

В монографії викладено теоретичні та конструктивні аспекти розробки високо-ефективних автогенераторів класу Е високочастотного та надвисокочастотного діапазонів. Розглянуто приклади побудови автогенераторів на різні рівні потужності та різного конструктивного виконання. Наведено відомості про високоефективні автогенератори класів F, EF2 та з маніпуляцією на гармоніках.

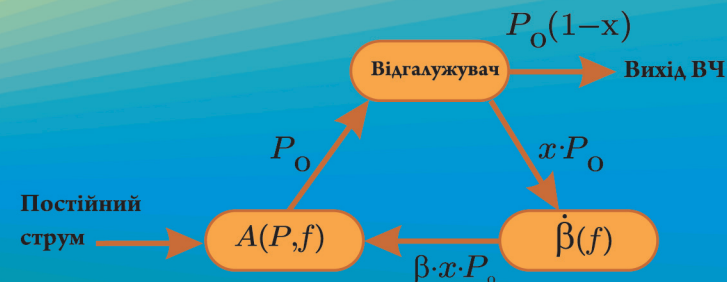
Книга допоможе познайомитися з сучасним рівнем та методами розробки автогенераторів та підсилювачів потужності з високим ККД.

Автори: Крижановський В.Г., Макаров Д.Г.,
Чернов Д.В., Крижановський В.В.
Під редакцією В.Г. Крижановського

АВТОГЕНЕРАТОРИ КЛАСУ Е

АВТОГЕНЕРАТОРИ КЛАСУ

Е



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДОНЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІМЕНІ ВАСИЛЯ СТУСА

АВТОГЕНЕРАТОРИ КЛАСУ Е

Монографія

Вінниця
ТОВ "Нілан-ЛТД"
2017

УДК 621.373.12
ББК 3848-041.3
А 223

*Затверджено рішенням Вченої ради
Донецького національного університету імені Василя Стуса
(протокол № 3 від 23.02.2017 р.)*

Авторський колектив: Крижановський В. Г., д-р техн. наук, проф.
Макаров Д. Г.,
Чернов Д. В., канд. техн. наук,
Крижановський В. В., канд. техн. наук

Рецензенти: Білінський Й.Й., д-р. техн. наук, професор,
Оборжицький В.І., д-р. техн. наук, доцент

А 223 Автогенератори класу Е / Крижановський В. Г., Макаров Д. Г., Чернов Д. В., Крижановський В. В. За ред. В. Г. Крижановського / ДонНУ імені Василя Стуса. – Вінниця: ТОВ "Нілан-ЛТД", 2017. – 220 с.

ISBN 978-966-924-485-7

В монографії розглянуто методи розробки автогенераторів з високим коефіцієнтом корисної дії – автогенераторів класу Е. Розглядаються різні конструкції таких пристроїв, що працюють у високочастотному та надвисокочастотному діапазонах. Книга призначена для вчених, інженерів, аспірантів та студентів старших курсів, які спеціалізуються у галузях силової електроніки, радіотехніки та телекомунікації.

A 223 Class E Oscillator / Edited by V.G. Krizhanovski / Krizhanovski V. G., Makarov D. G., Chernov D. V., Kryzhanovskiy V. V. / Vasyl Stus Donetsk national university. – Vinnytsia: LLC "Nilan-LTD", 2017. – 220 p., ill.

ISBN 978-966-924-485-7

The Book is dedicated to improving the power and noise characteristics of class E oscillators of microwave and RF bands. The Book is intended to the scientists, engineers, PhD and undergraduate students.

**УДК 621.373.12
ББК 3848-041.3**

ISBN 978-966-924-485-7

© Колектив авторів, 2017
© ДонНУ імені Василя Стуса, 2017
© ТОВ "Нілан-ЛТД", 2017

ПЕРЕДМОВА

Підвищення вимог до енергетичної ефективності радіотехнічних пристроїв та систем викликає інтерес до генераторів електромагнітної енергії високочастотного та надвисокочастотного діапазонів з високим коефіцієнтом корисної дії (ККД). Після виходу книги [1] пройшло достатньо часу і підсилювачі та автогенератори з високим ККД отримали значний розвиток і розширили сферу свого застосування. Ця монографія присвячена одному з розділів тематики пристроїв з високим ККД – автогенераторам класу Е, інтерес до яких не слабшає, але які не так детально розглянуті в літературних джерелах, як підсилювальні пристрої [2-6].

Автогенератори класу Е – потужні резонансні пристрої, активний елемент котрих працює у ключовому режимі, та які мають таку структуру електричного кола, на яке навантажений активний елемент, що мінімізує комутаційні втрати енергії. Їх головна перевага – високий ККД, що важливо для потужних пристроїв, систем з батарейним живленням, біомедицинських систем та інших. Але кожна сфера застосувань потужних вискоефективних автогенераторів потребує виконання окремих умов і в цьому напрямку в останні роки були зроблені значні кроки вперед. Ця книга призначена вченим та розробникам радіоелектронних систем, аспірантам та студентам, всім, хто за родом діяльності займається розробкою підсилювально-передавальної апаратури та аналогічних систем.

Розділи 2.4, 4.3-4.7 написані Макаровим Д.Г., 4.2 та 5 написані Крижановським В.В., розділи 1.1 – 1.6, 3.1, 6.1 – Черновим Д.В. Інші розділи та загальне редагування книги – Крижановський В.Г.

Автори висловлюють подяку співавторам наукових робіт, та дякують за допомогу П. Колантонію, А. Гребеннікова, Ф. Рааба. Особлива подяка М. Казімірчуку за плідну співпрацю. Зауваження та побажання по книзі просимо відправляти по e-mail: kvg@icee.org.

Список скорочень

АГ – автогенератор
АЕ – активний елемент
АМ – амплітудна модуляція
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика
ВИМК – вимкнутий стан транзистора
ВЧ – високі частоти, високочастотний
ЗЗ – зворотний зв'язок
ЗМСЛ – зв'язані мікросмужкові лінії передачі
ІС – інтегральна схема
КЗ – коротке замикання
ККД – коефіцієнт корисної дії
ККДп – коефіцієнт корисної дії по доданій потужності
МОН – транзистор зі структурою «метал-оксид-напівпровідник»
МОН ПТ – польовий транзистор з ізольованим затвором
МСЛ – мікросмужкова лінія(ї) передачі
НВЧ – надвисокі частоти, надвисокочастотний
ПНН – перемикання при нульовій напрузі
ПНПН – перемикання при нульовій похідній напруги
ПНПС – перемикання при нульовій похідній струму
ПНС – перемикання при нульовому струмі
ПП – підсилювач потужності
ПТ – польовий транзистор
ПТШ – польовий транзистор з бар'єром Шоттки
СДР – система диференціальних рівнянь
УВИМК – увімкнутий стан транзистора
ФНЧ – фільтр нижніх частот
ФЧХ – фазочастотна характеристика
ХХ – холостий хід
ЧМ – частотна модуляція

FSK – frequency shift keying
ISF – impulse sensitivity function
PRT – phase reduction theory
PSF – phase sensitivity function
RFID – radio frequency identification

ВСТУП

Як тільки було встановлено принципи підвищення ККД підсилювачів за рахунок мінімізації комутаційних втрат, з'явилися роботи у яких ці принципи були застосовані до автогенераторів [7-11]. Практично всі автогенератори класів Е та F містять підсилювач відповідного класу, який охоплено зворотним зв'язком (ЗЗ) з виходу підсилювача на його вхід, виключенням можуть бути роботи [12-14], де використовуються розділення кола ЗЗ та навантажувальної ланки транзистора. Таке рішення може сприяти виконанню автогенератора у вигляді інтегральної схеми та його роботі при низькій напрузі живлення. Автогенератори з підвищеним ККД досить широко використовуються в низькочастотній частині радіодіапазону [7, 10, 15], але все більше знаходять застосування у надвисокочастотному (НВЧ) діапазоні. У роботі [16] повідомлено про мікросхему для побудови систем надвисокочастотних сенсорів на частоту 2,4 ГГц. Вона містить у якості вихідного підсилювачу потужності (ПП) підсилювач, який працює у регенеративному режимі, являючи собою автогенератор класу Е у стані, який не доходить до генерації. Синхронізований автогенератор класу F, який використовується у радіопередавачі, описано в [17]. Розробляються і спеціалізовані нелінійні методики проектування автогенераторів у ключовому режимі [18]. Розроблені генератори досліджуються для отримання поліпшених характеристик по багатьом параметрам, наприклад по шумам [19], і демонструють непогані показники.

Сучасний стан розвитку автогенераторів з високим ККД, у тому числі класу Е, демонструє потребу у поліпшенні ряду параметрів, до яких відносяться розширений діапазон високого ККД і стабільної вихідної потужності, покращена стабільність частоти та чистота спектру коливань, що генеруються, поліпшення роботи на навантаження, яке змінюється з часом, та інші.

В книзі розглядається фізика роботи автогенераторів класу Е в різних діапазонах частот, методи їх розбудови та розрахунку для різних принципових схем автогенераторів, надаються нові конструкції генера-

торів і результати їх експериментальних досліджень. Розглядаються особливості роботи кільцевих генераторів класу E та їх характеристики у різних діапазонах частот. Наведено результати досліджень роботи автогенератору класу E в режимі синхронізації (захоплення частоти) і наведено результати розрахунків цього режиму роботи. Описані варіанти застосування таких пристроїв та аналізується досвід вивчення явища синхронізації у автогенераторах класу E.

Разом з традиційним виконанням автогенераторів зараз йде широке впровадження інтегральних схем (ІС) автогенераторів класу E та споріднених класів. Тому у монографії описано конструкції таких генераторів класу E, бо у найближчий час виконання ПП та потужних автогенераторів у вигляді ІС буде основним трендом розвитку масових систем зв'язку, бездротової передачі енергії і систем позиціонування.

Розглянуто ряд застосувань автогенераторів з високим ККД, зокрема електроні баласта, які можуть стати в основу драйверів для світлодіодних систем освітлення. Загалом широкий діапазон застосувань, високі енергетичні характеристики та відносна простота конструкцій можуть сприяти широкому використанню автогенераторів класу E.

Високочастотні автогенератори з високим ККД класу Е

Важливим напрямком техніки високоефективних перетворювачів постійного струму в змінний струм є розробка автогенераторів, що працюють в режимах високоефективних класів. Застосування цих режимів роботи активних пристроїв, що відрізняються високим ККД, в автогенераторах вимагає виконання умов реалізації насичених режимів роботи транзистора, що може увійти в супереч з виконанням умов самозбудження автогенератора і з вимогами до якості вихідного сигналу. Однак можна запропонувати безліч застосувань, де використання таких достоїнств автогенераторів з високим ККД, як відсутність зовнішнього джерела коливальних, простіша схема, менше число елементів і, природно, більший загальний ККД, можуть бути затребувані. Тому було запропоновано різні конструкції автогенераторів класів Е, Einv, DE, F і J, що працюють в діапазоні ВЧ і НВЧ [7-17, 20-22].

Областями застосування таких автогенераторів є установки технологічного призначення, системи на батарейках, економічні НВЧ системи (наприклад, при заміні генераторів на діодах Гана транзисторними генераторами з більшим ККД). Також такі автогенератори використовуються в біомедичних системах для сумісної передачі енергії та інформації [13, 22, 23], а останнім часом широко застосовуються в системах бездротової передачі енергії в ВЧ та НВЧ діапазонах [24-26].

Найбільш розробленими конструкціями автогенераторів з високим ККД є автогенератори класів С, D, DE і Е. В даній книзі розглянуто переважно пристрої, що працюють в класі Е, короткий огляд автогенераторів в інших класах буде проведено в кінці книги.

1.1. Підсилювачі класу Е як складовий елемент автогенераторів класу Е

Інтерес до пристроїв, що працюють в класі Е, визначається їх потенційно високим ККД, який внаслідок усунення комутаційних втрат при перемиканнях транзистора, на відміну від класу D, може зберігатися високим в області високих частот [1-6]. Комутаційні втрати виникають при перетворенні енергії, накопиченої в реактивних елементах, пов'язаних з транзисторними ключами, в тепло при замиканні і розмиканні електронних ключів. Внесок комутаційних втрат зростає з частотою, тому пристрої класу D знижують свій ККД з ростом частоти. У підсилювачах і автогенераторах класу Е комутаційні втрати в схемі з ємністю, паралельною ключу, знижуються внаслідок виконання умов перемикання при нульовій напрузі (ПНН), коли напруга на ємності в момент замикання ключа дорівнює нулю, а також умови рівності нулю похідної напруги на ємності, що забезпечує нульове значення струму через ключ в момент його замикання. Ці умови називаються умовами класу Е, і їх необхідно виконувати як в підсилювачах, так і в автогенераторах з високим ККД, що внаслідок цього будуть назватися пристроями з режимом класу Е. Важливою умовою є ключовий режим роботи підсилювачів класу Е – транзистор повинен швидко (у порівнянні з періодом сигналу) переходити зі стану «Увімкнуто» (УВІМК) в стан «Вимкнуто» (ВИМК) і назад. Для забезпечення цього на транзистор повинен приходити в ідеальному випадку прямокутний вхідний сигнал достатньої амплітуди, на практиці непогані результати спостерігаються при синусоїдальному вхідному сигналі, амплітуда якого перевищує різницю між напругою на затворі при максимально відкритому транзисторі і напругою відсічення. Дане питання продовжує вивчатися [27]. Якщо вхідний сигнал має достатню амплітуду, тоді параметри підсилювача класу Е залежать тільки від вхідного імпедансу вихідної узгоджувальної ланки. Оскільки в стані УВІМК струм через ключ і напруга на ключі в стані ВИМК визначається резонансними властивостями вихідної узгоджувальної ланки, накопичена в вихідній узгоджувальній ланці енергія повинна в рази перевищувати енергію, що надходить в ланку за період [1]. І якщо вихідна ланка забезпечує виконання умов класу Е, то відповідний пристрій буде працювати в режимі класу Е. Тому цілком виправдано називати автогенератор в такому режимі автогенератором класу Е.

1.2. Типи використовуваних автогенераторів класу Е

Виходячи з наведеного вище визначення пристрою, що працює в класі Е, і з огляду на наявність різних варіантів режимів класу Е: клас Е з шунтуючою ємністю (класична схема [1-6]), клас Е з паралельною індуктивністю [1-6], клас Е з шунтуючою ємністю і шунтувальним фільтром [28] та інші, стає зрозуміло, що можливо існування різних схем

побудови автогенераторів класу Е. Ілюстративна класифікація автогенераторів класу Е приведена на рис. 1.1.

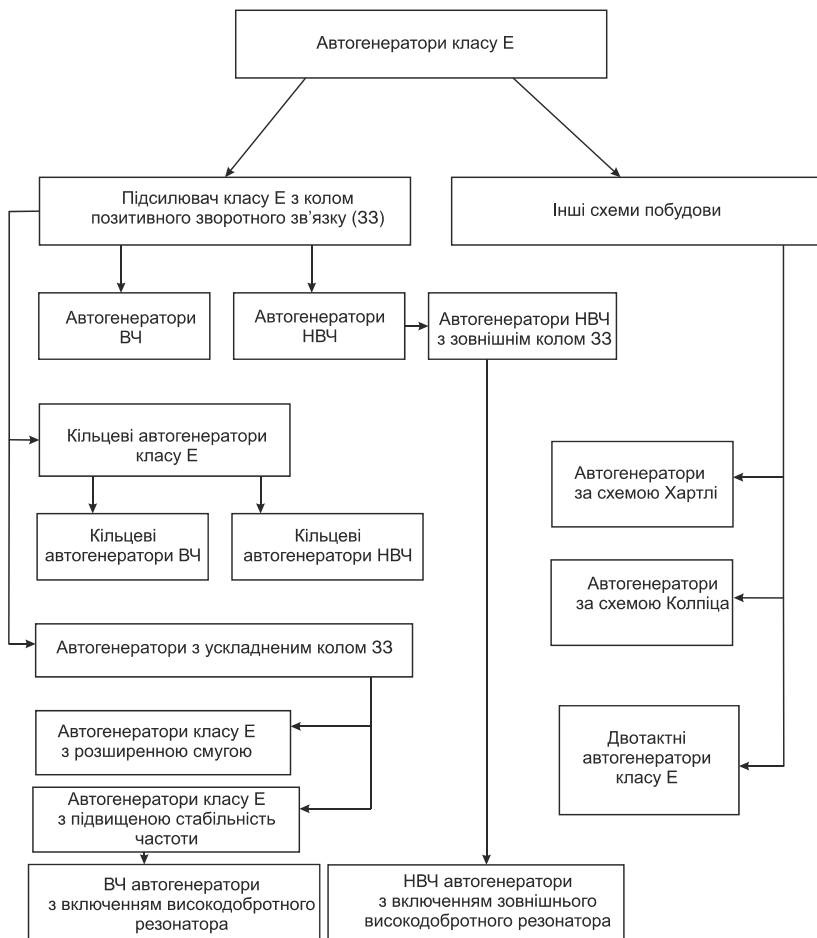


Рис. 1.1. Класифікація варіантів реалізації автогенераторів класу Е

1.3. Принципи побудови автогенераторів

Автогенератори, що генерують безперервний синусоїдальний сигнал (в усталеному режимі), містять підсилювальний елемент, включений в коло зворотного зв'язку (рис. 1.2). Для забезпечення синусоїдальної форми вихідного сигналу і стабільної частоти генерації в автогене-

раторі повинні бути присутніми резонансні ланки, що здатні накопичувати енергію, і володіють частотною вибірковістю (здатністю створювати фазовий зсув і коефіцієнт передачі, що залежать від частоти).

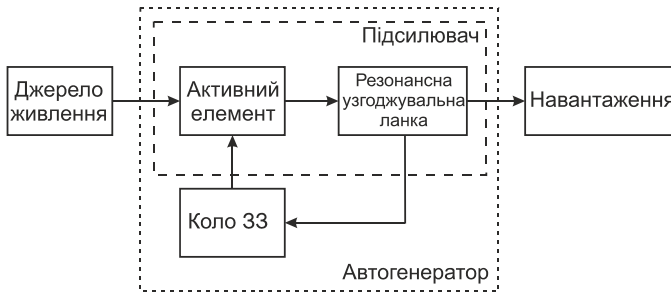


Рис. 1.2. Узагальнена схема автогенератора синусоїдальних коливань

Показана на рис. 1.2 структурна схема може спрощуватися, коли в принциповій схемі автогенератора неможливо виділити окремо, скажімо, схему підсилювача, або його узгоджувальну ланку (ланку живлення, стабілізації режиму і т.д.). Принципова структурна схема автогенератора показана на рис. 1.3, де символом $A(V_{in}, \omega)$ позначений активний елемент, (його коефіцієнт посилення, що залежить від амплітуди сигналу та частоти), а символом $\beta(\omega)$ – залежний від частоти коефіцієнт передачі повного кола 33. З іншого боку, на рис. 1.2 не показані принципові особливості виконання кола позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ), який може бути двох типів – паралельний і послідовний, рис. 1.4. У паралельній схемі вихід і вхід активного елементу з'єднуються провідністю Y_2 , в послідовній схемі вхід і вихід з'єднані через загальний опір Z_2 , що входить до вхідної і вихідної ланки підсилювача, представленою матрицею опорів $[Z]$.

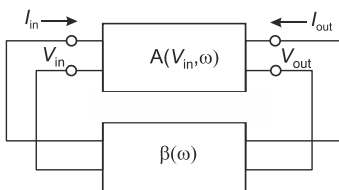


Рис. 1.3. Структурна схема автогенератора [29]

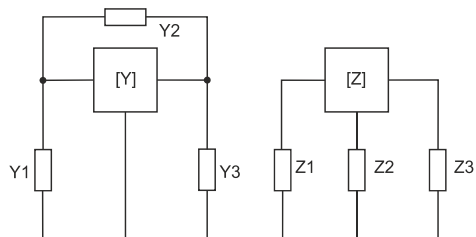


Рис. 1.4. Паралельна та послідовна схеми автогенераторів [29]

Відповідно до включення транзистору у схему з загальним витіком, стоком і затвором може бути 6 схем включення транзистора у складі автогенератора з мінімальною кількістю елементів в схемі [29, 30]. Зрозуміло, що говорити про клас автогенератора можливо в тому випадку, коли в схемі автогенератора присутні умови створення відповідних режимів роботи – ключового (насиченого) режиму з відповідними навантаженнями на гармоніках робочої частоти. Автогенератори з високим ККД тому будуються переважно за схемами рис. 1.2. з явно вираженими схемами підсилювачів відповідного класу в своєму складі. В таких автогенераторах також діють умови генерації в стаціонарному режимі [29, 31].

$$\begin{aligned} Z_{out} + Z_{load} &= 0, \\ Y_{out} + Y_{load} &= 0, \end{aligned} \quad (1.1)$$

де індекси *out* і *load* відносяться відповідно до вихідного імпедансу/адмітансу і імпедансу/адмітансу навантаження. Ці умови (1.1) є іншою формою умов *балансу фаз* і *балансу амплітуд* (умови Баркгаузена), [32]

$$\Delta\varphi(\omega_0) = 0 + 2\pi n, \quad (1.2)$$

$$A(V_{in0}, \omega_0) \cdot \beta(\omega_0) = 1, \quad (1.3)$$

де: $\Delta\varphi(\omega)$ – набіг (зсув) фази в повному колі ЗЗ, ω_0 – частота генерації, n – ціле число, V_{in0} – амплітуда сигналу на частоті генерації. Колом зворотного зв'язку є шлях проходження сигналу від затвора транзистора через транзистор, резонансний контур, узгоджувальні елементи і лінії передачі знову на затвор транзистора. Умова (1.2) каже, що зсув фази сигналу при цьому повинен бути рівним нулю або цілому числу повного повороту фази – $360^\circ n$. Баланс амплітуд (1.3) говорить про те, що в сталому режимі внаслідок нелінійності активного елементу коефіцієнт посилення в колі зворотного зв'язку падає до одиничного значення.

Проблема отримання високого ККД в автогенераторах з'явилася раніше питання побудови автогенераторів класу Е. В автогенераторах НВЧ в зв'язку з досить високою складністю і вартістю активних ланок НВЧ завжди намагалися отримати достатню потужність від генераторного пристрою, і в умовах обмеженого розсіювання тепла від транзистора НВЧ автоматично виникала проблема ККД генератора. Зокрема цим і зумовлено застосування класу С в автогенераторах [33].

1.4. Процедура розрахунку ВЧ автогенератора класу Е

Як вже говорилося, автогенераторами класу Е називаємо переважно підсилювачі класу Е, охоплені колом ЗЗ, яке включає вихідну узго-

джувальну ланку підсилювача класу Е [7, 10, 11]. Розглянемо принцип функціонування таких автогенераторів.

Оскільки схеми і методи проектування пристроїв в діапазоні ВЧ (схеми на зосереджених елементах) і НВЧ (схеми з розподіленими параметрами) відрізняються, то розглянемо випадки ВЧ і НВЧ автогенераторів окремо.

1.4.1. Автономний ВЧ автогенератор класу Е

Розглянемо найбільш розвинену методику проектування ВЧ автогенераторів класу Е [10, 11, 34, 35], що дозволяє проведення строгого розрахунку. Розгляд проведемо на основі розрахунку низьковольтного автогенератора класу Е на МОН транзисторі.

Розгляд автономного генератора класу Е будемо вести, дотримуючись робіт [1, 35]. Виберемо схему генератора, що задовольняє вимогам простоти побудови при забезпеченні високого ККД і гарній стабільності частоти (рис. 1.5) [1, 7, 35].

