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R70	C2-23	56 Ом	0,25	0,01	0,62	1	1	-	0,7	0,00434
R71	C2-23	6,2Ом	0,25	0,01	0,62	1	0,7	-	0,7	0,003038
R72	СПЗ-27	4 кОм	0,25	0,03	0,7	1	0,7	1	-	0,021
R73	СПЗ-27	680 Ом	0,25	0,03	0,7	1	1	1	-	0,021
Підсумок										0,182868

Таблиця 3.3 – Інтенсивність відмов діодів та стабілітронів

Поз.	Тип	Кіл.	К _н	$\lambda_0, \times 10^{-6}$ год	К _р	К _е	К _д	К _ф	К _с	$\lambda_i, \times 10^{-6}$ год
VD1	КС162А	1	0,6	0,07	0,355	1	-	-	-	0,010437
VD2	КЦ405Е	1	1	0,05	0,25	1	0,8	1,5	0,7	0,0105
VD3	ГД507А	1	0,5	0,045	0,236	1	0,8	1	0,7	0,0059472
VD4	КД521А	1	0,5	0,045	0,236	1	0,8	1	0,7	0,0059472
VD5	КД521А	1	0,5	0,045	0,236	1	0,8	1	0,7	0,0059472
VD6	КД521А	1	0,5	0,045	0,236	1	0,8	1	0,7	0,0059472
VD7	КД521А	1	0,5	0,045	0,236	1	0,8	1	0,7	0,0059472
VD8	КД521А	1	0,5	0,045	0,236	1	0,8	1	0,7	0,0059472
VD9	КД521А	1	0,5	0,045	0,236	1	0,8	1	0,7	0,0059472
VD10	КД521А	1	0,5	0,045	0,236	1	0,8	1	0,7	0,0059472
VD11	КД521А	1	0,5	0,045	0,236	1	0,8	1	0,7	0,0059472
Підсумок										0,074462

Таблиця 3.4 – Інтенсивність відмов транзисторів

Поз.	Тип	Кіл.	К _н	$\lambda_0, \times 10^{-6}$ год	К _р	К _е	К _д	К _ф	К _с	$\lambda_i, \times 10^{-6}$ год
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
VT1	КТ315Б	1	0,6	0,29	0,4	1	1	1,5	0,5	0,087
VT2	КП303В	1	0,6	0,3	0,4	1	-	1,5	-	0,18
VT3	КП303В	1	0,6	0,3	0,4	1	-	1,5	-	0,18
VT4	КТ315Б	1	0,6	0,29	0,4	1	1	1,5	0,5	0,087
VT5	КТ315Б	1	0,6	0,29	0,4	1	1	1,5	0,5	0,087
VT6	КТ3107Б	1	0,6	0,29	0,4	1	1	1,5	0,5	0,087
VT7	КТ3107Б	1	0,6	0,29	0,4	1	1	1,5	0,5	0,087

Всі попередні достатньо громіздкі розрахунки виконувались з однією певною метою, а саме, для обчислення середнього часу безвідмовної роботи нашого генератора. Цей час розраховується за формулою:

$$T_{сер} = \frac{1}{\lambda_{\Sigma}},$$

$$T_{сер} = \frac{1}{3,46804 \cdot 10^{-6}} = 288347 год.$$

Крок по осі часу виберемо з умови:

$$h = \frac{288347}{5} = 57669.$$

Розрахунок ймовірності безвідмовної роботи проведемо за формулою:

$$P = e^{-\lambda t}.$$

Дані занесемо в таблиці 3.7.

Таблиця 3.7 – Розрахункова вірогідність безвідмовної роботи генератора

$t, год \cdot 10^4$	0	6	12	18	24	30	36	42	48
$\lambda_{\Sigma} t$	0	0,21	0,42	0,62	0,83	1,04	1,25	1,46	1,67
P	1	0,81	0,66	0,54	0,44	0,35	0,29	0,23	0,19

Як видно з таблиці 3.7 та рисунку 3.3, розроблений генератор має доволі велику експлуатаційну надійність. Цей висновок впливає з досить повільної швидкості спадання вірогідності його відмов у часі. Найменш надійними є комутаційні елементи, надійність же електронної частини є

досить високою внаслідок застосування інтегральних мікросхем, безвідмовність яких в цілому наближена до безвідмовності одного елемента.