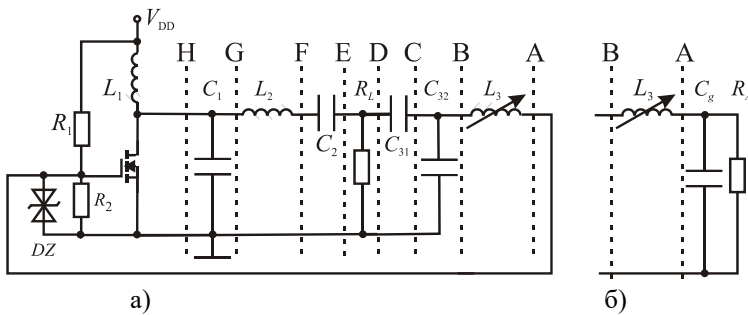


Рис. 1.5. Схема автогенератора класу Е

Для розрахунку генератора задамо вихідні дані: частота (f), вихідна потужність (P_0), опір навантаження генератора (R_L), напруга живлення і тип використовуваного активного елемента. Ще одна умова з'являється при урахуванні вимоги рівня гармонік на виході генератора не вище заданого значення. Щоб отримати, наприклад, рівень другої гармоніки -20 дБ без застосування додаткових фільтрів, навантажена добротність Q_L повинна бути не менше 5,1 [36].

Для порівняння з відомими результатами використання низької напруги живлення в підсилювачах класу Е застосуємо транзистор МТР3055Е [37]. Вибираємо для розрахунку наступні параметри генератора: $f = 800$ кГц, $P = 1$ Вт, $R_L = 50$ Ом, $V_{DD} = 4,5$ В. Навантажена добротність котушки L_2 задається за виміряним в експерименті значенням 13.

При розрахунку автогенератора необхідно визначити елементи кола зворотного зв'язку. Для цього проведемо аналіз ланки від стоку транзистора до його затвора, і врахуємо вхідний імпеданс транзистора. Розділимо ланку на відрізки і позначимо їх буквами від А до Н (рис. 1.5) [34]. Позначимо складові паралельного еквівалента імпедансу праворуч від вибраного перерізу індексом «р», послідовного – індексом «s». Введемо добротність, величина якої зберігається при перетвореннях імпедансу послідовної ланки в паралельну ланку [38].

$$Z_s = Z_p, \quad Z_{sA} = R_{sA} + jX_{sA}, \quad \frac{1}{Z_{pA}} = \frac{1}{R_{pA}} + \frac{1}{jX_{pA}}, \quad (1.4)$$

$$q_A = \frac{R_{pA}}{X_{pA}} = \frac{X_{sA}}{R_{sA}} = \omega C_{gp} R_{pA}. \quad (1.5)$$

Аргумент вхідного імпедансу, наприклад, для перерізу «А»

$$\varphi_A = \arctg q_A. \quad (1.6)$$

Тут R_{pA} – опір, в який перераховані опір дільника і активний опір входу транзистора, C_{gp} – паралельний еквівалент вхідної ємності транзистора. Зсув фаз між двома перерізами ланки буде виражатися

$$\varphi_{AB} = \varphi_A - \varphi_B = \arctg q_A - \arctg q_B. \quad (1.7)$$

Частина вихідної потужності підсилювача надходить на вхід автогенератора, і на навантаження генератора надходить потужність, менша, ніж видає підсилювач, тому підсилювач класу Е в складі генератора необхідно розраховувати на потужність більшу, ніж вихідна. Схема підсилювача класу Е з ланкою, що трансформує навантажувальний опір в опір навантаження, та без нього [1, 7] представлена на рис. 1.6.

На наведеній схемі опір навантаження підсилювача R_{pE} визначається з паралельно з'єднаних опорів навантаження генератора R_L і вхідного опору кола ЗЗ R_{pD} , рівного резистивній складовій паралельного еквівалента вхідного імпедансу кола ЗЗ праворуч від навантаження R_L

$$\frac{1}{R_{pE}} = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{pD}}. \quad (1.8)$$

R_{pD} можна оцінити з енергетичних співвідношень. Потужність на вході польового транзистора визначається з величини струму, що протікає через його затвор. Вхідний імпеданс затвора може бути вимірний за допомогою мостового методу в робочому режимі транзистора, включеного в схему підсилювача. Тому що для забезпечення необхідного коефіцієнта заповнення $D = 0,5$ (це відношення частини періоду, коли транзистор ВІМК, до періоду вхідного сигналу) до затвору підключений резистивний дільник, то вхідний імпеданс транзистора треба вимірюва-

ти спільно з ділянкою Z_{sA} , який буде навантаженням для кола зворотного зв'язку. Амплітуду напруги на затворі виберемо $V_{gsm} = 12$ для забезпечення малого опору стік-витік у відкритому стані. Тоді струм через послідовний еквівалент імпедансу праворуч від перерізу А (рис. 1.5)

$$I_{Am} = \frac{V_{gsm}}{|Z_{sA}|} = \frac{V_{gsm}}{\sqrt{R_{sA}^2 + X_{sA}^2}}. \quad (1.9)$$

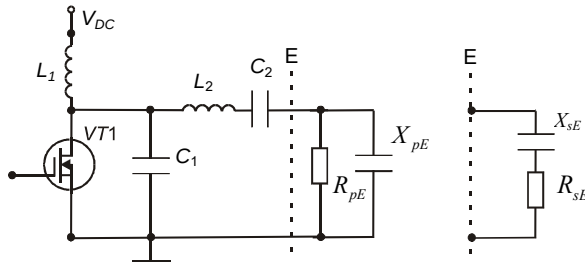


Рис. 1.6. Підсилювач класу Е з трансформатором опорів

Потужність, що надходить в коло ЗЗ, визначається потужністю, що розсіюється в ланці затвора спільно з подільником. Але крім втрат на управління транзистором необхідно враховувати втрати в самому колі ЗЗ, підключеному праворуч від навантаження. Якщо знехтувати втратами в конденсаторах, то можна вважати, що основні втрати в колі ЗЗ зосереджені в індуктивності L_3 . Ці втрати мають бути враховані при розрахунку, так як вони порівнянні з втратами на управління транзистором. Опір втрат r_{AB} індуктивності L_3 заздалегідь невідомий, тому його можна задати незначною оціночною величиною, наприклад, 2,5 Ом. Потужність, що надходить в коло ЗЗ, буде

$$P_D = I_{Am}^2 (R_{sA} + r_{AB}) / 2. \quad (1.10)$$

Потужність P_E , що надходить в переріз Е, і потужність P_D , що надходить в коло ЗЗ, можна виразити через напругу на навантаженні V_L

$$P_E = V_L^2 / R_{pE}, \quad (1.11)$$

$$P_D = V_L^2 / R_{pD}. \quad (1.12)$$

Щоб знайти вхідний опір кола ЗЗ, необхідно ввести коефіцієнт посилення

$$k_p = P_E / P_D = R_{pD} / R_{pE}. \quad (1.13)$$

Помноживши (1.8) на R_{pE} і підставляючи (1.13), отримуємо

$$R_{pD} = R_L(k_p - 1). \quad (1.14)$$

R_{pE} є паралельним еквівалентом навантажувального опору R_{sE} , в оптимальному режимі класу Е він визначається

$$R_{sE} = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{V_{DD}^2}{P_{DD}} \approx 0,577 \frac{V_{DD}^2}{P_{DD}}. \quad (1.15)$$

Потужність P_{DD} в виразі (1.15) – потужність, споживана від джерела живлення. В цю потужність мають бути включені всі втрати, а саме, втрати в транзисторі в стані УВІМК, втрати в момент ВІМК і втрати в усіх елементах генератора. Так як втрати в елементах заздалегідь невідомі, то слід припустити реалістичне значення ККД. Виберемо $\eta = 0,9$, тоді потужність, споживана від джерела живлення $P_{DD} = P_0/\eta = 1,111$ Вт. Ємність C_1 визначається за формулами для підсилювача класу Е [1, 10, 39, 40]

$$C_1 \approx \frac{0,1836}{2\pi f R_{sE}}. \quad (1.16)$$

Ємність, відповідна X_{pE} , визначається з умови отримання необхідного R_{pE} при заданому R_{sE} . З (1.4) - (1.5) отримаємо

$$X_{pE} = R_{pE}/q_E, \quad (1.17)$$

$$\text{а} \quad q_E = -\sqrt{\frac{R_{pE}}{R_{sE}}} - 1. \quad (1.18)$$

Ємність C_2 визначається з умови отримання необхідного реактивного опору вихідної ланки підсилювача класу Е

$$q_G R_{sE} = \omega L_2 + X_{C2} + X_{sE}, \quad (1.19)$$

де X_{C2} – реактивність, відповідна ємності C_2 , а величину q_G жорстко задано для оптимального режиму Е як відношення послідовної реактивності в перетині G до послідовного опору [41]

$$q_G = \frac{X_{sG}}{R_{sG}} = \frac{\pi}{16}(\pi^2 - 4) \approx 1.152. \quad (1.20)$$

Якщо знехтувати втратами в котушці L_2 і ємності C_2 , то $R_{sG} \approx R_{sE}$, тоді

$$C_2 = \left| \frac{1}{\omega(q_G R_{sE} - \omega L_2 - X_{sE})} \right| = \left| \frac{1}{\omega(q_G - Q_L - q_E) R_{sE}} \right|. \quad (1.21)$$

Повний зсув фази, створюваний ланкою від стоку до затвору, повинен дорівнювати зсуву фази в транзисторі від затвора до стоку зі знаком мінус. Цю фазу можна знайти, виходячи з умов роботи підсилювача

класу Е. Згідно [34], зсув фази від бази до колектора транзистору $\varphi_T = 196^\circ$. Як показує моделювання, це справедливо і для нашого випадку. Тоді

$$\varphi_{AG} = -\varphi_T = -196^\circ. \quad (1.22)$$

В свою чергу

$$\varphi_{AG} = \varphi_{EG} + \varphi_{AD}. \quad (1.23)$$

Фазовий зсув

$$\varphi_{EG} = \varphi_E - \varphi_G = \arctg q_E - \arctg q_G \quad (1.24)$$

визначається умовами роботи підсилювача класу Е, де q_E дано в (1.18), а q_G визначено (1.20). Таким чином, завдання зводиться до визначення елементів кола зворотного зв'язку для отримання необхідного фазового зсуву і необхідного коефіцієнта трансформації напруги від навантаження до затвору транзистора. Слідуючи [7, 35], визначимо

$$\begin{aligned} \varphi_{AD} &= \varphi_A - \varphi_B + \varphi_C - \varphi_D = \\ &= \arctg q_A - \arctg q_B + \arctg q_C - \arctg q_D. \end{aligned} \quad (1.25)$$

Добротність q_A дана (1.5), q_D можна знайти з $X_D = X_E$ (якщо навантаження резистивне) та використовуючи вираз для R_{pD} (1.14).

Отже, елементи кола зворотного зв'язку необхідно визначити з системи рівнянь відносно q_B та q_C [34, 35]

$$\begin{cases} \arctg q_C - \arctg q_B = \varphi_{AD} - \varphi_A + \varphi_D \\ q_B = \sqrt{\frac{R_{sC}}{R_{sB}}(1 + q_C^2)} - 1 \end{cases}. \quad (1.26)$$

Рішення (1.26) запишеться

$$q_C = \frac{1}{9} \left(\sqrt{\frac{1 + 9^2}{\sigma}} - 1 \right), \quad (1.27)$$

$$q_B = \sqrt{\sigma(1 + q_C^2)} - 1, \quad (1.28)$$

де $\sigma = R_{sC}/R_{sB}$, $9 = \lg(\Phi)$, $\Phi = \varphi_{AD} - \varphi_A + \varphi_D$.

Формально виходять 2 рішення системи (1.26), але вибирається те рішення, яке дає (в залежності від вхідного опору транзистора) коректне значення фази [42].

З (1.27) і (1.28) знаходимо елементи кола за наступними співвідношеннями

$$L_3 = \frac{(q_B - q_A)R_{sA}}{\omega}, \quad (1.29)$$

$$C_{32} = \frac{(q_C - q_B)}{\omega R_{pB}}, \quad (1.30)$$

$$C_{31} = \frac{1}{\omega(q_D R_{sD} - q_C R_{sC})} \approx \frac{1 + q_D^2}{\omega(q_D - q_C)R_{pD}}. \quad (1.31)$$

Вираз (1.31) отримано в припущенні малості втрат в ємності C_{31} , тобто $R_{sD} \approx R_{sC}$. Що стосується дроселя L_1 , то він не заданий жорстко, його величина має бути досить високою, щоб забезпечити сталість струму, споживаного з джерела живлення, і умова для величини цієї індуктивності записується як $L_1 \geq \frac{10R_{sG}}{2\pi f_{роб}}$ [39].

ККД генератора можна знайти, знаючи потужності втрат в елементах кола. ВЧ втрати в пасивних елементах характеризуються ефективними послідовними еквівалентами опорів. Втрати в транзисторі, пов'язані з кінцевим часом спаду струму через канал t_f [2, 3]

$$P_{tf} = \frac{(\omega t_f)^2 P_{DD}}{12}, \quad (1.32)$$

втрати, пов'язані з ненульовим опором стік-витік у відкритому стані r_{ON}

$$P_{rON} = \frac{\pi^2 + 28}{16} r_{ON} I_{DD}^2, \quad (1.33)$$

де I_{DD} – постійний струм, споживаний від джерела [43]. Потужність, що розсіюється в дроселі L_1 на його опорі r_{L1}

$$P_{L1} = r_{L1} I_{DD}^2. \quad (1.34)$$

Потужність, що розсіюється в послідовному еквіваленті втрат r_{GH} ємності C_1

$$P_{GH} = \frac{\pi^2 - 4}{16} r_{GH} I_{DD}^2. \quad (1.35)$$

Потужності втрат, що розсіюється в елементах L_2 , та C_2 з ефективними послідовними опорами втрат r_{FG} і r_{EF} , виражаються через амплітуду струму I_m , що протікає через ці елементи

$$I_m = \frac{\sqrt{\pi^2 + 4}}{2} I_{DD}, \quad (1.36)$$

відповідно, втрати в L_2 і C_2

$$P_{FG} = r_{FG} I_m^2 / 2, \quad P_{EF} = r_{EF} I_m^2 / 2. \quad (1.37)$$

Потужність втрат в ділянці C_{31} – C_{32} наближено можна виразити через амплітуду напруги V_L , діючої на навантаженні

$$P_{BD} \approx \frac{1}{2} \frac{P_o R_L}{(r_{CD} + r_{BC})^2 + (x_{CD} + X_{BC})^2} (r_{CD} + r_{BC}), \quad (1.38)$$

де $x_{CD} = 1/\omega C_{31}$, $x_{BC} = 1/\omega C_{32}$, r_{CD} і r_{BC} – ефективний опір втрат в ємностях C_{31} і C_{32} відповідно. Всі втрати можна об'єднати в єдину потужність втрат P_{diss}

$$P_{diss} = P_{f} + P_{rON} + P_{L1} + P_{GH} + P_{FG} + P_{EF} + P_{BD} + P_{AB} + P_A. \quad (1.39)$$

ККД генератора η виражається

$$\eta = \frac{P_{DD} - P_{diss}}{P_{DD}}. \quad (1.40)$$

1.4.2. Характеристики автогенератора

В табл. 1.1 наведено розраховані і експериментальні параметри генератора.

Форми напруги на транзисторі і струму через його стік наведено на рис. 1.7. Ці форми підтверджують виконання оптимального режиму Е і відповідають умовам низьких втрат в транзисторі [27, 60]. Напругу на затворі транзистора наведено на рис. 1.8.

Залежність ККД і вихідної потужності від варіації частоти за допомогою індуктивності L_3 наведена на рис. 1.9. Робота транзистора в режимі перемикача, відносно висока добротність вихідної і фазозобертаючих ланок генератора дозволяють отримати хорошу стабільність частоти генератора, що може дозволити йому працювати безпосередньо від батареї (рис. 1.10).

Спектр напруги на навантаженні наведено на рис. 1.11. Як видно, найвищий рівень після основної має друга гармоніка, відносний рівень якої за потужністю дорівнює -35 дБ, третьої -53 дБ.

Результати дослідження автогенератора класу Е показують, що даний тип генератора може забезпечити високе значення ККД при інших прийнятних характеристиках.

Таблиця 1.1

Параметри автогенератора класу Е

Елемент	Теорія	Розрахунок	Відмінність (%)
L_1 (mH)	2,1	2,1	0
C_1 (nF)	3,344	3,755	+16,9
L_2 (μH)	27,18	27,2	+0,07
C_2 (nF)	1,900	1,881	-1
C_{31} (nF)	8,313	8,853	+6,5
C_{32} (nF)	276	293	+6,3
L_3 (μH)	48,95	47	-4,1
Rd_1 (kΩ)	100	100	0
Rd_2 (kΩ)	170	170	0
f (kHz)	800	800	0
PDD (W)	1,111	1,157	+4,14
P_o (W)	1	0,953	-4,7
η (%)	89,2	82	-8

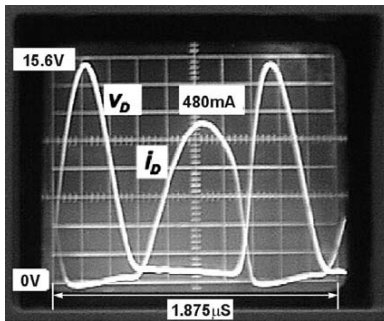


Рис. 1.7. Форми напруги на стоці і струму через стік

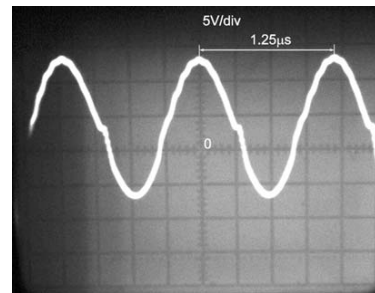


Рис. 1.8. Форма напруги на за-творі

1.5. Синхронізований ВЧ автогенератор класу Е

Використання автогенераторів класу Е дозволяє отримати високий ККД при досить простій схемі пристрою [7, 10, 34, 35]. Робота генератора в режимі синхронізації дозволяє отримати більш високий повний ККД за рахунок виключення каскаду попереднього підсилення і високу стабільність частоти коливань, а також використовувати ці пристрої як підсилювачі ЧМ коливань і обмежувачі амплітуди. Подібні рішення широко застосовуються в радіотехніці, особливо на високих час-

татах [16, 17, 44-46]. Такі генератори можуть знайти застосування в системах, де важливим є високий ККД при хорошій якості сигналу.

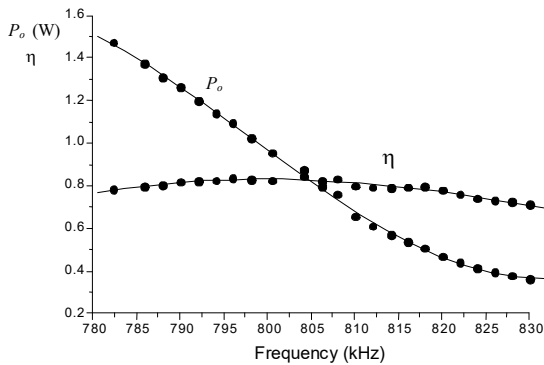


Рис. 1.9. Залежність ККД і вихідної потужності при зміні частоти за допомогою L_3

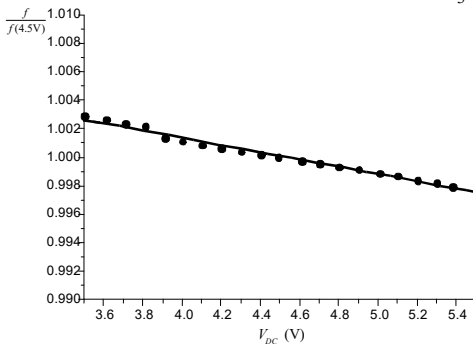


Рис. 1.10. Залежність нормованої частоти генерації від напруги живлення

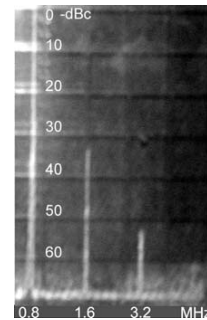


Рис. 1.11. Спектр напруги на навантаженні

Інтерес до вивчення синхронізації в автогенераторі класу Е обумовлений також і тим, що він являє собою сильно нелінійну систему з несиметричною залежністю вихідної потужності від частоти, яка повинна працювати в точці максимального ККД, а не максимальної вихідної потужності. Важливим моментом є здатність до придушення фазових шумів в синхронізованих автогенераторах з пороговою характеристикою. Синхронізований автогенератор для багатьох застосувань класу Е виконує ті ж функції, що і підсилювач, але при більшому повному ККД і можливості зберігати вихідну потужність при перервах в подачі вхідного сигналу. Відсутність досліджень режиму синхронізації таких генераторів і виступило спонукальним мотивом для даного дослідження.

1.5.1. Моделювання автогенератора

Для виявлення загальних закономірностей роботи синхронізованих автогенераторів класу Е розглянемо схему, де замість реального транзистора використовується ключ, керований сигналом на еквівалентному входному імпедансі транзистора. Такий підхід успішно використовується для розрахунку ключових режимів роботи [47] і дозволяє поступово ускладнювати модель для обліку ефектів другого порядку. Для конкретного транзистора розрахувати генератор можна, використовуючи стандартні програми радіотехнічного моделювання.

Схема для розрахунку характеристик автогенератора з синхронізацією і подачею сигналу через опір показана на рис. 1.12. [48]

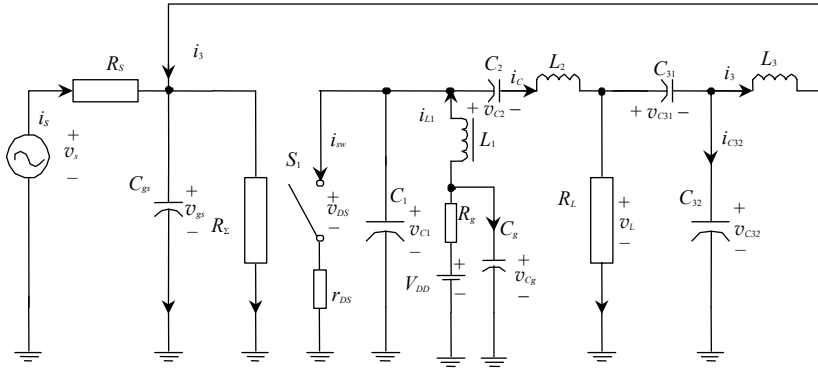


Рис. 1.12. Схема для моделювання автогенератора класу Е

У класі Е транзистор працює як неідеальний ключ з перемиканням в залежності від полярності напруги на вході транзистора. Опір переходу стік-витік r_{DS} є сильно нелінійним і залежить від стану ключа, тому диференціальне рівняння для ключа розбивається на два рівняння. Перше – для розімкнутого ключа (при $v_{gs} < 0$, $r_{DS} \gg 0$) і друге для замкнутого ключа з малим опором $r_{DS} = R_{ON}$, через який тече струм резонансного контуру $L_2 - C_2$. Решта диференціальних рівнянь – рівняння для лінійної схеми, що включає джерело живлення і зовнішній сигнал $v_s(t)$. У підсумку виходить система диференціальних рівнянь (СДР) для моделювання автогенератора:

$$C_{gs} \frac{dv_{gs}}{dt} + \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_{\Sigma}} \right) v_{gs} = \frac{v_s}{R_s} + i_3, \quad (1.41)$$

$$C_1 \frac{dv_{DS}}{dt} = \begin{cases} i_{L1} - i_C, & v_{gs} \leq V_t' \\ i_{L1} - i_C - \frac{v_{DS}}{r_{DS}}, & v_{gs} > V_t' \end{cases} \quad (1.42)$$

$$C_g \frac{dv_{Cg}}{dt} = \frac{V_{DD} - v_{Cg}}{R_g} - i_{L1}, \quad (1.43)$$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_{Cg} - v_{DS}, \quad (1.44)$$

$$L_2 \frac{di_C}{dt} = -(v_{C31} + v_{C32}) + v_{DS} - v_{C2}, \quad (1.45)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_C, \quad (1.46)$$

$$C_{31} \frac{dv_{C31}}{dt} = i_C - \frac{v_{C31} + v_{C32}}{R_L}, \quad (1.47)$$

$$C_{32} \frac{dv_{C32}}{dt} = i_C - \frac{v_{C31} + v_{C32}}{R_L} - i_3, \quad (1.48)$$

$$L_3 \frac{di_3}{dt} = v_{C32} - v_{gs}. \quad (1.49)$$

Для транзистора МТР3055Е [10, 37, 48] було обрано наступні параметри для моделювання: $R_{gs} = 1912$ Ом, $C_{gs} = 500$ пФ, $R_s = 5,1$ кОм, $L_1 = 2$ мГн, $C_g = 500$ нФ, $R_g = 0,1$ Ом. Частота $f = 800$ кГц, напруга живлення $V_{DD} = 4,5$ В, навантаження $R_L = 50$ Ом, коефіцієнт посилення по потужності $K_p = 16$, навантажена добротність кола $Q_L = 10$. Для замкнутого ключа в даному транзисторі R_{ON} становить $0,15$ Ом. Інші параметри схеми розраховуються за алгоритмом, викладеному в п. 1.3.1. Амплітудно- і фазочастотна характеристики кола, що перераховані до перерізу G (рис. 1.5), наведені на рис. 1.13. Як і очікувалося, характеристики кола відповідають АЧХ і ФЧХ послідовного коливального контуру.