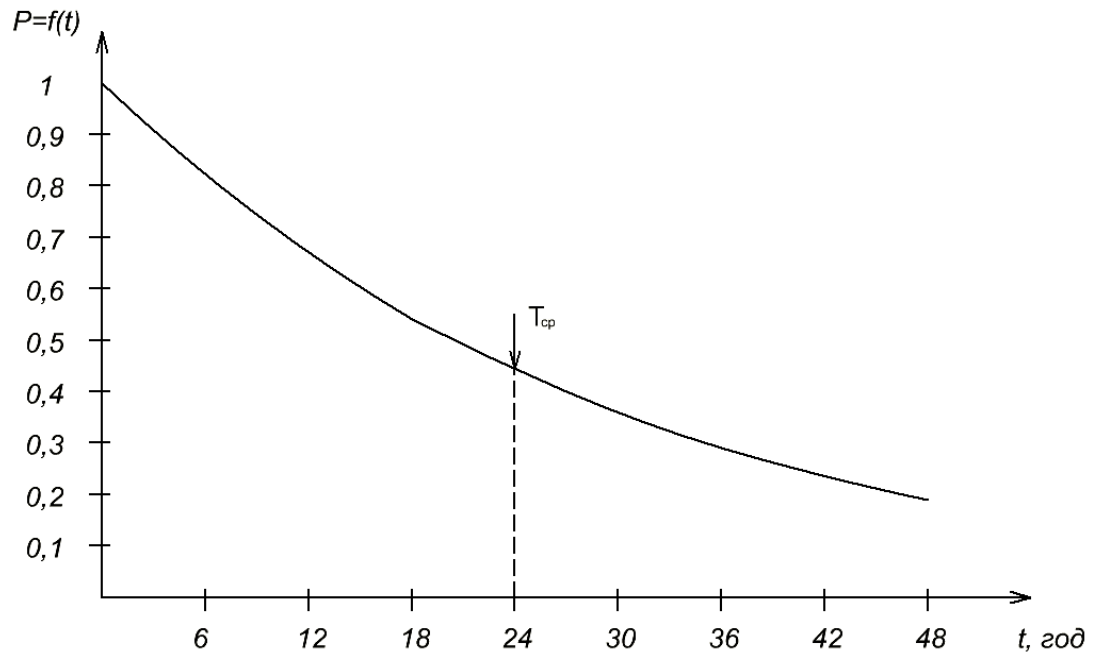


Рисунок 3.3 – Графік ймовірності безвідмовної роботи

Середній час безвідмовної роботи генератора з низьким рівнем гармонік складає 288347 годин.

ВИСНОВКИ

В даній роботі був розроблений та досліджений генератор сигналів з низьким рівнем гармонік, який повністю відповідає технічному завданню.

Цей генератор дозволяє генерувати частоти в діапазоні від 10 Гц до 1 МГц з відносно малою похибкою частоти завдяки її кварцовій стабілізації. Зазначені властивості генератора дають можливість застосовувати його в якості приладу для ремонту та налаштування високоякісних підсилювачів та іншої радіо- та телекомунікаційної апаратури у випадках, коли потрібен якісний вхідний сигнал з низьким коефіцієнтом гармонік від 0,02 до 1%, в залежності від діапазону.

Досліджено електричні та частотні параметри генератора за допомогою комп'ютерного симулятора електричних схем ElectronicWorkBench.

Досліджено можливості конструктивної реалізації генератора в цілому як приладу та окремих його компонентів згідно технічного завдання.

Досліджено потенціал надійності генератора і вказано шляхи його збільшення. Час функціонування генератора до першої відмови складає близько 15 років.

Генератор сигналів з малим коефіцієнтом гармонік має такі технічні параметри:

а) діапазон частот, Гц	10...1000000
б) коефіцієнт гармонік, %, не більше, в смузі частот, Гц	
10...1000	0,4
1000...100000	0,02
100000...1000000	1
в) нерівномірність АЧХ, дБ, не більше	0,2
г) максимальна вихідна напруга (при опорі навантаження 600 Ом), В, не менше	5

Наостанок слід зазначити, що сучасний розвиток комп'ютеризації і програмного забезпечення дає можливості більш інтегрованого поєднання ПК з технологією виробництва, зокрема, при створенні і налагодженні генераторів високостабільної частоти з малим рівнем нелінійних спотворень генеруємого сигналу.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Шахильдян В.В. Проектирование радиопередающих устройств: учебное пособие для ВУЗов / В.В. Шахильдян, М.С. Шумилин, Б.В. Козырев. – М.: Радио и связь, 2013. – 656 с.
2. Шумилин М.С. Проектирование транзисторных каскадов передатчиков : учеб. пособие / М.С. Шумилин, В.Б. Козырев, В.А. Власов. – М.: Радио и связь, 2007. – 320 с.
3. Муравьев О.Л. Радиопередающие устройства связи и вещания / О.Л. Муравьев. – М.: Радио и связь, 1983. – 198 с.
4. Дежурный И.И. Радиостанции подвижной связи: справочник / И.И. Дежурный. – М.: Связь, 1979. – 198 с.
5. Тарабрин В.В. Интегральные микросхемы: справочник / В.В. Тарабрин. – М.: Радио и связь, 2003. – 528 с.
6. Белов Л.А. Радиопередающие устройства: учебник для вузов / Л.А. Белов, М.В. Благовещенский, В.М. Богачев и др. – М.: Радио и связь, 2012. – 408 с.
7. Горюнов Н.Н. Полупроводниковые приборы, транзисторы / Н.Н. Горюнов. – М.: Энергоиздат, 2005. – 902 с.
8. Карлащук В.І. Електронна лабораторія на РС. Програма Electronics Workbench та її застосування / В.І. Карлащук. – К.: Київ-Пресс, 2019. – 506 с.
9. Безладнов Н.Л. Проектування підсилювачів звукових частот/ Н.Л. Безладнов. – К.: Зв'язок, 2020. – 345 с.
10. Голомедов А.В. Мощные полупроводниковые приборы. Транзисторы: справочник / А.В. Голомедов. – М.: Радио и связь, 1985. – 560 с.
11. Альтшуллер Г.Б. Кварцевые генераторы: справ. пос. / Г.Б. Альтшуллер, Н.Н. Елфимов, В.Г. Шакулин. – М.: Радио и связь, 1984. – 232 с.

12. Арсеньєв В.В. Посібник до розрахунку силового трансформатора / В.В. Арсеньєв, Ю.В. Клиймоц. – Запоріжжя: НУ ЗП, 2021. – 345 с.