СДР (1.41) - (1.49) для моделювання роботи генератора розв'язується методом Рунге-Кутта 4-го порядку. Форми струмів і напруг в сталому режимі коливань при відсутності зовнішнього сигналу $v_s = 0$ (після розрахунку близько 3000 періодів) наведені на рис. 1.14 і 1.15. ККД автогенератора, розрахованого з СДР, склав 92%, при цьому потужність, що надходить колом зворотного зв'язку на вхід ключа, склала $P_{in} = 55,4$ мВт.

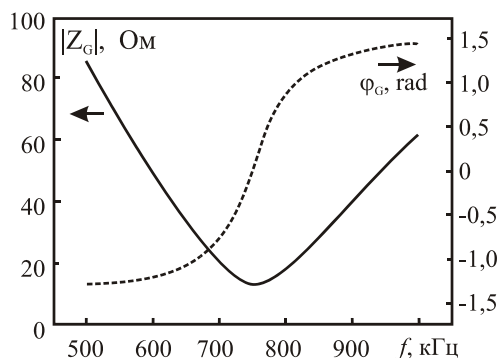


Рис. 1.13. АЧХ і ФЧХ вихідного кола автогенератора

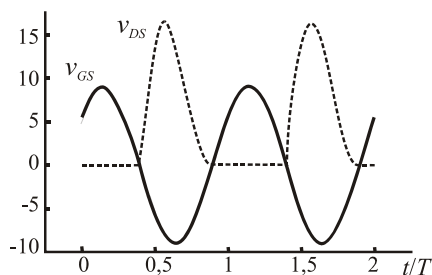


Рис. 1.14. Напруга на затворі v_{GS} і стоці v_{DS} транзистора

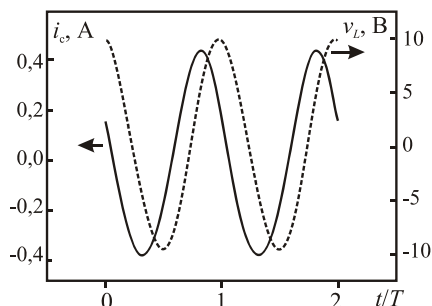


Рис. 1.15. Напруга на навантаженні v_L і струм резонансного контуру i_C

1.5.2. Синхронізація автогенератора класу Е

Оцінка смуги захоплення (синхронізації) генератора необхідна на етапі проектування системи з використанням цього автогенератора. Отримати аналітичний вираз для смуги захоплення можна тільки наближено. Точні співвідношення можна отримати тільки в формі, придатній для чисельного розрахунку, або знаходити смугу захоплення шляхом моделювання роботи синхронізованого генератора. У разі генератора класу Е опис його процесу синхронізації повинен мати більш просту структуру з урахуванням того, що активний прилад працює в ключовому режимі і його параметри менше залежать від сигналу синхронізації (ця залежність пов'язана зі зміною частоти і добре вивчена для підсилювачів класу Е [6, 39]). Однак для практичного використання цих генераторів доцільно розглянути основні фактори, що впливають на смугу синхронізації.

Відомі аналітичні співвідношення для лінеаризованих ФЧХ [49], що дозволяють отримати вираз для смуги захоплення. Припускаючи, як і в [49], що частота сигналу синхронізації близька до частоти вільних коливань і його амплітуда багато менше амплітуди сигналу генератора, зробимо оцінку смуги захоплення.

Уявімо, що на вхід транзистора подається одночасно два сигнали – сигнал синхронізації і сигнал від кола зворотного зв'язку. Джерело сигналу синхронізації представимо генератором з комплексною напругою V_s , а джерело сигналу зворотного зв'язку – еквівалентним генератором з комплексною напругою V'_f (рис. 1.16а). Сигнал синхронізації через розв'язуючий опір R_s , а сигнал зворотного зв'язку через еквівалентний опір кола ЗЗ Z_f надходять на комплексний опір

$Z_\Sigma = R_\Sigma \parallel \left(\frac{1}{\omega C_{gs}} \right) = R_\Sigma \parallel X_A$ (знак $\parallel$ означає паралельне з'єднання). Через

цей імпеданс протікає два струми I_s і I_3 , викликаючи падіння напруг V_{s1} і V_f відповідно, які векторно підсумовуються, утворюючи комплексну напругу V_{gs} (рис. 1.16б). У смугі захоплення відбуватиметься відхилення фази результуючої напруги на затворі від напруги, що вводиться колом ЗЗ на кут $\Delta\varphi$, між напругою ЗЗ і напругою синхронізації на затворі встановиться фазовий зсув α .

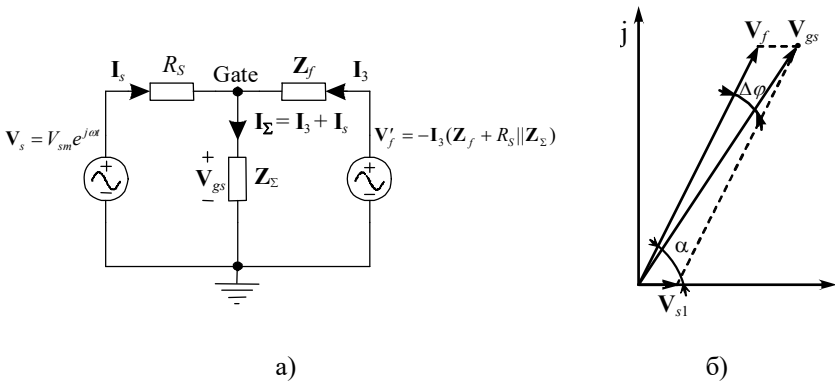


Рис. 1.16. Схема подачі синхронізації

Математичний опис поведінки автогенератора з самозбудженням під впливом зовнішнього сигналу можливо лише для випадків найпростіших кіл, наприклад, для паралельного коливального контуру на виході транзистора [49]. У більш складних випадках, коли коло є вже розподі-

леним, як, наприклад, вищеописане коло для генератора класу Е, розв'язування диференціального рівняння для фази генератора є вже досить проблематичним. Це обумовлено, перш за все, тим, що АЧХ і ФЧХ кіл змінюються досить швидко в межах смуги захоплення, і АЧХ кола необов'язково симетрична в межах частоти вільних коливань системи. Тому точний аналіз автоколивальної системи із зовнішнім впливом можливий тільки з рішення СДР з неоднорідною правою частиною, якою вона описується. Однак методика, наведена в [49], дозволяє приблизно оцінити якісну і кількісну поведінку смуги захоплення в залежності від співвідношень між амплітудами та фазами генератора і зовнішнього сигналу (синхросигналу). При цьому, як і в [49], передбачається, що зовнішній сигнал і вільні коливання мають близькі частоти.

1.5.3. Наближений аналіз для смуги захоплення

Зробимо спочатку наближений аналіз для смуги захоплення генератора, при цьому скористаємося результатами розрахунку генератора. Згідно [49], рівняння для фаз має вигляд:

$$-\frac{V_{slm}}{V_{fm}(\omega)}\sin(\alpha) = \Delta\varphi(\omega) = \Delta\varphi_{sw}(\omega) - \Delta\varphi_{AG}(\omega), \quad (1.50)$$

де: $\alpha = (\omega - \omega_1)t = \Delta\omega t$ – миттєва різниця фаз між напругою генератора, що генерує з частотою $\omega(t)$, і зовнішнього сигналу частотою ω_1 ; $\Delta\varphi(\omega)$ – сумарний набіг фаз на ключі і в вихідній ланці генератора, включаючи коло зворотного зв'язку; V_{slm} – амплітуда напруги зовнішнього сигналу; $V_{fm}(\omega)$ – амплітуда напруги на затворі транзистора, що створюється за рахунок кола ЗЗ за відсутності синхронізуючого сигналу.

Частотна залежність різниці фаз $\Delta\varphi_{sw}(\omega)$ між напругою на затворі $v_{gs}(\omega)$ і основною гармонікою напруги на стоці $v_{DS}(\omega)$ визначається різницею фаз між струмом $i_c(\omega)$ і напругою на затворі $v_{gs}(\omega)$ з [50] і ФЧХ вихідної ланки. Для класу Е в стаціонарному режимі різниця фаз між напругою на затворі і основною гармонікою напруги на стоці виражається формулою [50]

$$\Delta\varphi_{sw}(\omega) = \pi - \arctan\left(\frac{\pi}{2} - \frac{32 + 8\pi^2}{\pi^3 + 12\pi - 16Q_G}\right) - \arctan(Q_G). \quad (1.51)$$

Для режиму Е в стаціонарному стані ця формула дає величину наближено 164°. Другий доданок в правій частині (1.51) – це ФЧХ пере-

давальної функції вихідного кола автогенератора. Для кола на рис. 1.12 вона дорівнює аргументу комплексної передавальної функції T_{AG}

$$T_{AG}(\omega) = \frac{V_{gs}}{V_{DS}} = \frac{Z_A}{Z_B} \frac{Z_C}{Z_D} \frac{Z_E}{Z_G} = |T_{AG}(\omega)| e^{j\Delta\varphi_{AG}}, \quad (1.52)$$

де V_g і V_{DS} – комплексні напруги основних гармонік на затворі і стоці відповідно. Для генерації в стаціонарному стані аргумент цієї функції повинен дорівнювати набігу фази на транзисторі $\Delta\varphi_{AG} = \Delta\varphi_{sw} = 164^\circ$. Для генератора, розрахованого в розділі 1.5.1, залежність сумарного фазового набігу від частоти має вигляд, показаний на рис. 1.17. Видно, що в околиці частоти вільних коливань генератора $f_0 = 800$ kHz ФЧХ, як і в [49], може бути лінеаризована в околиці кутової частоти вільних коливань $\omega_{вільн}$

$$\begin{aligned} \Delta\varphi(\omega) &\approx \Delta\varphi(\omega_{вільн}) + \left. \frac{d\Delta\varphi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_{вільн}} (\omega - \omega_{вільн}) = \\ &= \frac{d\Delta\varphi(\omega_{вільн})}{d\omega} (\omega - \omega_{вільн}) = A(\omega - \omega_{вільн}). \end{aligned} \quad (1.53)$$

Так як частота $\omega = \omega_{вільн}$ відповідає частоті вільних коливань, то $\Delta\varphi(\omega_{вільн}) = 0$. З (1.50) випливає, що

$$\frac{d\Delta\varphi}{df} = \frac{d\Delta\varphi_{sw}}{df} + \frac{d\Delta\varphi_{AG}}{df}. \quad (1.54)$$

Оскільки зміна фази на ключі в області робочої частоти мала, то зміна повного набігу фаз з частотою визначається вихідним колом генератора, тобто

$$\frac{d\Delta\varphi(\omega_{своб})}{d\omega} \approx \frac{d\Delta\varphi_{AG}(\omega_{своб})}{d\omega}. \quad (1.55)$$

Похідну $\frac{d\Delta\varphi_{AG}}{df}$ можна обчислити, чисельно використовуючи

вираз для передавальної функції (1.52). Для наближеної оцінки похідної скористаємося параметрами кола для підсилювача класу Е [39]. Будемо вважати, що ФЧХ вихідної ланки визначається ФЧХ послідовного коли-

вального контуру $R_{sE} - L_2 - C_{sE}$ з добротністю $Q_0 = \frac{\omega_0 L_2}{R_{sE}}$ на власній

резонансній частоті $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_{sE}}}$. Для цього контуру фаза визначається

стандартним виразом

$$\varphi_T = \arctan \left(Q_L \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right), \quad (1.56)$$

звідки

$$\frac{d\varphi_T}{d\omega} = \frac{Q_L}{1 + \left(Q_L \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right)^2} \left(\frac{1}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega^2} \right). \quad (1.57)$$

Оскільки в режимі класу Е генератор і підсилювач працюють на «індуктивній» частині ФЧХ, залежність $A = \frac{d\Delta\varphi(\omega_{вільн})}{d\omega} \approx \frac{d\varphi_{RLC}(\omega_{вільн})}{d\omega}$ від частоти і добротності, як видно з (1.35), буде нелінійною і нетривіальною. Значення A для реального кола генератора, як показують чисельні розрахунки ФЧХ з використанням (1.52), буде приблизно в 1,5 рази більшим, ніж її оцінне значення (1.57). Це пов'язано з тим, що реальне коло генератора класу Е містить кілька контурів (рис. 1.12), в тому числі контур в колі зворотного зв'язку $L_3 - C_{gs}$, які збільшують крутизну ФЧХ і, отже, значення A .

Залежність амплітуди напруги, що створюється колом ЗЗ на затворі $V_{fm}(\omega)$, також можна знайти з передавальної характеристики навантажувального контуру T_{AG} (1.52) у вигляді

$$\begin{aligned} V_{fm}(\omega) &= |T_{AG}(\omega)| V_{dsm}(\omega) \approx V_{dsm}(\omega_{вільн}) \left[|T_{AG}(\omega_{вільн})| + \frac{d|T_{AG}(\omega_{вільн})|}{d\omega} \times \right. \\ &\quad \times (\omega - \omega_{вільн}) \Big] \approx V_{dsm}(\omega_{вільн}) \left[|T_{AG}(\omega_{вільн})| + \frac{d|T_{RLC}(\omega_{вільн})|}{d\omega} \times \right. \\ &\quad \times (\omega - \omega_{вільн}) \Big] = V_{fm0} - B(\omega - \omega_{вільн}), \end{aligned} \quad (1.58)$$

де V_{dsm} – амплітуда основної гармоніки на стоці,

$V_{fm0} = V_{dsm}(\omega_{вільн}) |T_{AG}(\omega_{вільн})|$ – амплітуда напруги на затворі, що розвивається колом ЗЗ на частоті вільних коливань при відсутності зовнішньої напруги синхронізації і $B = \left| V_{dsm}(\omega_{вільн}) \frac{d|T_{RLC}(\omega_{вільн})|}{d\omega} \right|$.

Для послідовного коливального контуру, який приблизно описує АЧХ і ФЧХ вихідного кола генератора, запишемо

$$|\mathbf{T}_{RLC}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}, \quad (1.59a)$$

$$\frac{d|\mathbf{T}_{RLC}(\omega)|}{d\omega} = - \frac{\frac{Q_0^2}{\omega} \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right)}{\left[1 + Q_0^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]^{3/2}} \propto \frac{1}{Q_0}. \quad (1.59b)$$

Значення $V_{dsm}(\omega_{вільн})$ першої гармоніки напруги на виході ключа (транзистора) пов'язане з напругою живлення виразом $V_{dsm}(\omega_{вільн}) \approx 1.639 V_{DD}$. Підставляючи (1.53) і (1.54) в (1.50) і слідуючи за методикою з [49], отримаємо для довільної частоти ω

$$-\sin \alpha = \frac{V_{fm0} - B(\omega - \omega_{вільн})}{V_{s1m}} A(\omega - \omega_{вільн}) \quad (1.60a)$$

Якщо прикласти напругу синхронізації, то $\omega = \omega_s$, виникне відстроювання частоти $\Delta\omega_s = \omega_{вільн} - \omega_s$, і

$$\sin \alpha = \frac{V_{fm0} A}{V_{s1m}} \Delta\omega_s + \frac{AB}{V_{s1m}} \Delta\omega_s^2. \quad (1.60b)$$

Захоплення частоти буде відбуватися стійко в тій смузі $\Delta\omega_s$, в якій буде справедливою рівність (1.60), а, як відомо, синус обмежений діапазоном $[+1, -1]$, тому вимога захоплення частоти синхронізації генератором можна записати як

$$\left| \frac{V_{fm0} A}{V_{s1m}} \Delta\omega_s + \frac{AB}{V_{s1m}} \Delta\omega_s^2 \right| \leq 1. \quad (1.61)$$

Рішення цієї нерівності знаходиться з системи двох нерівностей:

$$\begin{cases} y_1(\Delta\omega_s) = \Delta\omega_s^2 + \frac{V_{fm0}}{B} \Delta\omega_s - \frac{V_{s1m}}{AB} \leq 0, \\ y_2(\Delta\omega_s) = \Delta\omega_s^2 + \frac{V_{fm0}}{B} \Delta\omega_s + \frac{V_{s1m}}{AB} \geq 0. \end{cases} \quad (1.62)$$

Рішення першої нерівності в (1.62) – $\Delta\omega_{1,1} \leq \Delta\omega_s \leq \Delta\omega_{1,2}$, другої – $\Delta\omega_{2,1} \geq \Delta\omega_s \geq \Delta\omega_{2,2}$, де

$$\Delta\omega_{1,1} = -\frac{V_{fm0}}{2B} - \sqrt{\left(\frac{V_{fm0}}{2B}\right)^2 + \frac{V_{s1m}}{AB}}, \quad \Delta\omega_{1,2} = -\frac{V_{fm0}}{2B} + \sqrt{\left(\frac{V_{fm0}}{2B}\right)^2 + \frac{V_{s1m}}{AB}}, \quad (1.63)$$

$$\Delta\omega_{2,1} = -\frac{V_{fm0}}{2B} - \sqrt{\left(\frac{V_{fm0}}{2B}\right)^2 - \frac{V_{s1m}}{AB}}, \quad \Delta\omega_{2,2} = -\frac{V_{fm0}}{2B} + \sqrt{\left(\frac{V_{fm0}}{2B}\right)^2 - \frac{V_{s1m}}{AB}}.$$

Загальне рішення системи (1.62):

$$\begin{cases} \Delta\omega_{1,1} \leq \Delta\omega_s \leq \Delta\omega_{2,1}, \\ \Delta\omega_{2,2} \leq \Delta\omega_s \leq \Delta\omega_{1,2}. \end{cases} \quad (1.64)$$

На рис. 1.18 показано залежності $y_1(\Delta\omega_s)$ і $y_2(\Delta\omega_s)$, і, як можна бачити, фізичний зміст має рішення

$$-\frac{V_{fm0}}{2B} + \sqrt{\left(\frac{V_{fm0}}{2B}\right)^2 - \frac{V_{s1m}}{AB}} \leq \Delta\omega_s \leq -\frac{V_{fm0}}{2B} + \sqrt{\left(\frac{V_{fm0}}{2B}\right)^2 + \frac{V_{s1m}}{AB}}. \quad (1.65)$$

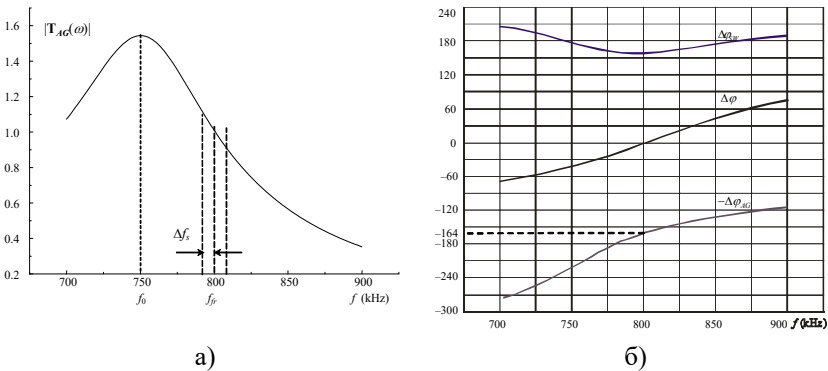


Рис. 1.18. Амплітуда передавальної функції зі смугою захоплення $\Delta f_s = \Delta\omega_s/2\pi$ (а) і набіги фаз на ключі $\Delta\phi_{SW}$, в ланці від перерізу G до перерізу А $-\Delta\phi_{AG}$ і сумарний набіг в повному замкненому колі генератора класу E $\Delta\phi$ (б)

Наближений розрахунок смуги синхронізації для генератора, описаного в розділі 1.3, з зовнішнім сигналом, рівним $v_s = \sqrt{2} \sin(\omega_1 t)$, дає значення $\Delta f_0 \in [-14.1; 10.3]$ кГц. Як і очікувалося, смуга захоплення щодо центральної частоти несиметрична і має велику ширину у верхній області частот.

З рис. 1.18 видно, що нижня і верхня межа смуги синхронізації відносно частоти вільних коливань можуть не співпадати в силу неси-

метричності АЧХ вихідної ланки генератора. Іншими словами, смуга синхронізації системи визначається АЧХ передавальної характеристики по напрузі, ФЧХ вихідної ланки і амплітудою синхронізуючого сигналу. Як видно з (1.63), межі смуги синхронізації – нижня

$$\Delta\omega_{1,2} = -\frac{V_{fm0}}{2B} + \sqrt{\left(\frac{V_{fm0}}{2B}\right)^2 + \frac{V_{sm}}{AB}} \quad \text{і} \quad \text{верхня}$$

$$\Delta\omega_{2,2} = -\frac{V_{fm0}}{2B} + \sqrt{\left(\frac{V_{fm0}}{2B}\right)^2 - \frac{V_{sm}}{AB}}, \text{ зворотно пропорційні добротності}$$

вихідного контуру Q_L і прямо пропорційні амплітуді синхросигналу V_{sm} . Наближений розрахунок смуги синхронізації для генератора, описаного в розділі 1.3, з зовнішнім сигналом, рівним $v_s = \sqrt{2} \sin(\omega_s t)$, дає значення $\Delta f_s \in [-16, 12]$ кГц, або $\Delta f_s / f_{fr} \in [-2, 1.5]$ %. Як і очікувалося, смуга захоплення відносно центральної частоти несиметрична і має велику ширину у верхній області частот.

Таким чином, для автогенератора, що працює на несиметричній ділянці АЧХ вихідної ланки, смуга синхронізації також буде несиметричною і в першому наближенні зворотно пропорційна крутизні АЧХ передавальної характеристики ланки і прямо пропорційна амплітуді синхронізуючого сигналу.

1.5.4. Чисельне знаходження смуги захоплення

Для чисельного рішення СДР (1.41) - (1.49) скористаємось еквівалентною схемою 1.12 для генератора класу Е з параметрами кола, розрахованими в розділі 1.5.1, і синхронізуючим сигналом $v_s(t) = V_{sm} \sin(\omega_s t)$. Точне рішення диференціального рівняння (1.41) з заданим струмом в правій частині

$$C_{gs} \frac{dv_{gs}}{dt} + \left(\frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_\Sigma} \right) v_{gs} = I_0 \sin(\omega t - \varphi_0), \quad (1.66)$$

має вигляд:

$$\begin{aligned} v_{gs} &= \frac{I_0}{C_{gs} \sqrt{\omega^2 + (1/C_{in} R_{eq})^2}} \sin(\omega t - \varphi_0 - \varphi_{Cgs}) = \\ &= V_{Cgs} \sin(\omega t - \varphi_0 - \varphi_{Cgs}), \\ \operatorname{tg} \varphi_{Cgs} &= \omega C_{gs} R_{eq}, \quad 1/R_{eq} = (1/R_S + 1/R_\Sigma). \end{aligned} \quad (1.67)$$

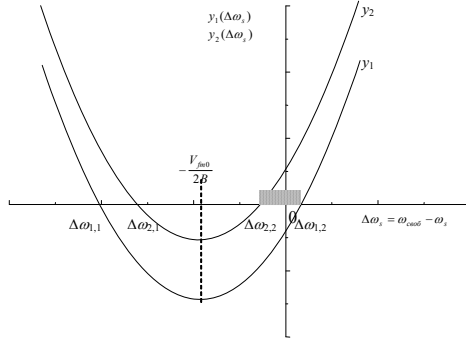


Рис. 1.18. Рішення системи нерівностей для знаходження смуги синхронізації

Амплітуду напруги синхронізації було підібрано при моделюванні, щоб отримати на затворі $V_{slm} = \sqrt{2}$ В. Вирішуючи чисельно СДР, будемо отримувати різні рішення, які потім аналізуються для визначення режиму захоплення або биття по частоті. Як показує чисельний експеримент, при подачі на вхід ключа синхросигналу v_s режим роботи генератора дещо змінюється в порівнянні з режимом без зовнішнього сигналу. В силу того, що вихідний струм в колі зворотного зв'язку i_3 пов'язаний з напругою на ємності C_{gs} (1.41), його значення збільшується навіть на частоті вільних коливань (при амплітуді $V_{slm} = \sqrt{2}$ В струм виріс приблизно до 66 мА, за відсутності синхронізації він становив 37 мА). На великому вхідному імпедансі транзистора це збільшення струму дає значне збільшення амплітуди напруги V_{gsm} , обумовленої струмом i_3 (в нашому випадку з 9,15 до 16,68 В). У режимі синхронізації, тобто коли частота генератора ω збігається з частотою синхросигналу ω_s , фаза струму i_3 встановлюється таким чином, що сумарна напруга на вході v_{gs} має фазу, що збігається з фазою синхросигналу v_{s1} (в нашому випадку 90° або $\pi/2$). А саме, сумарний струм $\frac{v_s}{R_s} + i_3$ має фазу $\varphi_{i3} = \pi/2 - \varphi_{C_{gs}}$. Амплітуда V_{gsm} при заданому струмі розраховується за формулою (1.67). Сумарну напругу на вході ключа v_{gs} і на його виході показано на рис. 1.19.°

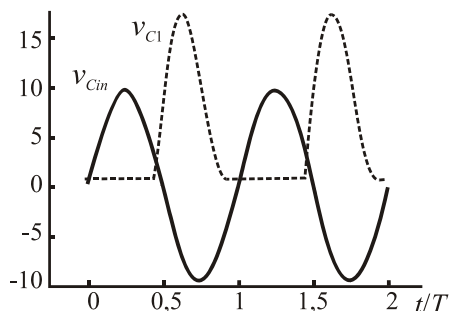


Рис. 1.19. Вхідна напруга і напруга на виході ключа для генератора з синхросигналом амплітудою $\sqrt{2}$ В на основній частоті $f_0 = 800$ кГц

Таким чином, при зовнішньому сигналі амплітудою $V_1 = \sqrt{2}$ сумарна амплітуда напруги на вході виходить 9,544 В, тобто більше, ніж була б векторна сума синхросигналу і сигналу вільних коливань генератора. Таким чином, ефективна амплітуда синхросигналу становить не $\sqrt{2}$ В, а $V_1 = 9,544 - 7,447 \approx 2,1$ В.

В результаті при $V_1 = \sqrt{2}$ смуга синхронізації генератора із зовнішнім впливом за результатами чисельного рахунку СДР (1.41) - (1.49), буде від 783 до 823 кГц, або $\Delta f_0 \in [-23; 17]$. Збільшення смуги синхронізації в порівнянні з розрахунком в п. 1.5.3 зумовлене саме зростанням ефективної амплітуди зовнішнього впливу на автоколивальну систему. На рис. 1.20 показано зони захоплення частоти синхронізованого автогенератора класу Е.

1.5.5. Трансформаторне коло для синхронізації автогенератора

Синхронізуючий сигнал на вхід генератора може подаватися не тільки через опір, як на рис. 1.12, а й через трансформаторне коло. При цьому індуктивність первинної обмотки L_4 пов'язана з індуктивністю кола зворотного зв'язку L_3 через коефіцієнт взаємної індукції $M = k\sqrt{L_3 L_4}$, де $k = 0,73$ – коефіцієнт трансформації. Ділянку кола з трансформаторним зв'язком показано на рис. 1.21. СДР (1.41) - (1.49) для такої схеми доповниться ще одним рівнянням для струму i_4

$$\left(L_4 - \frac{M^2}{L_3} \right) \frac{di_4}{dt} = \frac{M}{L_3} (v_{C32} - v_{gs}) + v_s - R_s i_4, \quad (1.68)$$

та зміняться рівняння (1.41)

$$C_{gs} \frac{dv_{gs}}{dt} + \frac{v_{gs}}{R_{\Sigma}} = i_3, \quad (1.69)$$

і (1.49)

$$\left(L_3 - \frac{M^2}{L_4} \right) \frac{di_3}{dt} = v_{C32} - v_{gs} + \frac{M}{L_4} v_s - \frac{M}{L_4} R_S i_4. \quad (1.70)$$

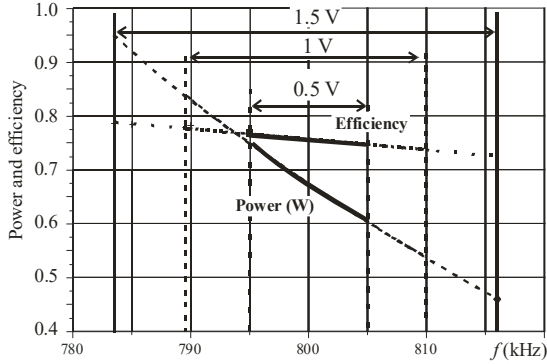


Рис. 1.20. Експериментально виміряна смуга синхронізації автогенератора класу Е при $v_s = 0,5, 1$ і $1,5$ В (середньоквадратичне значення)

Рішення СДР для такої схеми включення синхросигналу дає більш вузьку смугу захоплення в порівнянні зі схемою на рис. 1.12. Це пов'язано із зростанням впливу резонансних властивостей контуру зворотного зв'язку.

Для генератора з параметрами схеми з п. 1.5.3 з тієї ж амплітудою синхросигналу виходить $\Delta f_0 \in [-5; 5]$ кГц або $\Delta f_s / f_{fr} \in [-0.625, 0.625] \%$.

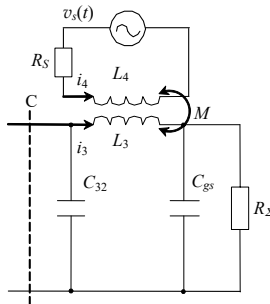


Рис. 1.21. Трансформаторна схема подачі синхросигналу на вхід ключа
Експериментальні результати представлено на рис. 1.22.

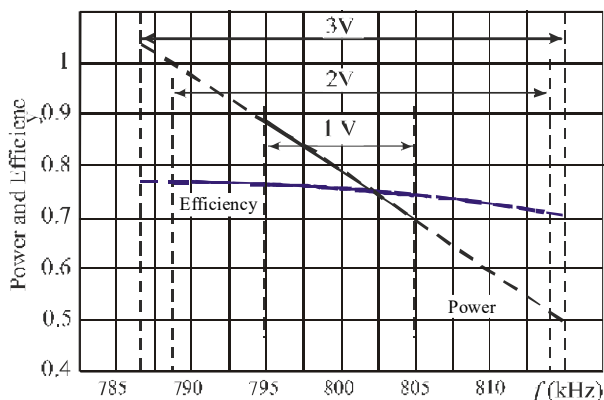


Рис. 1.22. Експериментальні результати по синхронізації при підводі сигналу через пов'язані індуктивності при різних синхронізуючій напругі: 1, 2 і 3 В діючого значення

Смуга синхронізації залежить в першу чергу від добротності вихідного коливального кола і амплітуди синхронізуючого сигналу. Особливістю автогенератора класу Е є несиметричність смуги синхронізації, яка може змінюватися в залежності від способу підведення синхронізуючого сигналу. Це обумовлено взаємним впливом амплітудно- і фазочастотних характеристик послідовного резонансного контуру L_2C_2 і контуру в колі зворотного зв'язку L_4C_Σ , що при зниженні частоти призводить до зростання амплітуд напруг автогенератора і сигналу синхронізації внаслідок резонансних характеристик зазначених контурів. Якщо крутизна АЧХ вихідного контуру вище крутизни контуру зворотного зв'язку, то смуга синхронізації звужується і її центр зміщується в бік високих частот.

Розгляд показує, що управляти смугою синхронізації в генераторі класу Е можна зміною добротності фазообертаючого кола (L_3C_{gs}), а також способом підведення сигналу синхронізації.

1.6. Автогенератор класу Е в режимі синхронізації FSK сигналом

У багатьох радіотехнічних системах виникає проблема генерування модульованого радіочастотного сигналу з високим ККД. Тенденція застосування для цих цілей вискоефективних ключових режимів посилення [51] стикається з труднощами, пов'язаними з сильною нелінійністю перехідної характеристики і немонотонністю амплітудно-частотної характеристики таких режимів, як, наприклад, клас Е [1-6]. Розроблено ряд конструкцій синхронізованих автогенераторів класу Е і вивчено режим їх синхронізації [9-16, 48, 52]. Реалізація таких режимів дозволяє отримати фактично підсилювачі з високим коефіцієнтом посилення і високим ККД, які мають при цьому просту схему, для якої існує повністю аналітична процедура розрахунку [35]. В роботі [22] використовувалася FSK модуляція шляхом періодичної зміни параметрів коливального контуру автогенератора. Таке рішення є очевидним, але не є достатньо гнучким.

Цікаво розглянути автогенератор на основі підсилювача класу Е в режимі синхронізації двома частотами або FSK (Frequency-Shift Keying) синхронізації [53]. Завдяки такій синхронізації, наприклад, можлива передача цифрового сигналу, закодованого двома частотами f_1 і f_2 . Для вирішення проблеми вирівнювання амплітудно-частотної характеристики пропонується використовувати спеціальну схему корекції паразитної амплітудної модуляції, що викликана перемиканням частоти.

Розрахунок схеми автогенератора. Як приклад виберемо автогенератор класу Е, схема якого наведена на рис. 1.23 [1]. Вихідними параметрами є: напруга живлення V_{DD} ; робоча частота f_0 ; опір навантаження $R_L = 50$ Ом; навантажена добротність, пов'язана з індуктивністю L_2 $Q_L = \omega_0 L / R$; навантажувальний опір транзистора $R = 0,577 V_{DD}^2 / P_0$ [1]; вихідна потужність $P_0 = 1$ Вт.

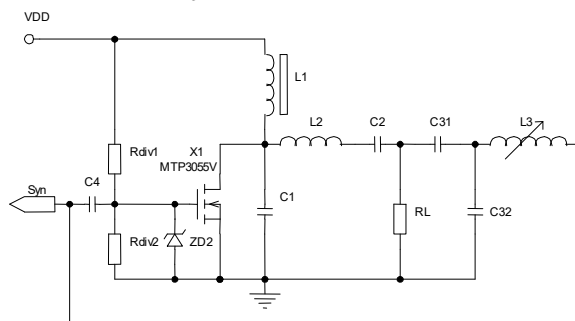


Рис. 1.23. Автогенератор класу Е

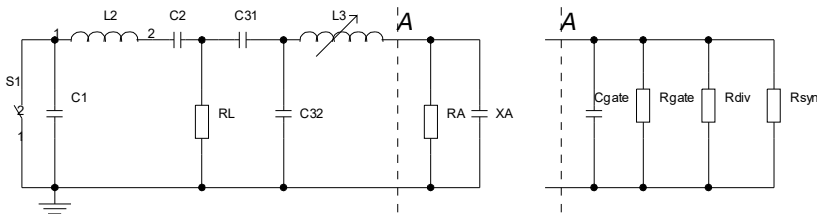


Рис. 1.24. Еквівалентна схема вихідного кола автогенератора

Для розрахунку зручно використовувати еквівалентну схему генератора, наведену на рис. 1.24. Розрахунок проведемо за методикою, що описана в [6], в якій необхідно врахувати вплив схеми синхронізації. Синхронізація генератора здійснюється шляхом подачі сигналу через розв'язуючий опір з виходу спеціальної схеми (рис. 1.25), що по черзі комутує прямокутний сигнал з частотами f_1 і f_2 з частотою перемикавання f_{mod} . Було досліджено два варіанти автогенераторів на частоті $f_0 = 800$ кГц і 1000 кГц.

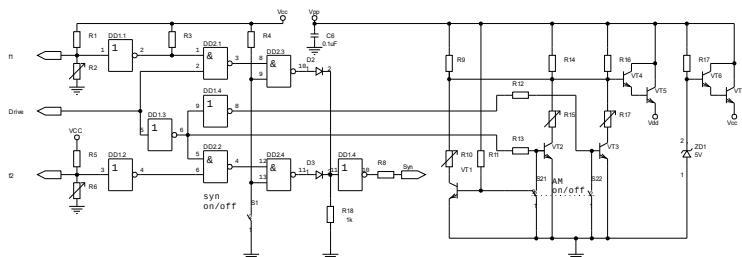


Рис.1.25. Пристрій подачі сигналу синхронізуючої частоти і синхронної змінної напруги живлення

Синусоїдальна напруга з частотою $f_1 = 790$ кГц подається на вхід « f_1 »; напруга з частотою $f_2 = 810$ кГц подається на вхід « f_2 ». Модуляція здійснюється сигналом з частотою $f_{mod} = 1$ кГц, що надходить на вхід «Drive». Сигнал синхронізації знімається з виходу інвертора DD1.4 і через опір, що розв'язує, R_8 і конденсатор C_4 надходить на затвор транзистора. При розрахунку генератора необхідно врахувати вплив кола синхронізації на контур, підключений до затвору. Це коло буде вносити деякий резистивний опір, що підключений паралельно затвору. Загальна резистивна складова паралельного еквівалента імпедансу, внесеного

ланкою праворуч від перерізу A , визначається паралельною комбінацією опору затвора R_A , подільника R_{DIV} і вихідним опором схеми синхронізації R_{SYN} (рис. 1.24):

$$R_A = \left(\frac{1}{R_{GATE}} + \frac{1}{R_{DIV}} + \frac{1}{R_{SYN}} \right)^{-1}, \quad (1.71)$$

де: $R_{GATE} = 1518$ Ом – резистивна складова паралельного еквівалента вхідного імпедансу затвора; R_{DIV} – опір подільника для змінного струму

$$R_{DIV} = \left(\frac{1}{R_{DIV1}} + \frac{1}{R_{DIV2}} \right)^{-1}; \quad (1.72)$$

R_{SYN} – опір, що вноситься схемою синхронізації. Сигнал синхронізації знімається з інвертора, вихід якого становить КМОН ключ, що періодично підключає опір R_8 до плюса живлення протягом першої половини періоду синхронізуючого сигналу і до нуля протягом другої половини.

Так як плюс живлення зашунтований великою ємністю, що представляє дуже малий імпеданс для змінного струму, то можна вважати, що опір R_8 завжди підключений на нуль для змінного струму і визначає вихідний опір схеми синхронізації: $R_{SYN} = R_8$. Реактивна складова імпедансу праворуч від перерізу A залишається незмінною і дорівнює вхідний реактивності паралельного еквівалента імпедансу затвора X_{GATE} . Повний паралельний еквівалент імпедансу праворуч від перетину A

$$R_A = \left(\frac{1}{R_{GATE}} + \frac{1}{R_{DIV}} + \frac{1}{R_{SYN}} \right)^{-1} = 439,49 \text{ Ом}, \quad X_A = -284,08 \text{ Ом}. \quad (1.73)$$

Використовуючи метод розрахунку [1, 35] для обраних параметрів і відповідного паралельного еквівалента імпедансу, отримуємо такі величини елементів: $C_1 = 3474 - 130 = 3344$ пФ – величина інтегруючої ємності без вихідної ємності транзистора, $L_2 = 26,94$ мкГн, $C_2 = 1920$ пФ, $C_{31} = 13,83$ нФ, $C_{32} = 18,83$ нФ, $L_3 = 54,72$ мкГн.

Моделювання синхронізації автогенератора класу Е. Для проведення моделювання складемо рівняння для всіх контурів, що входять до схеми генератора. Для запису суми струмів в вузлі застосуємо закон Кірхгофа для струмів в вузлі $\sum_k I_k = 0$, позитивними вважаються струми, що входять. Для запису суми напруг в контурі застосуємо закон Кірхгофа для напруг в контурі $\sum_k v_k = \sum_i E_i$, позитивним вважається напруга за годинниковою стрілкою. Невідомо 13 струмів:

$i_{L3}, i_{src}, i_{Xin}, i_{Rin}, i_s, i_{L2}, i_{C1}, i_{DD}, i_{Ck}, i_k, i_L, i_{C31}, i_{C32}$ (рис.1.74), тому необхідно скласти 13 лінійно незалежних рівнянь.

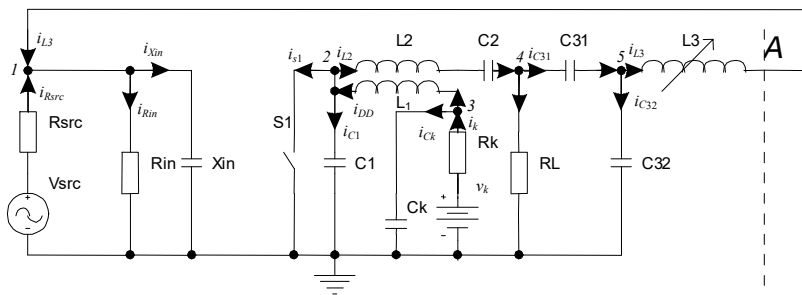


Рис. 1.26. Еквівалентна схема автогенератора

- 1) сума струмів для вузла 1

$$\frac{dv_{Cin}}{dt} C_{in} = i_{L3} + i_{src} - i_{Rin}, \quad (1.74)$$

- 2) сума струмів для вузла 2

$$\frac{dv_{C1}}{dt} C_1 = i_{RFC} - i_S - i_{L2}, \quad (1.75)$$

- 3) сума напруг для контуру $C_1-L_{RFC}-C_k$

$$\frac{di_{RFC}}{dt} L_{RFC} = -v_{C1} + v_{Ck}, \quad (1.76)$$

- 4) сума напруг для контуру $C_1-L_2-C_2-R_L$

$$\frac{di_{L2}}{dt} L_2 = v_{C1} - v_{C2} - (v_{C31} + v_{C32}), \quad (1.77)$$

- 5) струм через C_2

$$\frac{dv_{C2}}{dt} C_2 = i_{L2}, \quad (1.78)$$

- 6) для вузла 4

$$\frac{dv_{31}}{dt} C_{31} = i_{L2} - i_L, \quad (1.79)$$

- 7) для вузла 5

$$\frac{dv_{C32}}{dt} C_{32} = (i_{L2} - i_L) - i_{L3}, \quad (1.80)$$

- 8) для контуру $C_{32}-L_3-C_{in}$

$$\frac{di_{L3}}{dt} L_3 = v_{C32} - v_{Cin}, \quad (1.81)$$

- 9) для вузла 3

$$\frac{dv_{Ck}}{dt} C_k = i_{Rk} - i_{DD} , \quad (1.82)$$

10) струм через R_k

$$i_{Rk} = \frac{E_k - v_{Ck}}{R_k} - i_{DD} , \quad (1.83)$$

11) струм через навантаження

$$i_L = \frac{v_{C31} + v_{C32}}{R_L} , \quad (1.84)$$

12) струм через замкнений ключ з опором R_{on}

$$i_S = \frac{v_{C1}}{R_{ON}} , \quad (1.85)$$

13) струм через вхідний опір R_{in}

$$i_{Rin} = \frac{v_{Cin}}{R_{in}} , \quad (1.86)$$

Вирішуючи систему диференціальних рівнянь чисельно методом Рунге-Кутта, отримуємо часові залежності напруг і струмів. Як джерело FSK-сигналу використовується модель генератора, що виробляє напругу за законом

$$v_{SYN}(t, f) = \begin{cases} v(t, f) & tf_{mod} - \text{int}(tf_{mod}) \leq 0,5 \\ 0, & tf_{mod} - \text{int}(tf_{mod}) > 0,5 \end{cases} , \quad (1.87)$$

де $v(t, f)$ – функція, що задає прямокутний сигнал

$$v(t, f) = \begin{cases} V, & tf - \text{int}(tf) \leq 0,5 \\ 0, & tf - \text{int}(tf) > 0,5 \end{cases} , \quad (1.88)$$

V – амплітуда прямокутного сигналу; t – час; f – частота синхронізуючого сигналу; f_{mod} – частота моделюючого сигналу. Застосувавши до напруги перетворення Фур'є, отримуємо спектр вхідного сигналу (рис. 1.27) і на навантаженні (рис. 1.28) (показані спектри для частоти генератора 800 кГц, частоти модуляції 1 кГц і різниці частот f_1 і f_2 , яка дорівнює 20 кГц).

Експериментальне дослідження. За заданими вище параметрами і розрахованими величинами було зібрано генератори класу Е для різних частот. Отримані параметри і характеристики автогенераторів наведені в табл. 1.2.

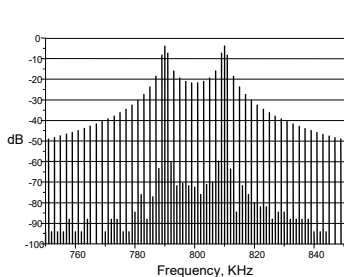


Рис. 1.27. Спектр FSK сигналу

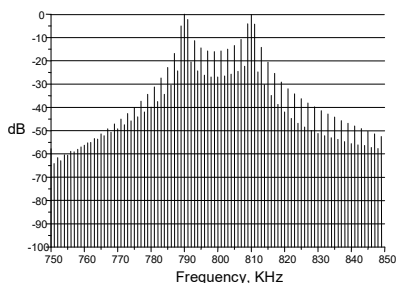


Рис. 1.28. Спектр вихідного FSK сигналу

При зміні частоти в синхронізованому автогенераторі виникає паразитна амплітудна модуляція внаслідок того, що підсилювачі і автогенератори класу Е в точці максимального ККД по частоті мають рівень вихідного сигналу, що знижується з частотою. Для компенсації цього зниження можна використовувати амплітудну модуляцію автогенератора, синхронну зі зміною частоти керуючого сигналу. Амплітудна модуляція підсилювачів класу Е можлива з високою лінійністю і зі збереженням високого ККД шляхом зміни колекторної (стокової) напруги транзистора [54]. Схема пристрою компенсації паразитного АМ показана на рис. 1.25.

Таблиця 1.2.

Розраховані та експериментальні параметри автогенератора класу Е

Параметр	Частота 0,8 МГц		Частота 1 МГц	
	Теорія	Експеримент	Теорія	Експеримент
V_{DD} (V)	4,5	4,5	5	5
L_1 (mH)	2,1	2,1	2,1	2,1
C_1 (nF)	3,344	2,69	2,284	1,96
L_2 (μH)	26,94	27,2	23,994	24
C_2 (nF)	1,920	2,00	1,366	1,40
C_{31} (nF)	13,83	13,3	8,56	8,14
C_{32} (nF)	18,83	21,1	19,98	22
L_3 (μH)	54,72	47,0	39,55	30
R_L	50	48	50	48
R_{d1} (kΩ)	120	120	200	211
R_{d2} (kΩ)	750	750	300	311
f (kHz)	800	800	1000	1000
P_{DD} (W)	1.11	1.59	1.18	1.16
P_o (W)	1	1.18	1	0.85
η (%)	90	74	85	73

Для генератора на 800 кГц експериментальний спектр вхідного (синхронізуючого) сигналу наведено на рис. 1.29. Спектр сигналу на навантаженні без придушення АМ наведено на рис. 1.30а, спектр сигналу на навантаженні з придушенням АМ наведено на рис. 1.30б.

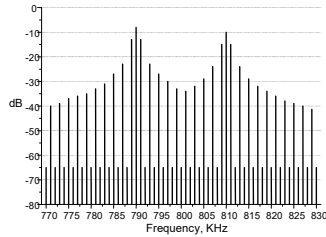


Рис. 1.29. Спектр експериментального синхронізуючого сигналу

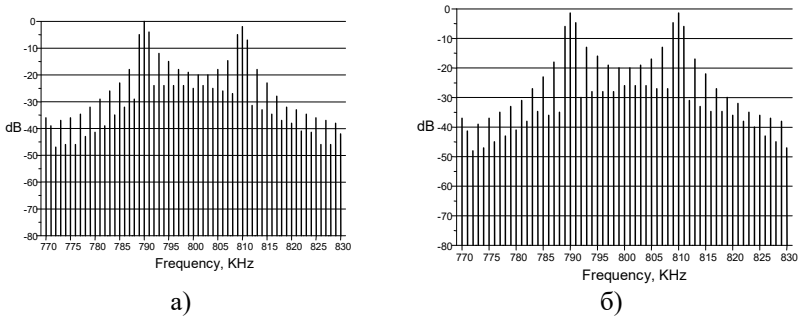


Рис. 1.30. Спектр сигналу на виході, без корекції (а) та з корекцією (б)

У порівнянні з синхронізуючим сигналом, на навантаженні більший рівень мають парні гармоніки частоти модуляції, максимальний рівень яких становить -24 дБ без АМ корекції, -26 дБ з корекцією в смузі синхронізації 800 ± 10 кГц. Це збільшення відбувається внаслідок поступової зміни частоти вихідного сигналу синхронізованого автогенератора, чисельне моделювання добре передбачає це явище.

Без корекції АМ рівень верхньої несучої частоти 810 kHz менше нижньої на 2 дБ. Очевидно, що введення амплітудної модуляції, синхронної зі зміною вхідної частоти дозволяє вирівняти спектральні складові несучих частот. При цьому усувається і паразитна АМ, що показана для генератора на 1 МГц при частоті модуляції 2 кГц. На рис.1.31 показаний фрагмент осцилограми напруги на навантаженні автогенератора на 1 МГц, термін встановлення частоти генератора становить 70 мкс, теоретичне значення 300 мкм. Термін встановлення визначається добро-

тністю вихідного кола Q (12,8) і добротністю кола зворотного зв'язку (визначається індуктивністю $L_3 - Q = 4,2$) на частоті 1 МГц. Така велика відмінність пояснюється не врахуванням в даному моделюванні активних опорів елементів схеми. Експериментальна частота модуляції змінювалася до 10 кГц, при цьому у вихідному сигналі зберігаються часові і спектральні співвідношення синхронізуючого сигналу.

Максимально можлива смуга синхронізації генератора на 800 кГц при амплітуді прямокутної напруги на вході (на затворі транзистора, рис. 1.23) 9 В, така напруга пов'язана з вхідними характеристиками використовуваного потужного транзистора і вимірюється при відключеному живленні автогенератора. Вихідна потужність без синхронізації 1,59 Вт і ККД 74%, з синхронізацією ККД склав 73%.

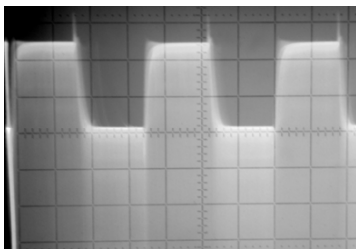
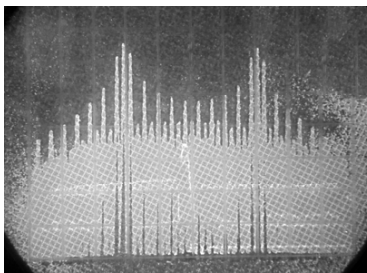
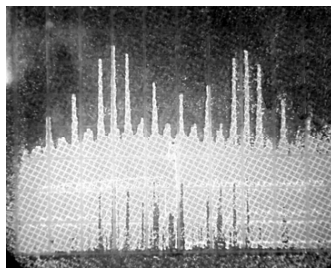


Рис. 1.31. Фрагмент осцилограми вихідної напруги при FSK

На рис. 1.32 наведено спектри вихідних сигналів, що отримані з використанням спектроаналізатора СК4-59 в автогенераторі на 1 МГц при частоті модуляції 1 кГц (рис. 1.32а) і 2 кГц (рис. 1.32б) при $f_1 = 990$ кГц і $f_2 = 1010$ кГц. Відмінність між теоретичним і експериментальним рівнем частотних складових склала 0,1 дБ для сусідніх бічних відносно нижньої частоти 990 кГц, за 0 дБ прийнято значення сигналу на частоті 990 кГц.



а



б

Рис. 1.32. Спектри FSK синхронізованого автогенератора

За представленою в [35, 48] методикою було розраховано, промодельовано, зібрано і досліджено генератор класу Е в режимі синхронізації частотно-маніпульованим (FSK) сигналом. На основі отриманих даних можна зробити висновок, що автогенератор класу Е може працювати в режимі синхронізації FSK сигналом, зберігаючи високий ККД при невисокому рівні бічних гармонік. В цілому, показано можливість використання автогенератора класу Е в якості підсилювача частотно-модульованого сигналу з високим ККД. Розглянутий пристрій може застосовуватися, наприклад, в системах обміну інформацією з радіочастотними мітками (RFID – radio frequency identification), з безконтактними картками та в біомедичних системах.

1.7. Визначення діапазону захоплення частоти зі застосуванням теорії редуції фази

В роботах [55, 56] розширено теорію синхронізації автогенераторів класу Е, розвинена теорія також може бути застосована до широкого класу явищ, таких як розрахунок стабільності і шумів в автогенераторах різної природи. Розглянемо зміст цих робіт. В останні роки потужні резонансні автогенератори класу D [57], класу Е [7, 11, 12, 23, 35, 58-63] і класу DE [20] широко використовуються в різних радіоелектронних системах. Ці потужні резонансні автогенератори генерують завдяки наявності зворотного зв'язку з виходу пристрою (передачі частини вихідної напруги). Автогенератори класу Е і класу DE можуть мати високу енергетичну ефективність на високих частотах завдяки виконанню умов класу Е – переключення при нульовій напрузі і при нульовій похідній напруги. Оскільки вони мають високий ККД, вони використовуються в якості електронних баластів [59, 60], перетворювачів постійного струму (dc-dc converters) [61, 62] і передавачів для систем бездротової передачі енергії [23, 63], в бездротових комунікаціях [12]. В цих цілях обмеження на похибку автогенератора по частоті вільної генерації зазвичай менше, ніж установка частоти внаслідок розкиду значень компонентів. Тому вимога точного встановлення частоти потрібна для застосувань, де важливим є фазовий шум і використання модуляції. Метод захоплення частоти при синхронізації [48, 49, 56, 64 - 80] є одним з рішень проблеми.

У синхронізованих автогенераторах класу Е [48, 56] ланка інжекції додається в схему автономного генератора для стабілізації частоти генерації. Коли напруга автогенераторного режиму генератора класу Е синхронізується з малим інжектованим сигналом, частота автогенератора може бути зафіксована частотою синхронізації. Діапазон захоплення

частоти для синхронізованого генератора дуже важливий при проектуванні генераторів [65, 66]. Це тому, що потужність, необхідна для захоплення частоти, має бути оцінена в процесі розробки генератора.

Аналітичні вирази для визначення діапазону захоплення частоти наведені в роботі [48] на базі рівнянь Адлера [49, 64 - 69]. З цих рівнянь може бути приблизно визначена смуга захоплення. Це розгляд, однак, дійсний тільки для інжектowanego синусоїдального сигналу. З точки зору практичного використання, корисно передбачати діапазон захоплення для різних форм синхронізуючих сигналів. В роботі [56] діапазон захоплення в автогенераторі класу Е був розрахований чисельно при різних формах інжектowanego сигналу. Також було показано, що діапазон захоплення залежить від форм сигналу, проте чисельні розрахунки діапазону захоплення вимагають високих витрат.

Теорія придушення фази (phase reduction theory (PRT)) [71 - 78] – це метод аналізу, розвинений у фізиці і використовуваний для вивчення явищ синхронізації. Представляючи динаміку автогенератора як функцію варіацій фази, діапазон синхронізації може бути легко і акуратно обчислений. Функція чутливості фази (phase sensitivity function (PSF)) представляє градієнт фази на граничному циклі автогенератора, яка дуже важлива для дослідження діапазону захоплення частоти в PRT. Діапазон захоплення може бути обчислений з інтеграла згортки PSF і функції інжектowanego сигналу. У попередніх роботах [71 - 78] PRT було застосовано до слабо пов'язаного автогенератора, такого як Stuart-Landau і van der Pol генераторів, які показали корисність PRT. Однак, PRT ніколи не була повністю використана в області силових електроніки. У цьому сенсі важливо показати, що PRT може бути застосована до потужних резонансних генераторів як в наведеному прикладі

Мета дослідження [55] – показати можливість передбачення діапазону захоплення частоти за допомогою PRT. На думку авторів [55], це перша стаття, яка пропонує систематизований процес проектування для визначення діапазону (смуги) захоплення частоти для резонансного автогенератора, цей процес був застосований для синхронізованого потужного резонансного автогенератора. Показано, що PRT є корисним для визначення смуги захоплення частоти в синхронізованому автогенераторі класу Е. Застосовуючи PRT, є можливим отримати діапазон захоплення для будь-якої форми синхронізуючого сигналу при малих обчислювальних витратах. Після моделювання та проведення експерименту отримано відповідність зі смугою захоплення, визначеної запропонованим методом, чим продемонстровано придатність і ефективність методу визначення смуги захоплення на основі теорії редукції фази PRT.

1.7.1. Синхронізований автогенератор класу E

Було досліджено автогенератор, аналогічний схемі 1.5, рис. 1.33а, еквівалентну схему якого наведено на рис. 1.33б. Даний автогенератор [55, 56] аналогічний розглянутим раніше за конструкцією і принципом роботи, відмінності полягають в методі розрахунку і експериментальному дослідженні режиму синхронізації, що уточнюють опис фізичних процесів і розширюють області застосування даних пристроїв.

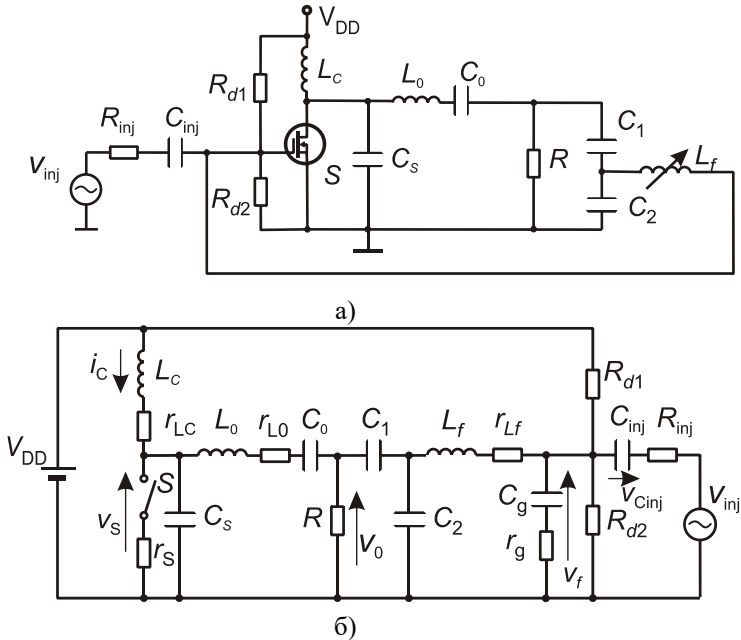


Рис. 1.33. а) синхронізований автогенератор класу E,
б) еквівалентна схема

1.7.2. Теорія редукції фази для синхронізованого автогенератора PRT [24 - 31] – це аналітичний метод фізики для дослідження явищ синхронізації. Визначаючи динаміку автогенератора як функцію від зміни фази, можна легко і акуратно отримати діапазон захоплення частоти при синхронізації.

А. Функція фази

Вже згадана незбурена динамічна система може бути виражена як

$$\frac{d\mathbf{x}(\theta)}{d\theta} = \mathbf{F}(\mathbf{x}(\theta)), \quad (1.89)$$

де $\theta = \omega t = 2\pi f_{free} \in \mathbb{R}$ і $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ позначає кутовий час при частоті вільної генерації та вектор змінних стану, відповідно. У даній роботі [55] для спрощення

$$\mathbf{F} : \mathbb{R} \times \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n(\mathbf{x}(\theta)) \rightarrow \mathbf{F}(\mathbf{x}(\theta)) \quad (1.90)$$

є періодичною функцією з періодом 2π

$$\mathbf{F}(\mathbf{x}(\theta + 2\pi)) = \mathbf{F}(\mathbf{x}(\theta)), \quad (1.91)$$

в припущенні, що (1.89) має рішення $\mathbf{x}(\theta) = \phi(\theta)$, і що це рішення має граничний цикл, як показано на рис. 1.34а. Для динамічної системи фазова змінна визначається як

$$\phi(\phi) = \theta, \quad (1.92)$$

де ϕ має період 2π . Похідна ϕ має вигляд

$$\frac{d\phi}{d\theta} = \frac{\partial \phi}{\partial \mathbf{x}} \cdot \frac{d\mathbf{x}}{d\theta} = \frac{\partial \phi}{\partial \mathbf{x}} \cdot \mathbf{F}(\mathbf{x}(\theta)) = 1. \quad (1.93)$$

Збурена динамічна система (1.89) виражається як

$$\frac{d\mathbf{x}(\theta)}{d\theta} = \mathbf{F}(\mathbf{x}(\theta)) + \mathbf{G}(\Theta), \quad (1.94)$$

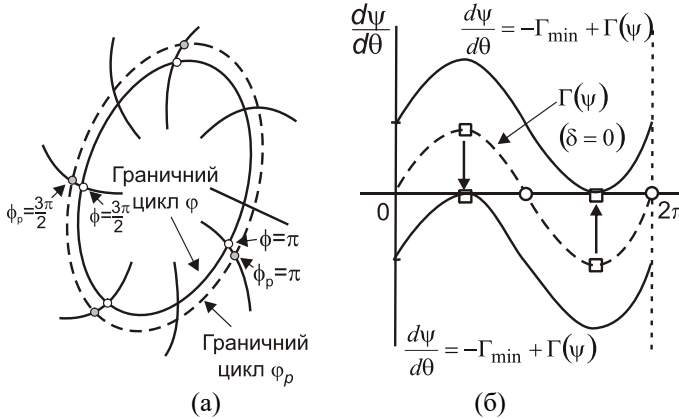


Рис. 1.34. Приклади динаміки автогенератора, а) граничний цикл, б) залежність $d\psi/d\theta$ від ψ

де $\mathbf{G}(\Theta)$ представляє пікову пертурбацію (збурення), яку в даній роботі представляє інжектований сигнал, $\Theta = \Omega t$ – кутовий (безрозмірний) час збурення з кутовою частотою $\Omega = 2\pi f_{inj}$. Це також передбачає, що (1.94) має рішення $\mathbf{x}(\theta) = \phi_p(\theta)$. Збурення веде траєкторію від гранич-

ного циклу ϕ . Однак, траєкторія ϕ_p тільки злегка відхиляється від оригінальної траєкторії ϕ , оскільки інжектований сигнал малий, якщо граничний цикл ϕ_p є стабільним. Тому ми можемо визначити фазу ϕ_p на ϕ_p в околиці ϕ , як показано на рис. 1.34а.

З (1.93) і (1.94) фазова динаміка збуреної динамічної системи може бути записана як

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_p}{d\theta} &= \frac{\partial\phi_p}{\partial\mathbf{x}} \bigg|_{\mathbf{x}=\phi_p(\phi_p)} \cdot \frac{d\phi_p}{d\theta} = \frac{\partial\phi_p}{\partial\mathbf{x}} \bigg|_{\mathbf{x}=\phi_p(\phi_p)} \cdot (\mathbf{F}(\mathbf{x}(\theta)) + \mathbf{G}(\Theta)) = \\ &= 1 + \frac{\partial\phi_p}{\partial\mathbf{x}} \bigg|_{\mathbf{x}=\phi_p(\phi_p)} \cdot \mathbf{G}(\Theta) \end{aligned} \quad (1.95)$$

Коли збурення малі, відхилення ϕ_p від стабільної траєкторії ϕ також малі. Тому, $\partial\phi_p/\partial\mathbf{x}$, яка входить в праву частину (1.95), може бути апроксимована як

$$\frac{\partial\phi_p}{\partial\mathbf{x}} \bigg|_{\mathbf{x}=\phi_p(\phi_p)} \approx \frac{\partial\phi}{\partial\mathbf{x}} \bigg|_{\mathbf{x}=\phi(\phi)} = \mathbf{Z}(\phi). \quad (1.96)$$

$\mathbf{Z}(\phi)$ відомо як функція фазової чутливості (phase sensitivity function (PSF)). Підставляючи (1.96) в (1.95), можемо отримати фазову функцію збуреної динамічної системи у вигляді

$$\frac{d\phi_p}{dx} \approx 1 + \mathbf{Z}(\phi) \cdot \mathbf{G}(\phi). \quad (1.97)$$

В. Усереднення за часом для спрощення

Різниця фаз між збуреним граничним циклом і зовнішньою силою це

$$\psi = \phi_p - \Theta. \quad (1.98)$$

Усуваючи ϕ_p з (1.97) і (1.98), отримаємо

$$\frac{d\psi}{d\theta} \approx 1 - \frac{d\Theta}{d\theta} + \mathbf{Z}(\psi + \Theta) \cdot \mathbf{G}(\Theta) = 1 - \frac{\Omega}{\omega} + \mathbf{Z}(\psi + \Theta) \cdot \mathbf{G}(\Theta). \quad (1.99)$$

Оскільки $\Omega/\omega \approx 1$ і $\mathbf{G}(\Theta) \ll 1$, варіації ψ значно повільніші, ніж Θ . Тому ψ вважається постійною протягом періоду динамічної системи і (1.99) може бути спрощено усередненням Θ

$$\frac{d\psi}{d\theta} = 1 - \frac{\Omega}{\omega} + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \mathbf{Z}(\psi + \Theta) \cdot \mathbf{G}(\Theta) d\Theta = 1 - \frac{\Omega}{\omega} + \Gamma(\psi). \quad (1.100)$$

С. Смуга захоплення

Коли $d\psi/d\theta = 0$, оригінальний (звичайний) автогенератор синхронізований слабким зовнішнім (прикладеним) сигналом. На рис. 1.346 показано $d\psi/d\theta$ як функцію ψ . Якщо є хоча б одне рішення $d\psi/d\theta = 0$ для ψ , різниця фаз фіксується для стаціонарного стану. $\Gamma(\psi)$ – періодична функція ψ , оскільки $\mathbf{Z}$ і $\mathbf{G}$ є функціями з періодом 2π . Як показано на рис. 1.346 $d\psi/d\theta$ має хоча б одне рішення для ψ , якщо $1 - \Omega/\omega$ знаходиться в діапазоні

$$-\Gamma_{\max} \leq 1 - \frac{\Omega}{\omega} \leq -\Gamma_{\min}, \quad (1.101)$$

де $\Gamma_{\min}$ і $\Gamma_{\max}$ – мінімальний і максимальний рівень. З (1.101) діапазон частот, в якому спостерігається захоплення частоти, визначається як

$$\Gamma_{\min} + 1 \leq \frac{\Omega}{\omega} \leq \Gamma_{\max} + 1. \quad (1.102)$$

$\Gamma(\psi)$ може бути отримана обчисленням інтеграла згортки між PSF і функції інжектованого сигналу як дано в (1.100). Тому смуга частот захоплення в синхронізованому автогенераторі може бути визначена завдяки функції $\mathbf{G}$, зокрема з форми сигналу інжекції, після отримання PSF.

1.7.3. Розрахунок синхронізованого автогенератора класу Е

А. Припущення

І для режиму вільних коливань, і для режиму синхронізації необхідно записати рівняння для кола автогенератора класу Е відповідно з (1.94). Рівняння кола засновані на наступних припущеннях.

А) МОН польовий транзистор використовується як ключ S , який має два ключових періоду, з нескінченним опором і з опором у відкритому стані r_S .

Б) У МОН транзистора враховується ємність і еквівалентний послідовний опір між затвором і витоком, C_g , і r_g , відповідно.

В) МОН транзистор IRF530 використовувався в даній схемі як ключовий елемент. У табл. 1.3 наведені параметри IRF530. Напруга відсічення V_{th} , r_S і максимальна напруга між затвором і стоком V_{fFET} взяті з технічних даних. C_g і r_g виміряні за допомогою HP 16047A на частоті 1 МГц.

Г) В індуктивностях L_C , L_0 , і L_f враховуються послідовні еквівалентні опори r_{L_C} , r_{L_0} і r_{L_f} , відповідно.

Д) В шунтуючу ємність C_S входить вихідна ємність транзистора.

Е) Всі пасивні елементи є лінійними.

Ж) МОН транзистор включається (замикається) при $\theta = 0$ і виключається при $\theta = \pi$ в режимі вільних коливань.

В. Рівняння схеми

З еквівалентної схеми на рис. 1.33б записуються наведені нижче рівняння (1.103).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{R}{V_{DD}} \frac{di_C}{d\theta} = \frac{R}{\omega L_C} \left(1 - \frac{v_S}{V_{DD}} - \frac{r_{L_C} i_C}{V_{DD}} \right) \\ \frac{1}{V_{DD}} \frac{dv_S}{d\theta} = \frac{1}{\omega C_S V_{DD}} \left(i_C - \frac{v_S}{R_S} - i \right) \\ \frac{1}{V_{DD}} \frac{dv}{d\theta} = \frac{i}{\omega C_0 V_{DD}} \\ \frac{1}{V_{DD}} \frac{di}{d\theta} = \frac{R}{\omega L_0 V_{DD}} (v_S - v - v_1 - v_2 - r_{L_0} i) \\ \frac{1}{V_{DD}} \frac{dv_1}{d\theta} = \frac{1}{\omega C_1 V_{DD}} \left(i - \frac{v_1 + v_2}{R} \right) \\ \frac{1}{V_{DD}} \frac{dv_2}{d\theta} = \frac{1}{\omega C_2 V_{DD}} \left(i - \frac{v_1 + v_2}{R} - i_f \right) \\ \frac{r_g}{V_{DD}} \frac{di_f}{d\theta} = \frac{r_g}{\omega L_f V_{DD}} (v_2 - v_f - r_{L_f} i_f) \\ \frac{1}{V_{DD}} \frac{dv_g}{d\theta} = \left(\omega C_g r_g \left(\frac{1}{r_g} + \frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{R_{d2}} + \frac{1}{R_{inj}} \right) \right)^{-1} \times \\ \times \left\{ \frac{i_f}{V_{DD}} + \frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{R_{inj}} \frac{v_{inj} - v_{C_{inj}}}{V_{DD}} - \frac{v_g}{V_{DD}} \left(\frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{R_{d2}} + \frac{1}{R_{inj}} \right) \right\} \\ \frac{1}{V_{DD}} \frac{dv_{C_{inj}}}{d\theta} = \frac{v_{inj} - v_{C_{inj}} - v_f}{\omega C_g r_g V_{DD}} \\ v_f = v_g + \omega C_g r_g \frac{dv_g}{d\theta} \end{array} \right. \quad (1.103)$$

Таблиця 1.3

Параметри моделі транзистора IRF530, використаної при розрахунку

Напруга відсічення V_{th}	3 В
Опір у відкритому стані r_S	0,16 Ом
Еквівалентна послідовна ємність C_g	1,78 нФ
Еквівалентний послідовний опір r_g	2,17 Ом
Максимальна напруга затвор-витік V_{fFET}	20 В

В (1.103) R_S – еквівалентний опір ключа. У відповідності з припущеннями А) і Ж)

$$R_S = \begin{cases} r_S & \text{for } (V_{th} - v_f) \leq 0 \\ \infty & \text{for } (V_{th} - v_f) > 0 \end{cases} \quad (1.104)$$

Також $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^9$ і $\mathbf{G} \in \mathbf{R}^9$ визначаються як

$$\mathbf{x}(\theta) = \frac{1}{V_{DD}} [Ri_C(\theta), v_S(\theta), v(\theta), Ri(\theta), v_1(\theta), v_2(\theta), r_{gif}(\theta), v_g(\theta), v_{Cinj}(\theta)]^T \quad (1.105)$$

і

$$\mathbf{G}(\Theta) = \frac{v_{inj}}{V_{DD}} [0, 0, 0, 0, 0, 0, g_1, g_2, g_3]^T, \quad (1.106)$$

де

$$g_1 = -\frac{r_g}{\omega L_f R_{inj} \left(\frac{1}{r_g} + \frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{R_{d2}} + \frac{1}{R_{inj}} \right)}, \quad (1.107)$$

$$g_2 = -\frac{1}{\omega C_g r_g R_{inj} \left(\frac{1}{r_g} + \frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{R_{d2}} + \frac{1}{R_{inj}} \right)}, \quad (1.108)$$

$$g_3 = \frac{1}{\omega C_{inj} R_{inj}} \left[1 - \frac{1}{R_{inj} \left(\frac{1}{r_g} + \frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{R_{d2}} + \frac{1}{R_{inj}} \right)} \right]. \quad (1.109)$$

Використовуючи $\mathbf{x}$ і $\mathbf{G}$, (1.103) визначається як

$$\frac{dx(\theta)}{d\theta} = F(x(\theta)) + G(\Theta), \quad (1.110)$$

що співвідноситься з (1.94).

В роботі [55] форми напруг отримані чисельним рішенням системи диференціальних рівнянь методом Рунге-Кутта четвертого порядку.

С. Виготовлений автогенератор класу Е

Робоча частота автогенератора 1 МГц, напруга живлення 12 В, навантажена добротність $Q = \omega L_0 / R = 5$, опір навантаження $R = 25$ Ом, напруга на опорі навантаження 9 В. Інші параметри наведені в табл. 1.4. Експериментальні форми сигналів відповідають формам класу Е.

1.7.4. Зміни смуги частот в стані захоплення частоти

Розглянемо діапазон захоплення частоти при синхронізації на основі PRT.

А. Визначення функції імпульсної чутливості і області лінійного відгуку

Для визначення смуги захоплення необхідно знайти раніше введено функцію фазової чутливості PSF, оскільки $\Gamma(\psi)$ знаходиться з інтеграла згортки PSF і інжектованого сигналу. PSF може бути знайдена як відгук фази на імпульс [65, 67, 68, 70, 75]. У запропонованому методі визначення смуги захоплення PSF розраховується чисельно.

Це передбачає, що режим вільних коливань є сталим, оскільки фаза в (1.94) визначена як стаціонарний режим. Імпульсна збурююча напруга може бути інжектована в будь-якій фазі на одному періоді коливань. На рис. 1.35 показаний приклад траєкторії, коли імпульсне збурення було інжектоване в момент $\phi = \phi_i$. Після інжекції імпульсу форма коливання повертається до стаціонарного стану через перехідний процес. Однак фазовий зсув $\Delta\phi$ залишається, як показано на рис. 1.35. Зокрема, фазовий зсув $\Delta\phi$ виражається як функція фази інжекції імпульсу ϕ_i . Ця функція також відома як функція імпульсної чутливості (impulse sensitivity function (ISF)) [65, 67, 68, 70, 75]. Функція ISF очевидно еквівалентна PSF, оскільки PSF представляє градієнт фази на граничному циклі автогенератора $\partial\phi/\partial x$. Коли ISF визначається чисельно, ширина інжектованого імпульсу w_p і висота h_p важливі, оскільки зсув фази залежить від фази імпульсу збурення ϕ_i на додаток до форми імпульсу. Якщо імпульс вузький і низький, зсув фази є пропорційним площі імпульсу. Область, де $\Delta\phi$ пропорційна h_p/V_{DD} , визначається як область лінійного відгуку (linear response region (LRR)). Коли ISF визначається в

цій області, вона однозначно встановлюється шляхом нормування зсуву фаз на площу імпульсу.

Таблиця 1.4

Параметри схеми автогенератора класу Е

	Розрахунок	Вимірювання	Відхилення
L_C	199 мкГн	214 мкГн	7,5 %
L_0	19,9 мкГн	19,9 мкГн	-0,2%
L_f	16,5 мкГн	16,5 мкГн	-0,36%
C_S	1,5 нФ	1,46 нФ	-2,5%
C_0	1,75 нФ	1,73 нФ	-0,68%
C_1	1,8 нФ	1,79 нФ	-0,83%
C_2	17,3 нФ	17,4 нФ	-0,38%
R	25,0 Ом	25.0 Ом	-0,090%
R_{d1}	750 кОм	752 кОм	0,20%
R_{d2}	250 кОм	249 кОм	-0,21%
r_{Lc}	-	0,0100 Ом	-
r_{L0}	-	0,503 Ом	-
r_{Lf}	-	0.400 Ом	-
R_{inj}	2 кОм	1,98 кОм	-0,80%
C_{inj}	0,100 мкФ	0,101 мкФ	1,4%
f_{free}	1 МГц	1,0077 МГц	0,77%
V_{DD}	12,0 В	12,0 В	0,0%
V_0	9,0 В	8,8 В	-2,2%
I_C	0,277 А	0,278 А	0,36%

В даній роботі $\Gamma(\psi)$ обчислюється з

$$\Gamma(\psi) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} Z_0(\psi + \Theta) \frac{v_{inj}(\Theta)}{V_{DD}} d\Theta, \quad (1.111)$$

де $Z_0(\psi_i)$ – це ISF.

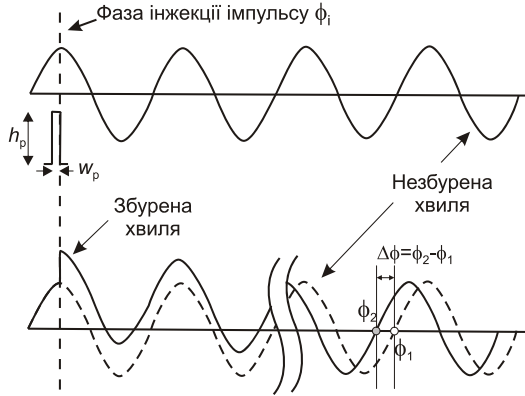


Рис. 1.35. Зсув фази при імпульсному збуренні в момент ϕ_i

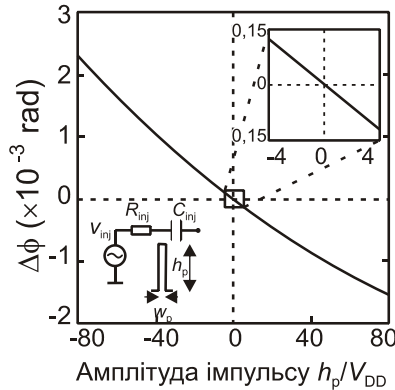


Рис. 1.36. Зсув фаз $\Delta\phi$ для досліджуваного синхронізованого автогенератора класу E при $\phi_i = 0$

В. Чисельне отримання ISF

На рис. 1.36 показаний $\Delta\phi$ як функція від амплітуди імпульсу для $\phi_i = 0$ і $w = 0.002 \cdot 2\pi$. Зокрема, напруга, що інжектуюється v_{inj}/V_{DD}

$$\frac{v_{inj}}{V_{DD}} = \begin{cases} h_p/V_{DD}, & \text{for } \phi_i \leq \theta \leq w_p \\ 0, & \text{for other} \end{cases} \quad (1.112)$$

Імпульс було інжектовано в момент замикання ключа $\phi_i = \theta = 0$, і фазовий зсув після перехідного процесу в 5000 періодів було представ-

лено на графіку. Це підтверджує, що 5000 періодів є достатньо, щоб автогенератор встановився в стаціонарний стан. Це представлено на розширеній області на рис. 1.36, видно, що зсув фаз змінюється лінійно від висоти імпульсу. З цього рисунку імпульсний сигнал, який має $h_p/V_{DD} = 0.833$ зокрема, $h_p = 10$ і $w_p = 0.002 \cdot 2\pi$, використовувався для отримання ISF.

На рис. 1.37 представлена ISF для досліджуваного автогенератора класу E. ISF визначена як зсув фаз при прикладанні одиничного імпульсу в залежності від фази інжектованого імпульсу. Гарантовано, що зсув фаз є пропорційним площі імпульсу, оскільки він знаходиться в лінійній області (LRR), як показано на рис. 1.36. Тому ISF отримується з

$$Z_0(\phi_i) = \frac{\Delta\phi}{\frac{h_p}{V_{DD}} \cdot w_p} \quad (1.113)$$

З рис. 1.37 видно, що точка неоднорідності (розриву) спостерігається при $\phi_i = \pi$ в момент вимикання транзистора, оскільки тут спостерігається стрибок струму через ключ в момент комутації, як впливає з умов роботи в класі E. По контрасту Z_0 при $\phi_i = 2\pi$ в момент включення транзистора залишається безперервним, як показано на рис. 1.37. Це тому, що виконуються умови класу E – переключення при нульовій напрузі (ПНН) і при нульовій похідній – (ПНП). Внаслідок виконання цих умов і форми, струму і форми напруги є безперервними при $\theta = 2\pi$.

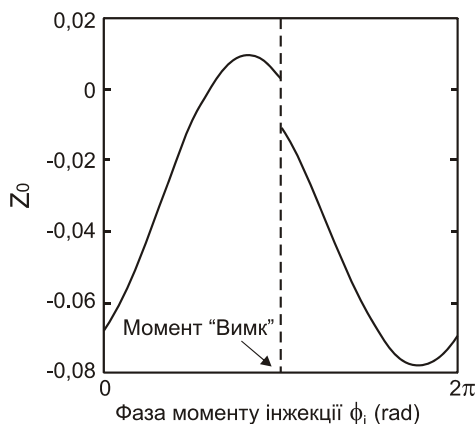


Рис. 1.37. Функція імпульсної чутливості (ISF) для розробленого автогенератора класу E

С. Смуга захоплення в досліджуваному автогенераторі

В роботі передбачена смуга захоплення для трьох типів сигналів, інжектованих в автогенератор класу Е: синусоїдального, прямокутного і трикутного. Сигнали описувалися як

1. синусоїдальний

$$\frac{v_{inj}}{V_{DD}} = \frac{V_S}{V_{DD}} \sin \Theta \quad (1.114)$$

2. прямокутний

$$\frac{v_{inj}}{V_{DD}} = \begin{cases} \frac{V_r}{V_{DD}}, & \text{for } 0 \leq \Theta \leq \pi \\ 0 & \text{for } \pi \leq \Theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (1.115)$$

3. трикутний

$$\frac{v_{inj}}{V_{DD}} = \begin{cases} \frac{2V_t}{\pi V_{DD}} \Theta, & \text{for } 0 \leq \Theta \leq \frac{\pi}{2} \\ \frac{V_t}{V_{DD}} - \frac{2V_t}{\pi V_{DD}} \left(\Theta - \frac{\pi}{2} \right) & \text{for } \frac{\pi}{2} \leq \Theta \leq \frac{3\pi}{2} \\ -\frac{V_t}{V_{DD}} + \frac{2V_t}{\pi V_{DD}} \left(\Theta - \frac{3\pi}{2} \right) & \text{for } \frac{3\pi}{2} \leq \Theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (1.116)$$

де V_S , V_r , V_t – пікові напруги кожного сигналу.

$\Gamma(\psi)$ може бути отримано чисельно за допомогою інтеграла згортки (Дюамеля) від ISF, показаної на рис. 1.37 і інжектованого сигналу. Для чисельних розрахунків використовувалося розкладання ISF в ряд Фур'є до 50 членів ряду для обчислення інтеграла згортки з інжектованим сигналом, це забезпечує акуратне наближення.

На рис. 1.38 показана смуга захоплення розглянутого автогенератора класу Е для кожного виду інжектованого сигналу. Як показано в (1.111), $\Gamma(\psi)$ змінюється лінійно по інжектованому сигналу. Тому, теоретична смуга захоплення зростає пропорційно амплітуді інжектованої напруги. Чисельні результати на рис. 1.38 отримані за розрахунковим алгоритмом [56]. Теоретичні значення смуг захоплення узгоджуються з результатами експерименту, рис. 1.38. Оскільки (1.112) і (1.113) нормовані на частоту вільних коливань, можна стверджувати, що відносна смуга частот не залежить від робочої частоти автогенератора.

На рис. 1.38а також показана смуга захоплення, що розраховано аналітично [48] на основі рівнянь Адлера [49]. Можна переконатися, що запропонований метод дає більш акуратні значення смуги захоплення, ніж аналітичний метод [48]. У порівнянні з аналітичними методами [48, 79, 80], чисельний метод, представлений в даній роботі, має такі перева-

ги: 1) Коли рівняння кола записані, смуга захоплення може бути оцінена більш простими розрахунками, отриманими в даній роботі. Зокрема, запропонований метод може бути адаптований до багатьох практичних схем автогенераторів. На додаток, точне значення смуги захоплення може бути отримано при детальному описі схеми. 2) Смуга захоплення для будь-яких форм інжектованого сигналу може бути ефективно отримана, оскільки ISF не залежить від виду сигналу синхронізації.

На рис. 1.39 показані вихідна потужність і ККД як функції частоти при інжекції синусоїдального синхронізуючого сигналу $V_s/V_{DD} = 0.25$ ($V_s = 3.0$ В). Для отримання чисельних результатів на рис. 1.39 були враховані еквівалентні послідовні опори (ESR) індуктивностей, дані в табл. 1.4. На цьому рисунку показано ККД перетворення енергії більше 93%, який може бути збережений в діапазоні синхронізації частоти. Обчислені і виміряні форми сигналів в ключовому режимі відповідають класу Е. Рисунки [55] також свідчать, що умови класу Е ПНН і НП задовольняються і в чисельних, і експериментальних формах сигналів. Також частота генерації відповідає частоті синхронізуючого сигналу (захоплення частоти).

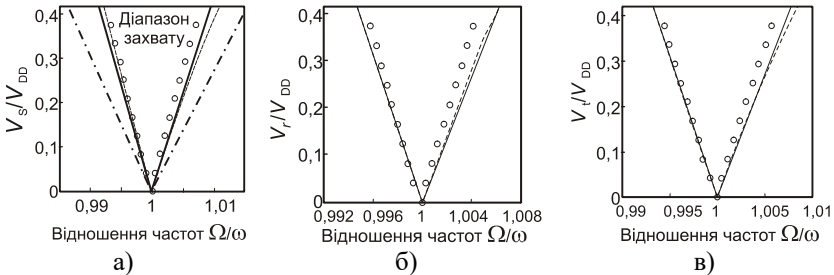


Рис.1.38. Діапазони захоплення частоти в синхронізованому автогенераторі класу Е: суцільна лінія – розраховані за теорією редукції фази; штрихова лінія – чисельний розрахунок; штрихпунктирна лінія – аналітичний розрахунок [48]; кружки – експеримент. А) синусоїдальний сигнал, б) прямокутний сигнал, в) трикутний сигнал

В [55] представлено метод чисельного отримання діапазону захоплення частоти в синхронізованому автогенераторі класу Е з використанням методу редукції фази. Стає можливим отримати діапазон захоплення частоти для будь-якої форми інжектованого сигналу з малими обчислювальними витратами. Передбачені діапазони захоплення частоти з використанням запропонованого метода чисельно задовольняють значенням, отриманим шляхом моделювання і в експерименті, що підтверджує придатність даного методу.

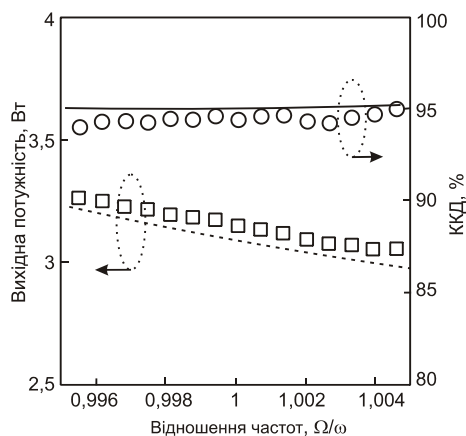


Рис. 1.39. Експериментальні та розраховані залежності вихідної потужності і ККД для синусоїдального синхронізуючого сигналу при $V_s/V_{DD} = 0,250$

Висновки до розділу 1. Автогенератори класу E ВЧ діапазону мають високий ККД і можуть синхронізуватися слабким зовнішнім сигналом різної форми.

НВЧ автогенератори класу Е

Існує багато різних конструкцій автогенераторів НВЧ з підвищеним ККД, які працюють у різних системах у якості гетеродинів, генераторів, які управляються напругою, елементів систем передачі енергії, інтегрованих систем генератор-антена і таке інше [82-84]. Серед них гідне місце займають автогенератори класу Е, для яких продовжується розвиток теорії режимів роботи та удосконалення методів розрахунку. Деякі з таких автогенераторів будуть розглянуті далі.

2.1. Особливості побудови автогенераторів класу Е на НВЧ

Автогенератори класу Е, як і підсилювачі у мікрохвильовому діапазоні (який для простоти будемо називати НВЧ, хоч по міжнародній класифікації діапазонів частот¹ фактично розглядаються діапазони УВЧ, НВЧ і КВЧ) мають свої особливості, які можна розділити на особливості конструювання та особливості режиму роботи.

Особливості конструювання пов'язані з використанням кіл з розподіленими параметрами, значним впливом паразитних параметрів активних приладів та пасивних компонентів, а також складністю зі спостереженням форм струмів та напруг, що спонукає використовувати непрямі методи визначення наявності реалізації режимів класу Е [1, 85]. Не полегшує задачу перехід на інтегральну технологію виготовлення автогенераторів, оскільки з одного боку мікромініатюризація дозволяє використовувати у діапазоні НВЧ зосереджені ємності та індуктивності, але з іншого ці елементи мають меншу добротність та вимірювати їх параметри стає складніше. Використання все більш досконалих програмних комплексів для моделювання пасивних та активних схем, розвиток

¹ Український радянський енциклопедичний словник. У 3-х т. Т. 3. — 2-ге вид. — Київ, 1987.

вимірювальної техніки дозволяють продвигти пристрої класу Е у діапазон НВЧ з використанням як гібридної, так і аналогової інтегральної технології, у тому числі з використанням КМОН технологічних процесів [1, 24, 86]. Далі буде розглянуто деякі приклади виконання автогенераторів класу Е у вигляді інтегральних мікросхем.

Особливості роботи пристроїв класу Е у НВЧ діапазоні пов'язані з рядом факторів: для роботи високоефективних підсилювачів та автогенераторів (не тільки класу Е) необхідно управління спектральним складом гармонік струму та напруги стоку (колектору) транзистора, але в НВЧ діапазоні це дуже важко зробити для гармонік з великими номерами (фактично складні проблеми починаються з третьої гармоніки); з підвищенням частоти вхідного сигналу зростають затримки розповсюдження в активному приладі, тому стає складно отримати потрібні форми струму; з ростом робочої частоти потрібно зменшувати ємності транзистору, що приводить до зростання опору транзистора у відкритому стані, і починаючи з якогось моменту становиться неможливо казати про реалізацію режиму класу Е у строгому значенні цього терміну [87, 88], крім того, цей опір обмежує ККД підсилювача і відповідно і автогенератора. Така зміна режимів роботи активних пристроїв не приводить до скрути у частині переносу досвіду розробки автогенераторів класу Е у діапазоні ВЧ в НВЧ діапазон. Літературні джерела свідчать, що отримання переваг класу Е в НВЧ діапазоні можливо при відповідному розвитку теорії та методів розрахунку режиму класу Е.

Аналіз та розробка пристроїв НВЧ, які працюють у класі Е, потребує використання як класичної теорії електричних кіл, так і електродинамічного аналізу пасивних структур, аналізу у спектральній області (метод гармонічного балансу), теорії нелінійних динамічних систем, статистичної теорії.

2.2. Приклади побудови автогенераторів класу Е на НВЧ

Після того, як було розроблено НВЧ підсилювач класу Е [89], на основі такого підсилювачу було побудовано автогенератор зі зворотним зв'язком (ЗЗ) з використанням лінії передачі на частоті 5 ГГц [9].

Для розрахунку було обрано схему автогенератору зі зворотним зв'язком, де використовується підсилювач класу Е. Розрахунок автогенератору було проведено на основі роботи [90] з використанням програми моделювання лінійних кіл. Довжина кола ЗЗ була підібрана так, щоб коливання збуджувалися на частоті 5,0 ГГц, величина коефіцієнту зв'язку бала оптимізована для отримання коректного значення точці компресії. Використовувався спрямований відгалужувач на мікросмуж-

кових лініях з несиметричними плечима для отримання сигналу зворотного зв'язку (рис. 2.1).

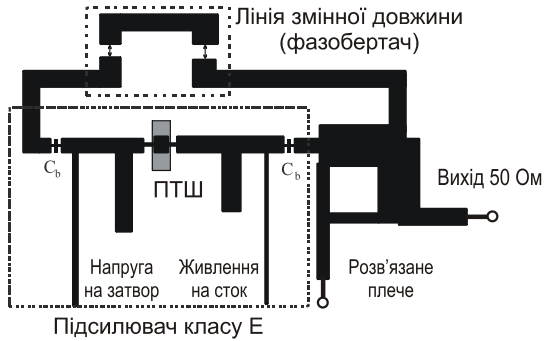


Рис. 2.1. Мікросмужковий генератор

Підсилювач класу Е (рис. 2.1) використовує ПТШ Fujitsu FLK052. Узгодження по входу підсилювача розраховувалось за даними вимірювання S_{11} у режимі насичення. Для роботи підсилювача в режимі класу Е вихідна ланка повинна мати вхідний імпеданс на основній частоті

$$Z_{net} = \frac{0,28015}{\omega_S C_S} e^{j49,0524^\circ}, \quad (2.1)$$

де ω_S – основна частота, яка дорівнює 5 ГГц, C_S – вихідна ємність транзисторного ключа, яка має рівень 0,4 пФ.

Кільцева функція C подібна функції, яка описує підсилення при замкнутій петлі 33 [90], що використовується для моделювання та виражається як

$$C = \frac{S_{11}S'_{11} + S_{21}S'_{12} - (S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21})(S'_{11}S'_{22} - S'_{12}S'_{21})}{1 - S_{22}S'_{22} - S_{12}S'_{21}}, \quad (2.2)$$

де S_{ij} – малосигнальні S-параметри транзистора, який використано у підсилювачі класу Е, S'_{ij} – S-параметри кола 33. Коливання відбуваються, якщо фаза кільцевої функції перетинає лінію нуля градусів при модулі амплітуди більшим ніж одиниця. ПТШ насичується в точці, де $|C|$ точно рівняється одиниці. Стан насичення розраховується по зменшенню величини S_{21} . Як показано в [91] це є прийнятна апроксимація роботи ПТШ у режимі великого сигналу для низьких значень рівня насичення.

В підсилювачі класу Е очікується максимальний рівень ККД по доданій потужності при роботі з приблизно 4 дБ компресією [9]. Коефі-

цієнт зв'язку підбирається при моделюванні таким чином, щоб 4 дБ компресія зменшувала рівень $|C|$ до одиниці на частоті 5,0 ГГц. Довжина лінії 33 підбирається такою, щоб зробити кут $\angle C$ рівним нулю на частоті 5 ГГц. Оскільки моделювання засновано на мало сигнальних S-параметрах, довжину лінії 33 у експерименті потрібно коректувати.

Після виготовлення автогенератора довжину лінії 33 змінювали, щоб отримати генерацію на частоті 5,0 ГГц. Перший розрахунок призначався для значень коефіцієнта зв'язку вихідної потужності (виходу транзистору) і кола зворотного зв'язку -5,7 дБ, та -1,4 дБ з навантаженням. Потужність генератору 210 мВт при 43% ККД, при цьому компресія була забагато високою. В [9] відмічено, що зavelикий коефіцієнт зв'язку передбачено при моделюванні внаслідок ігнорування впливу ефектів великого сигналу на вхідний та вихідний імпеданси транзистора. Нелінійне моделювання показало, що у випадку, коли $|S_{21}|$ внаслідок компресії зменшується на 25%, $|S_{11}|$ зменшується на 33%. Наступний зразок генератора було розраховано і виготовлено зі зменшеним коефіцієнтом зв'язку для того, щоб підвищити вихідну потужність та ККД. Експериментальні результати наведені у наступному пункті.

Розрахована кільцева функція в автогенераторі без урахування насичення представлена на рис. 2.2. Показано частотний діапазон, де виконуються умови генерації.

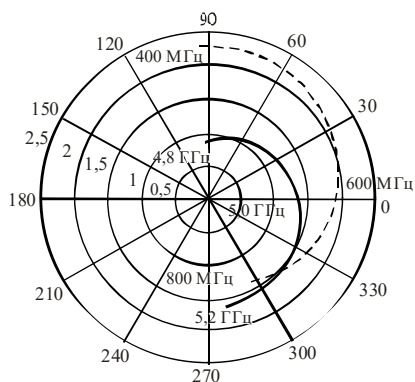


Рис. 2.2. Розрахована кругова функція для генератору в режимі без насичення. Суцільною лінією показано генерацію поблизу частоти 5,0 ГГц, штриховою – поблизу частоти 600 МГц

Це моделювання свідчить про наявність генерації на низькій частоті поблизу 600 МГц, і з компресією більше, ніж прогнозована на частоті 5 ГГц. Більший рівень компресії підтверджується експериментально по вищому рівню гармонік, які продукуються в цьому режимі. Ця генерація на низькій частоті пригнічувалася в схемі шляхом зменшення величини ємності C_b (рис. 2.1). Частота генерації за результатами вимірювань (5 ГГц) відрізнялась від результатів моделювання на 3%.

Експериментальні результати. На рис. 2.3 показано вимірювану вихідну потужність і ККД перетворення в автогенераторі в залежності від струму стоку для трьох різних значень V_{DS} . Криві на графіку презентують діапазон, у якому генерація залишається стабільною. Залежності свідчать про зменшення ККД при рості струму стоку, оскільки вихідна потужність залишається постійною, тому не вигідно збільшувати струм стоку вище деякого рівня.

Максимальний ККД 59% при $V_{DS} = 8,5$ В і 300 мВт вихідній потужності. Максимальна вихідна потужність 600 мВт при $V_{DS} = 9,5$ В і 48 % ККД. Частота генерації змінюється менш ніж на 1% у всьому діапазоні зміни напруги живлення автогенератора.

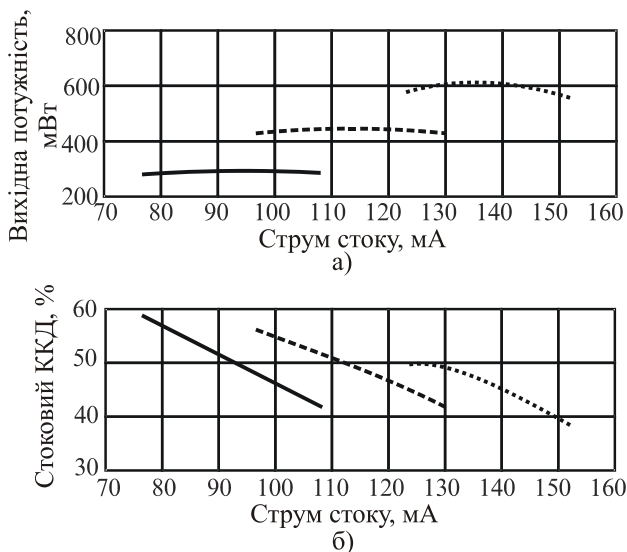


Рис. 2.3. Вихідна потужність і стоковий ККД в залежності від струму стоку при $V_{DS} = 6,5$ В (—), $V_{DS} = 8$ В (-----) і $V_{DS} = 9,5$ В (.....)

В роботі [9] (табл. 2.1) також порівнюються підсилювач класу Е та автогенератор при однаковій напрузі живлення. Якщо знехтувати втратами, очікувана вихідна потужність автогенератору – це потужність, яку віддає підсилювач. Очікуваний ККД дорівнюється ККД по доданий потужності при тій же напрузі живлення. Як видно з табл. 2.1, ККД менше ідеального значення.

Таблиця 2.1

Порівняння підсилювача і автогенератора класу Е

	V_{DS} , В	I_{DS} , мА	Потужність, дБм	ККД, %
Підсилювач	8	93	27,8	72
Підсилювач автогенератора	8	93	27,3	72
Автогенератор у режимі генерації	8	96	26,7	56

Частина відмінностей пояснюється втратами в системі, але більшість трапляється внаслідок роботи генератору у режимі сильного нащипнення (при великому рівні вхідного сигналу). Це може бути відкоректоване при розрахунку, якщо будуть відомі точні параметри ПТШ в режимі великого сигналу. Про режим роботи генератора у класі Е свідчить те, що на частоті другої гармоніки вихідна потужність -6 дБ від несучої і на третій -27 дБ від несучої.

Максимальний ККД перетворення 59 % було виміряно при вихідній потужності 300 мВт. Квазілінійний метод розрахунку виявився досить точним для розрахунку частоти генерації, але нелінійний аналіз є необхідним для проектування генератору на максимальний ККД. Так як коло зворотного зв'язку складається тільки з мікросмужкової лінії, генератор має достатньо високий рівень шуму – приблизно -70 дБн/Гц при розстройці від несучої 100 кГц. Для поліпшення цього показника у коло зворотного зв'язку може бути доданий високочастотний резонатор [9].

2.3. Автогенератор класу Е НВЧ діапазону на МСЛ

Сучасні темпи розвитку бездротових систем зв'язку висувають вимоги до підвищення ефективності пристроїв і блоків, що використовуються, як з боку енергоспоживання, так і з інформаційних характеристик. Існує потреба у високоефективних та малогабаритних джерелах мікрохвильової потужності. Одним з таких джерел можуть бути транзисторні автогенератори класу Е. Розглянемо НВЧ автогенератор класу Е [92, 93].

На НВЧ клас Е відрізняється від інших подібних високоефективних класів (F , F^{-1}) простотою реалізації та більш широким діапазоном робочих частот при збереженні високого значення ККД. Ще однією перевагою використання класу Е в автогенераторі є фільтрація вищих гармонік у вихідній ланці, що узгоджує, це дозволяє уникнути збудження на гармоніках, не використовуючи при цьому додаткових фільтруючих елементів у колі ЗЗ. Отже, можна передбачити, що у випадку охоплення широкосмугового підсилювача класу Е нерезонансним колом ЗЗ буде реалізовано автогенератор класу Е з високим рівнем ККД та можливістю плавної зміни частоти в широкому інтервалі частот при зміні елемента управління.

Використання ліній з електромагнітним зв'язком в колі ЗЗ дозволить реалізувати постійний модуль коефіцієнта передачі ЗЗ, який буде незалежний від частоти, що буде сприяти широкому діапазону змінення частоти. Також таке рішення дозволяє усунути гальванічний зв'язок вхідної та вихідної узгоджуючи ланок, в порівнянні з відгалужувачем зі шлейфами [9].

В роботах [92, 93] проведено розробку, моделювання та експериментальне дослідження характеристик потужного НВЧ автогенератора класу Е на мікросмужкових лініях (МСЛ) і зі зв'язаними МСЛ (ЗМСЛ) у колі зворотного зв'язку.

Структура автогенератора класу Е. Блок-схема запропонованого автогенератора класу Е зображена на рис. 2.4.

Вхідна ланка призначена для реалізації комплексного узгодження вхідного імпедансу транзистора на першій гармоніці Z_G з хвильовим опором лінії зворотного зв'язку Z_0 і являє собою комбінацію відрізка лінії зі шлейфом, який замкнено на землю через ємність (в експериментальному макеті з метою зміни частоти використовувався змінний конденсатор).

Для реалізації класу Е, як відомо з [1, 94], на кристалі транзистора повинно бути реалізовано імпеданс на основній частоті (перша гармоніка) та вищих гармоніках виду:

$$Z_{LI} = \begin{cases} 0,28015 e^{j49,0524^\circ}, & \text{для } f_0, \\ \omega \cdot C_{out} & \\ \rightarrow j\infty, & \text{для } nf_0, n \in [2, N] \end{cases}, \quad (2.3)$$

де C_{out} – вихідна ємність кристала транзистора; N – кількість гармонік, що враховуються, зазвичай не перевищує трьох [9, 94, 95].

У схемі автогенератора використовується вихідна узгоджувальна ланка, яка являє собою комбінацію розімкнених шлейфів з відрізками ліній, вона детально досліджена у роботі [95]. Параметри її елементів,

зображені на рис. 2.4, розраховуються наступним чином: використовуючи $\lambda/4$ розімкнені шлейфи на частотах двох вищих гармонік, знаходять місце їх підключення згідно співвідношенням, наведеним в [95], які в свою чергу є наслідком умов (2.3) для гармонік. З використанням третього шлейфу реалізують трансформацію опору навантаження Z_H в навантажувальний імпеданс транзистору, який задовольняє умові (2.3) на основній частоті.

Такий спосіб реалізації умов класу Е є типовим для НВЧ у випадку урахування двох вищих гармонік [9, 94, 95].

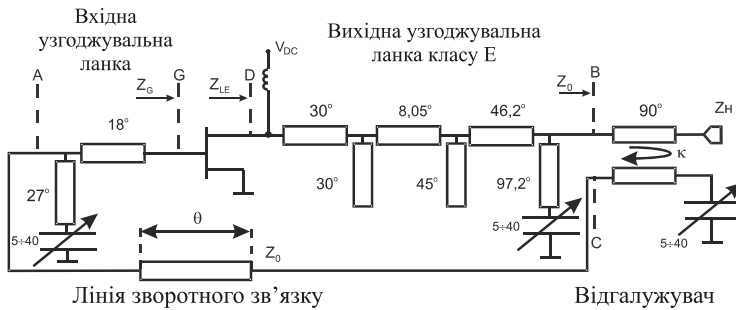


Рис. 2.4. Схема автогенератора класу Е

При виготовленні пристроїв класу Е на НВЧ складно оцінити величину вихідної ємності транзистору C_{out} , так як вона є сумою ємності кристалу та нелінійної ємності каналу під затвором транзистора, яка утворюється за рахунок накоплення заряду під ним. Це приводить до необхідності експериментального налаштування вихідної узгоджувальної ланки [95].

З (2.3) витікає, що величина C_{out} впливає тільки на модуль потрібного навантажувального імпедансу для класу Е, в той час яка його аргумент зберігає постійне значення $-49,0524^\circ$. Тому, якщо в експериментальному макеті реалізувати можливість зміни навантажувального імпедансу з використанням додаткового елемента налаштування, так, щоб при зміні модуля імпедансу його аргумент залишався приблизно однаковим, то це дозволить проводити налаштування вихідної узгоджувальної ланки на умови класу Е без будь яких значних змін параметрів елементів.

Для цього у експериментальному макеті автогенератора третій шлейф, як і у входній ланці, з'єднувався з землею через ємність, яка настроювалася. Його довжина розраховувалась так, щоб навантажувальний імпеданс транзистору задовольняв умовам (2.3) при різних значен-

нях ємності налаштування (рис. 2.5). Таким чином, вихідна узгоджувальна ланка забезпечувала зміну навантажувального імпедансу у межах, які потребуються для класу Е, таким чином дозволяючи провести налаштування автогенератора під вихідну ємність транзистора.

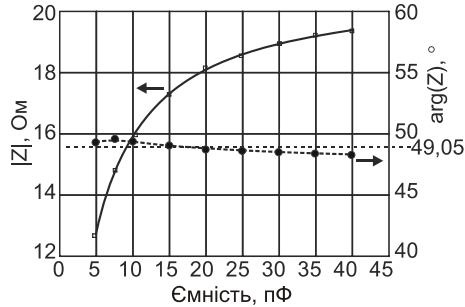


Рис. 2.5. Модуль і фаза вхідного імпедансу вихідної ланки

Умови балансу амплітуд в автогенераторі класу Е. Зворотний зв'язок автогенератора побудований з використанням зв'язаних мікросмужкових ліній (ЗМСЛ), які розміщено після вихідної узгоджувальної ланки класу Е (переріз В на блок-схемі автогенератора класу Е на ПТШ, рис. 2.4). При цьому відгалужена частина потужності з перерізу В (P_B) в переріз С (P_C) визначається співвідношенням [97]:

$$P_C = k^2 \cdot P_B, \quad (2.4)$$

де k – коефіцієнт зв'язку по напрузі, визначений у випадку $\lambda/4$ ЗМСЛ як:

$$k = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}}, \quad (2.5)$$

де Z_{oe} , Z_{oo} – хвильові опори для парних та непарних хвиль.

Відгалужена потужність P_C передається у вхідну узгоджувальну ланку транзистора за допомогою МСЛ з електричною довжиною θ . Не враховуючи втрати, а також при умові повного узгодження вхідного імпедансу транзистору Z_G з опором лінії $3Z_0$, очевидно, що

$$P_C = P_G = P_{in|classE}, \quad (2.6)$$

де P_G – вхідна потужність транзистора, $P_{in|classE}$ – необхідна вхідна потужність у класі Е для вибраного транзистора, яка оцінюється виразом [97]:

$$P_{in|classE} = \frac{V_{pinch-off}}{4} \frac{\omega^2 R_g (C_{gs} + C_{gd})}{1 + [\omega R_g (C_{gs} + C_{gd})]^2} [2V_{pinc-off} (C_{gs} + C_{gd}) + 3,562V_{DC} C_{gd}], \quad (2.7)$$

де $V_{pinch-off}$ – напруга відсічення транзистора, C_{gs} – вхідна ємність транзистора, C_{gd} – прохідна ємність транзистора, R_g – опір виводу затвора (рис. 2.4).

Величину потужності P_B можна оцінити для ідеального класу Е, оскільки вона є вихідною потужністю, на яку очікуємо, і визначається співвідношенням [1, 6]:

$$P_B = P_{out|classE} = 0,5768 \frac{V_{DC}^2}{R_{LI}} \eta, \quad (2.8)$$

де V_{DC} – напруга живлення, η – очікуваний стоковий КПД, що оцінюється за [1, 6, 43].

Коефіцієнт зв'язку ЗМСЛ з (2.4) з урахуванням (2.6)-(2.8):

$$k^2 = \frac{P_C}{P_B} = 1,7337 \frac{P_{in|classE} \cdot R_{LI}}{\eta \cdot V_{DC}^2}. \quad (2.9)$$

У випадку узгодження потрібно, щоб виконувалась рівність:

$$\sqrt{Z_{oe} \cdot Z_{oo}} = Z_H, \quad (2.10)$$

а також з (2.5) та (2.9) слідує, що:

$$\left(\frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \right)^2 = 1,7337 \frac{P_{in|classE} \cdot R_{LI}}{\eta \cdot V_{DC}^2}, \quad (2.11)$$

де R_{LI} – зі співвідношення для класу Е рівно [1]: $R_{LI} = \frac{0,28015}{\omega C_{out}}$.

З системи рівнянь (2.10), (2.11) з урахуванням того, що $P_{in|classE}$ визначається вираженням (2.7), знаходять потрібні значення Z_{oe} , Z_{oo} , з яких однозначно слідує геометричні параметри $\lambda/4$ СМПЛ.

Умова балансу фаз в автогенераторі класу Е. Для виконання умов генерації на робочій частоті набіг фази для замкнутого кола автогенератора повинен бути рівним:

$$\varphi_{AG} + \varphi_{GD} + \varphi_{DB} + \varphi_{BC} + \theta = 2\pi n,$$

де φ_{AG} – фазовий зсув, який створюється вхідною узгоджувальною ланкою, φ_{GD} – транзистором, φ_{DB} – вихідною узгоджувальною лан-

кою, φ_{BC} – спрямованим відгалужувачем, θ – електрична довжина лінії зворотного зв'язку, n – будь-яке ціле число.

Звідси електрична довжина лінії зворотного зв'язку повинна дорівнювати:

$$\theta = 2\pi n - (\varphi_{AG} + \varphi_{GD} + \varphi_{DB} + \varphi_{BC}). \quad (2.12)$$

Визначивши набіг фази на всіх ділянках автогенератора на заданій частоті, по (2.12) розрахуємо потрібну довжину лінії зворотного зв'язку.

Набіг фази на транзисторі. Еквівалентну схему вхідної і вихідної ланок транзистора в класі Е можна представити у вигляді (рис. 2.6). Кола G-GI і D-DI є додатковими колами корпусу транзистора, які трансформують імпеданси, з боку затвору і стоку. Ділянка GI-DI – кристал транзистора, який в ідеальному випадку можна моделювати як ключ, який управляється напругою. Для ідеального класу Е зсув фази на ключі (ділянка GI – DI) φ_{GDI} рівний 164° [7, 35]. Тоді, визначивши зсув фази на ділянці G-GI (φ_{GGI}) і D-DI (φ_{DID}), загальний зсув фази на транзисторі буде дорівнювати:

$$\varphi_{GD} = 164^\circ + \varphi_{GGI} + \varphi_{DID}. \quad (2.13)$$

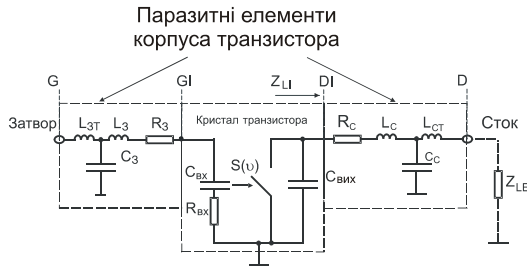


Рис. 2.6. Еквівалентна схема ПТШ

Зсув фази на чотириполюснику φ визначається як [35, 96]:

$$\varphi = \arctg \left[\frac{\text{Im}(Z_L)}{\text{Re}(Z_L)} \right] - \arctg \left[\frac{\text{Im}(Z_{IN})}{\text{Re}(Z_{IN})} \right],$$

де Z_L, Z_{IN} – імпеданс навантаження і вхідний імпеданс чотириполюсника.

Якщо знехтувати впливом ємності C_{pg} , то зсув фази на ділянці G-GI визначається як:

$$\begin{aligned}\varphi_{GGI} &= \arctg \left[\frac{\text{Im}(Z_{GI})}{\text{Re}(Z_{GI})} \right] - \arctg \left[\frac{\text{Im}(Z_G)}{\text{Re}(Z_G)} \right] = \\ &= \arctg \left[\frac{\omega(L_{gt} + L_g) - (\omega C_{in})^{-1}}{R_g + R_I} \right] - \arctg \left[\frac{1}{\omega C_{in} R_I} \right].\end{aligned}\quad (2.14)$$

Аналогічно для кола стоку:

$$\varphi_{DDI} = \arctg \left[\frac{\text{Im}(Z_{DI})}{\text{Re}(Z_{DI})} \right] - \arctg \left[\frac{\text{Im}(Z_{in})}{\text{Re}(Z_{in})} \right]. \quad (2.15)$$

Враховуючи, що в класі Е [94]:

$$Z_{DI} = Z_T = \frac{0,28015}{\omega \cdot C_{out}} e^{j49,0524^\circ},$$

а Z_{in} , нехтуючи впливом ємності C_{pd} , рівне

$$Z_{in} = Z_{DI} - [R_d + j\omega(L_{dt} + L_d)],$$

то (2.15) перепишеться у вигляді:

$$\varphi_{DDI} = 49,0524^\circ - \arctg \left[\frac{0,212 - \omega^2 C_{out}(L_d + L_{dt})}{0,184 - \omega C_{out} R_d} \right]. \quad (2.16)$$

Тоді загальний зсув фази на транзисторі з урахуванням (2.13), (2.14) і (2.16) буде визначатися вираженням:

$$\begin{aligned}\varphi_{GD} &= 245,0524^\circ + \arctg \left[\frac{\omega(L_{gt} + L_g) - (\omega C_{in})^{-1}}{R_g + R_I} \right] - \arctg \left[\frac{1}{\omega C_{in} R_I} \right] - \\ &- \arctg \left[\frac{0,212 - \omega^2 C_{out}(L_d + L_{dt})}{0,184 - \omega C_{out} R_d} \right]\end{aligned}\quad (2.17)$$

Таким чином, якщо знаємо зсув фази на вхідній і вихідній узгоджувальних ланках, а також визначив зсув фази на транзисторі в класі Е, з (2.12) знаходимо потрібне значення електричної довжини лінії зворотного зв'язку, яке задовольняє умові балансу фаз.

Експериментальний макет автогенератора було виготовлено і досліджено з додатковими змінними конденсаторами, призначення яких описувалося вище (рис. 2.7). В першу чергу за допомогою ємності у вихідній узгоджувальній ланці наструювався режим класу Е на частоті 800 МГц, її значення склало 39 пФ (при моделюванні 20 пФ, що пояснюється резонансними якостями конденсатора, що було використано). Ємність, підключена до зв'язаних мікросмужкових ліній, підбиралась за оптимальним коефіцієнтом зв'язку на робочій частоті, що впливало на величину вихідної потужності, її величина склала 20 пФ, аналогічно

моделюванню. За допомогою змінної ємності в узгоджувальній ланці вдалося змінювати частоту генерації в межах 10% від центральної частоти. На рис. 2.8 зображені експериментальні залежності ККД і вихідної потужності від частоти автогенератора. Видно, що вони виглядають аналогічно типовому випадку класу Е, як то максимум ККД знаходиться вище по частоті від максимуму вихідної потужності. Цей факт підтверджує реалізацію класу Е в експериментальному автогенераторі.

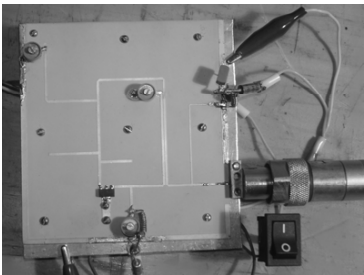


Рис. 2.7. Макет автогенератора

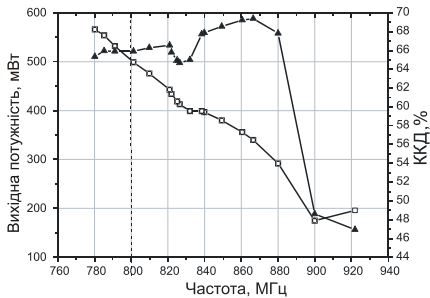


Рис. 2.8. Вихідна потужність і ККД від частоти

При зміні частоти автогенератора для контролю дотримання режиму класу Е вимірювався зсув фаз на транзисторі. В оптимальному режимі зсув фаз на ньому склав 220° (використовувався фазометр ФК2-12), що відповідає моделюванню і теорії (табл. 2.2) в межах похибки вимірювань.

Таблиця 2.2

Зсув фаз на ділянках схеми автогенератора

	Теорія	Моделювання	Експеримент
φ_{GGI}	19,8°	18,8°	-//-
φ_{GIDI}	164°	164,6°	-//-
φ_{DID}	23,4°	23,7°	-//-
φ_{GD}	207,2	206,9	220

Зміна частоти генерації зі зміною напруги живлення (що супроводжується зміною вхідної потужності згідно (2.4), (2.6), (2.8)) пояснюється впливом нелінійних ефектів у активному елементі, які змінюють загальний зсув фази на транзисторі, одним з цих ефектів є амплітудно-фазова конверсія (АФК) [98], а другим – зміна середнього значення нелі-

нійних ємностей транзистора. Останній ефект переважає при напругах більше 2,5 В.

На рис. 2.9 зображено рівень другої гармоніки на виході експериментального макету автогенератора в залежності від робочої частоти. Мінімум другої гармоніки відповідає робочій частоті 800 МГц, що підтверджує правильність настроювання вихідної узгоджувальної ланки на частоті другої гармоніки та реалізацію класу Е в автогенераторі [92, 93].

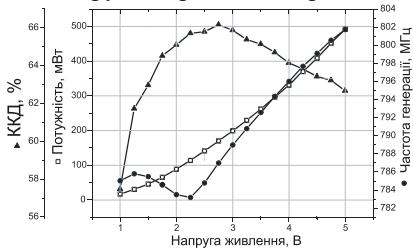


Рис. 2.9. Залежність характеристик автогенератора від напруги живлення

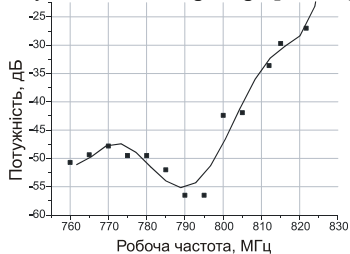


Рис. 2.10. Відносний рівень другої гармоніки від частоти

Теоретично вивчено, виготовлено і експериментально досліджено автогенератор класу Е на частоту 800 МГц на ПТШ CLY5. Вивчено характеристики автогенератора, які показали можливість його роботи з 10 % зміною частоти зі збереженням високого ККД. Отримано добра відповідність теорії з експериментом. Досліджено залежність частоти генерації від напруги живлення, яка пояснюється сумісним впливом АФК і залежністю нелінійних елементів від напруги живлення в автогенераторі класу Е.

2.4. Інтегральні генератори класу Е

В роботі [12] розглянуто автогенератор класу Е в інтегральному виконанні. Хоч багато параметрів пристрою не задовольняє умовам та режиму класу Е, застосування принципів роботи класу Е дозволи створити одну з перших ІС з підвищеним ККД.

Для портативного телекомунікаційного обладнання необхідно мінімізувати споживання енергії. Це супроводжується зниженням напруги живлення. ВЧ частина приймача складатиметься з малошумлячого підсилювача (МШП), змішувача і гетеродина. МШП, які працюють у С-

діапазоні² можуть працювати з напругою живлення менш ніж 1,5 В [99]. Однак мало публікацій присвячено автогенераторам з малою напругою живлення. Взагалі то ККД АГ зменшується зі зниженням напруги живлення, тому багато розробок використовують відносно високу напругу живлення [8, 9, 100]. Найменша напруга складає 2 В [101]. ККД 61% отримано при використанні ІС на транзисторах 0,25 мкм GaAs НЕМТ технологічного процесу при робочій частоті 1,6 ГГц. В [12] була спроектована мікросхема з розмірами $1 \times 1 \text{ мм}^2$ та напругою живлення від 1,8 до 0,9 В.

Вихідна ланка класу Е та коло живлення. На рис. 2.11 представлена еквівалентна схема вихідного кола автогенератора класу Е. R_{eff} – ефективний навантажувальний опір, в даному випадку він дорівнює сумі опору навантаження (оскільки немає трансформатора опорів) і паразитного опору котушки індуктивності, V_{eff} – ефективна напруга постійного струму, яка визначається через напругу насичення, падіння напруги на колі живлення і омичні втрати в польовому транзисторі. L_{eff} – це індуктивність класу Е L_x , яка складається з індуктивності вихідного дровового з'єднання кристалу з друкованою платою L_{bond} ($L_{eff} = L_x + L_{bond}$). Потрібний у класі Е струм може бути приблизно вирахований як [40]:

$$I_{DC} \approx \frac{2V_{eff}}{g^2 R_{eff}}, \quad (2.18)$$

де $g = 1,862$ [40]. Ємність для класу Е C_S може бути оцінена по наступному співвідношенню [40]

$$C_S \approx \frac{2}{g^2 \omega_{osc} R_{eff} \pi} \quad (2.19)$$

тут ω_{osc} – частота генерації. Потрібна індуктивність L_x може бути приблизно вирахована (L_{eff} [40])

$$L_x \approx L_{eff} - L_{bond} \approx \frac{1,153 R_{eff}}{\omega_{osc}} - L_{bond}. \quad (2.20)$$

Зворотний зв'язок. Щоб зробити підсилювальний елемент нестійким, використовується зворотний зв'язок, який створюється еле-

² За визначенням IEEE, це діапазон від 4 до 8 ГГц (довжина хвиль від 7,5 до 3,75 см), для супутникового зв'язку цей діапазон «зсунутий вниз» – деє між 3,4 і 7 ГГц.

ментом 33, тут у його якості виступає ємність в колі витоку польового транзистора. Результатом дії зворотного зв'язку стає негативний опір на затворі транзистора. На рис. 2.12 показана еквівалентна схема транзистора з представленою ємністю зворотного зв'язку C_f . C_{gs} – ємність затвор-витік, і g_m – це крутизна ПТ. Вхідний імпеданс Z_i на затворі може бути обраховано з використанням еквівалентної схеми рис. 2.14

$$Z_i = -\frac{g_m}{\omega_{osc}^2 C_f C_{gs}} - j \frac{C_f + C_{gs}}{C_f C_{gs} \omega_{osc}}. \quad (2.21)$$

Звідси можливо визначити ємність зворотного зв'язку, яку необхідно мати для отримання негативного опору $\text{Re}(Z_i)$

$$C_a \approx -\frac{g_m}{\omega_{osc}^2 C_{gs} \text{Re}(Z_i)}. \quad (2.22)$$

Менше значення C_f підвищує позитивний 33 і створює генерацію у більшому діапазоні частот, але зменшує ККД. Представляє інтерес оптимальний вибір діапазону.

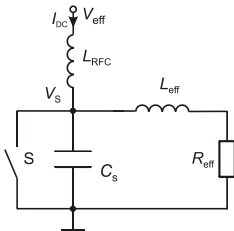


Рис. 2.11. Еквівалентна схема вихідного кола класу Е

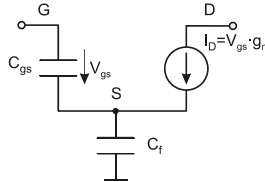


Рис. 2.12. Еквівалентна схема ПТ з ємністю зворотного зв'язку

Резонатор. Для встановлення частоти генерації використовується LC коливальний контур (резонатор), який складається з індуктивності L_r і варактору з ємністю C_{var} . C_i є мнимою частиною результуючого реактивного імпедансу $\text{Im}(Z_i)$ в перерізі затвору ПТ з урахуванням кола 33 в витоку. Частота генерації може бути отримана з співвідношення

$$\omega_{osc} \approx \frac{1}{\sqrt{L_r (C_{var}^{-1} + C_i^{-1})^{-1}}}, \quad (2.23)$$

де

$$C_i = \frac{1}{\omega_{osc} \operatorname{Im}(Z_i)} = \frac{C_{gs} C_f}{C_{gs} + C_f}. \quad (2.24)$$

Проектування схеми. Схема генератора, який управляється напругою (ГУН), показана на рис. 2.14. Для мінімізації розмірів кристалу було використано відносно малу індуктивність дроселю в колі живлення і не використовувалася додаткова фільтрація гармонік у вихідному сигналі. ПТ працює в режимі автоматичного зміщення на затворі з однополярним живленням. Для створення негативної напруги затвор-витік, необхідної для роботи в точці зміщення для класу Е, витік з'єднано з загальним проводом через індуктивність і опір R_{bias} . LC коливальний контур в колі затвору складається з індуктивності L_r з добротністю 20 на частоті 4 ГГц і варакторного діода. Частота генерації контролюється напругою $V_{varactor}$. В якості варактора використовується структура ПТ, в якій затвор з'єднано з землею, тому напруга на варактор подається позитивна. Вихідна ємність ПТ використовується як ємність, що шунтує, класу Е. Негативний опір $\operatorname{Re}(Z_i)$ значенням -200 Ом було обрано для отримання генерації у всьому робочому діапазоні.

При напрузі живлення 1,8 В центральна частота була 4,4 ГГц і діапазон перестройки 150 МГц. При напрузі живлення 0,9 В – центральна частота 3,6 ГГц при зміні частоти 80 МГц. Вихідна потужність 6,5 дБм, ККД 43% при 1,8 В, і 1,1 дБм, ККД 36% при 0,9 В.

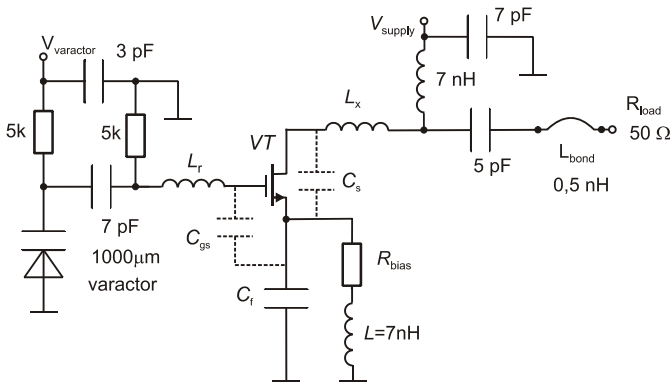


Рис. 2.13. Схема генератора класу Е, який управляється напругою

2.5. Підсилювачі класу Е в режимі регенеративного підсилення

В роботі [102] достатньо повно розглянуто роботу підсилювача класу Е в режимі регенеративного підсилення, коли позитивний зворотний зв'язок підвищує коефіцієнт підсилення, але ще не створює автоколивання.

Вимоги до бездротовим комунікаціям зросли в останні роки. Підсилювачі потужності (ПП) – це критичні компоненти ВЧ приймачів/передавачів для створення необхідного рівня вихідної потужності в антені [103]. Так як ПП споживає значну потужність постійного струму, ККД пристрою є дуже значним параметром. Високоефективні ПП необхідні для бездротових систем, для яких існує обмеження на ємність батарей. В загальному випадку, ПП можуть бути класифіковані як ПП з генераторами струму і ключові ПП у відповідності з поведінкою їх активних елементів [104]. Підсилювачі з генератором струму, в яких вихідний струм контролюється вхідним сигналом – класи А, АВ, В, і С. Ключові класи – D, Е, і F, в яких прибор працює як ключ для управління формами вихідної напруги і струму та внаслідок цього дає високий ККД. Крім того, вихідна потужність ключових ПП може бути більше, ніж в класах А і В для тих самих активних приборів [105, 106].

Багато недавніх досліджень було сфокусовано на ключових ПП і автогенераторах [16, 18, 43, 106-112], особливо на ПП класу Е, оскільки їх проектування є більш простим і вони мають добрі високочастотні характеристики [106]. Для розробки ПП класу Е типовими є прибори з великою площею, які обирають для отримання достатнього вихідного рівня потужності. Хоч великий за площею прибор має зменшений опір у стані УВІМ, одночасно зростають вхідна і вихідна ємності, разом з потрібною величиною вхідного сигналу. Крім того, так як активний прибор працює як ключ, напруга затвору вибирається близькою до напруги відсічення. Тому суворі вимоги до вхідного сигналу також необхідні для роботи ПП класу Е.

В роботі [108] і в роботах інших авторів [109-111] використовувався метод mode-locking³ для зменшення вхідної потужності. Концепцію методу mode-locking було запропоновано в [108] і було продемонстровано ПП класу Е в інтегральному виконанні на 1,9 ГГц з ККДдп 48%. В [16, 112] цей метод використано для значного пом'якшення ви-

³ Mode-locking перекладається як синхронізація мод (типів коливань), по суті це використання регенеративного режиму – режиму з позитивним зворотним зв'язком, для підвищення коефіцієнта підсилення підсилювача. Як буде описано далі, для цього створюються умови по відтворення предгенераційного режиму на робочій частоті ПП.

мог до вхідної потужності. Використання малосигнальної еквівалентної схеми було запропоновано для передбачення граничних умов для генерації [16], і ПП з захопленням частоти (injection-locking) мав вихідну потужність 11 дБм при стоковому ККД 49,3%. Хоч цей метод для зменшення вхідної потужності було досліджено, цей феномен для різних рівнів вхідного сигналу залишається складним для передбачення і оцінки.

В роботі [102] аналіз автономних кіл [113, 114] був використаний для передбачення явища захоплення частоти і розвинута процедура проектування ПП класу Е з регенеративним ефектом. Використовуючи аналіз стабільності автономної системи, спрощено вивчення кола шляхом моделювання в комерційних програмах гармонічного балансу. Крім того, цей метод аналізу не тільки дає швидкий шлях підвищення точності розрахунку, але і зменшує складність розрахунку в порівнянні зі складними формулами в [18, 107]. На завершення, значення компонентів топології і феномен захоплення частоти легше розглядається у розвитку і оптимізується шляхом графічного зображення комплексного повного опору або провідності (адмітансу). Моделювання ПП з захопленням частоти узгоджується з експериментом. Порівняно з попередніми зразками підсилювачів класу Е, в [115] індуктивність в колі затвору L_g вхідного каскаду на рис. 2.14 підганяється для автономного кола для отримання умов автогенерації при малому рівні вхідного сигналу. Запропонований ПП при безперервному вхідному сигналі очікує коефіцієнт підсилення 29,3 дБ, ККДп 55% і вихідну потужність в режимі насичення 27,7 дБм. Також запропонований ПП при використанні Гаусової модуляції з мінімальним фазовим зсувом (GMSK) і 64-QAM також демонструє високий ККД і хорошу якість модуляції.

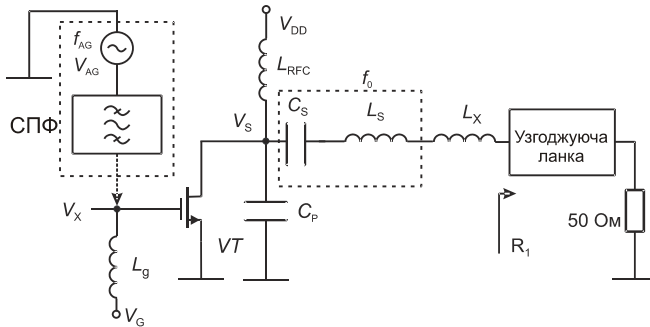


Рис. 2.14. Базова схема ПП класу Е

Підсилювач було успішно розроблено з використанням запропонованого методу і він виявився придатним для підсилення різних цифрових модульованих сигналів з хорошими характеристиками.

Аналіз регенеративного УМ класу Е. Робота підсилювача з позитивним зворотним зв'язком в режимі синхронізації з захопленням частоти.

А. ПП класу Е з кінцевою індуктивністю

Основна схема ПП класу Е (для варіанту з шунтуючою ємністю) показана на рис. 2.14, де транзистор працює як ключ. Коли ключ розімкнуто, напруга на ключі росте внаслідок проходження струму через шунтуючу ємність (C_p). Коли ключ замкнуто, напруга на ключі близька до нуля, таким чином виконуються умови ПНН і ПНПН (переключення при нульовій похідній напруги). Форми струму і напруги, отримані при моделюванні, представлені на рис. 2.15, де було використано ідеальний ключ і коло без втрат, що узгоджує. Тут ясно видно, що напруга на ключі, нерівна нулю і струм ключа не спостерігаються одночасно. В результаті, схему класу Е називають схемою з м'яким перемиканням [43]. Для отримання високого ККД напруга на транзисторі має бути мінімальною, коли транзистор проводить струм, або треба мінімізувати струм, коли існує напруга на транзисторі [116].

На рис. 2.14 ВЧ дросель L_{RFC} може мати або безкінечну, або кінцеву індуктивність. Якщо вибрати безкінечну індуктивність, ПП працює в ідеальному режимі класу Е. Однак, кінцева індуктивність дає більший ККД і більшу вихідну потужність [118]. Це явище може бути пояснено з використанням рівняння для значення ємності, що шунтує, з [43]:

$$C_p = \frac{1}{34,2219 f R_1} \left(0,99866 + \frac{0,91424}{Q_L} - \frac{1,03175}{Q_L^2} \right) + \frac{0,6}{(2\pi f)^2 L_{RFC}}, \quad (2.25)$$

де f – частота, R_1 – навантажувальний опір, Q_L – навантажена добротність, і L_{RFC} – індуктивність дроселя. З (2.25) можна побачити, що шунтуюча ємність і навантажувальний опір ростуть при зменшенні індуктивності дроселя.

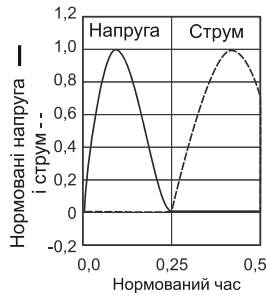


Рис. 2.15. Нормовані форми струму і напруги на ключі за результатами моделювання

Розраховані значення C_p та R_1 від L_{RFC} , нормовані на максимальне значення, представлені на рис. 2.16. Якщо паралельна індуктивність L_{RFC} менше ніж 20 нГн, шунтуюча ємність швидко зростає⁴. Тому більша площа транзистору може бути обрана для зменшення опору у відкритому стані r_{ON} завдяки більшій дозволений паралельній ємності C_p . Також зменшення r_{ON} сприяє підвищенню ККД. Вихідна узгоджувальна ланка типово проектується як ФНЧ для узгодження імпедансу на основній частоті для отримання максимальної вихідної потужності. Втрати в вихідному трансформаторі зменшуються з ростом навантажувального опору R_1 .

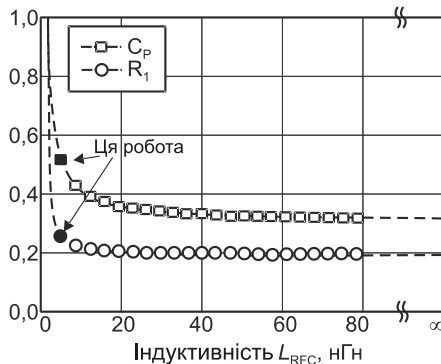


Рис. 2.16. Залежність нормованих шунтуючої ємності і навантажувального опору від індуктивності дроселю [102]

⁴ В [102] розрахунок проведено на частоті в декілька ГГц.

Для узгодження опорів, як показано на рис. 2.17, може бути застосована LC секція, у якій R_{CP} , R_{LS} і R_L – паразитні опори шунтуючого конденсатора, еквівалентний послідовний опір послідовної індуктивності та опір навантаження (50 Ом), C_{CP} і L_{LS} – ємність паралельного конденсатора та індуктивність послідовної котушки індуктивності. Проста схема LC кола може бути використана для аналізу втрат в трансформаторі опорів. Паразитним опором R_{CP} шунтуючого конденсатору можна знехтувати внаслідок його малих розмірів. Допустимо, що трансформатор працює у режимі узгодження. Тоді ККД η узгоджувального кола визначимо як відношення між вихідною і вхідною ВЧ потужностями [119]

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{(R_L \cdot |V_i|^2) / (2(R_{LS} + R_L)^2)}{|V_i|^2 / 2(R_{LS} + R_L)} = \frac{R_L}{R_{LS} + R_L} = \frac{1}{1 + \frac{\omega L_{LS}}{Q_{ind} R_L}}, \quad (2.26)$$

де

$$Q_{ind} = \frac{\omega L_{LS}}{R_{LS}}. \quad (2.27)$$

Розрахований ККД передачі потужності показано на рис. 2.17 при різних L_{LS} . η збільшується з ростом Q_{ind} . При однаковій добротності Q_{ind} η зростає при зменшенні L_{LS} . В цілому, при малому навантажувальному опорі R_1 використовуються кілька LC секцій, особливо для потужних пристроїв з великою шириною транзистора. Однак, декілька котушок індуктивності займають більшу площу на кристалі, і роблять топологію кристалу більш складною, при цьому падає добротність схеми. Стоковий ККД ПП класу Е можна виразити [117]

$$DE \approx \frac{1}{1 + 1,4 \left(\frac{r_{ON}}{R_1} \right)}. \quad (2.28)$$

Тому підсилювач, що розглядається, розраховувався на кінцеву індуктивність 5 нГн для отримання більшого навантажувального опору і більшого ККД.

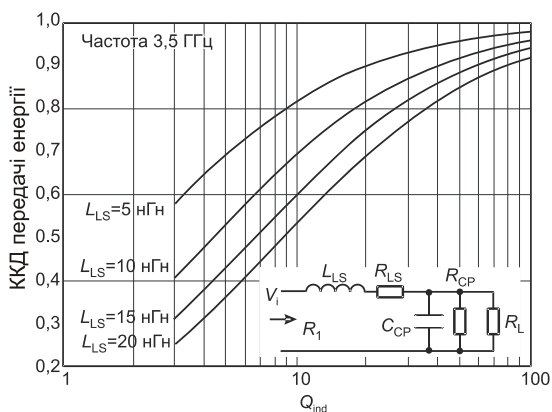


Рис. 2.17. Розрахований ККД передачі потужності в залежності від Q_{ind} при різних послідовних індуктивностях узгоджувальної ланки на частоті 3,5 ГГц

Послідовний контур $C_s - L_s$ резонансного кола ПП класу Е на основній частоті створює синусоїдальний вихідний струм I_{out} . Так як послідовний коливальний контур резонує на робочій частоті, додаткова індуктивність L_x служить для отримання зсуву фаз у послідовному колі. Це дозволяє отримати високий ККД на основній частоті. Додаткова реактивність, пов'язана з L_x , може бути позитивною (індуктивність), негативною (ємність) і нульовою в залежності від роботи ПП класу Е [120]. Детальний аналіз методів конструювання вихідних ланок ПП класу Е можна знайти в [2, 43].

Для отримання більшої вихідної потужності бажано використовувати прибори з більшою площею і застосовувати методи підсумовування потужності. При цьому зростають вимоги до вхідній потужності ПП, що становиться критичною проблемою. Для мінімізації цієї проблеми в даній розробці ПП використовується регенеративний метод для збільшення коефіцієнту підсилення за потужністю.

В. Регенеративний ПП (з синхронізацією – захопленням частоти)

В роботі [102] так визначається концепція ПП з синхронізацією (захватом) частоти – вона схожа на метод синхронізації мод (типів коливань) в лазерній техніці. Синхронізація мод стосовно до ПП полягає у налаштуванні вихідної ланки ПП на частоту вхідного сигналу. Деякі ПП класу Е [108-111] продемонстрували використання метода синхронізації (захвата) мод для зменшення вхідної потужності та отримання високо-

го коефіцієнта підсилення. Однак метод захвату мод базується на структурах з перехресними зв'язками і не підходить для одноконтурного каскаду⁵. Хоч диференціальний вихід може бути перетворено в несиметричний шляхом використання балуну або трансформатора, характеристики ПП погіршаться внаслідок впливу втрат в додаткових пасивних компонентах.

Концепція синхронізації-захвату була адаптована до ПП в роботі [115]. ПП з захватом частоти мають високий ККД при меншій вхідній потужності. Це підхід полягає у використанні малосигнальної еквівалентної схеми для передбачення можливої генерації в підсилювачі, і отриманні умов збудження (але без перетину границі стійкості) для схеми підсилювача. Еквівалентна схема підсилювача класу Е показана на рис. 2.18, де послідовний контур налаштовано на основну частоту. Усі компоненти передбачаються без втрат. Вхідний імпеданс може бути записано як паралельне з'єднання

$$Z_G = \left((sL_G)^{-1} + Z_{in}^{-1} \right)^{-1}, \quad (2.29)$$

де $s = j\omega$, а Z_{in} – вхідний імпеданс на затискачах затвору і він виражається як

$$Z_{in} = \frac{sC_{gd}Z_D + 1}{s(C_{gs} + C_{gd} + C_{gd}Z_Dg_m + sC_{gs}C_{gs}Z_D)} \quad (2.30)$$

і Z_D рівно

$$Z_D = \frac{1 + sC_sR_1 + s^2C_s(L_s + L_x)}{sC_s + sC_p + s^2C_sC_pR_1 + s^3C_sC_p(L_s + L_x)}. \quad (2.31)$$

Для задоволення умовам збудження на затворі транзистора реальна частина Z_{in} повинна бути негативною. Негативний опір використовується для компенсації втрат в системі. Зазначимо, що хоч ПП класу Е з синхронізацією працює як синхронізований автогенератор, умови класу Е на затискачах зберігаються.

Умови збудження можуть бути легко отримані в малосигнальній моделі. Однак, феномен регенеративного підсилення трудно передбачити і оцінити при різних рівнях вхідного сигналу, також як і оцінити паразитні компоненти в режимі великого сигналу. Тому, була адаптована теорія автономних систем [113, 114] для аналізу та моделювання умов самозбудження для різних рівнів вхідного сигналу [102].

⁵ Тут потрібно звернути увагу на наявність конструктивного позитивного зворотного зв'язку у схемі, що розглядається. Автори [102] не вказують на ці обставини, що приховує фізичну картину процесів в регенераційному підсилювачі.

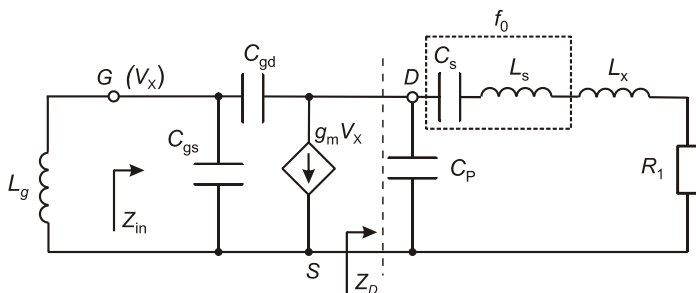


Рис. 2.18. Еквівалентна схема ПП класу Е

С. Аналіз стабільності

Блок-схема автономного кола, показаного на рис. 2.19, складається із лінійної частини, нелінійної частини і допоміжного генератора (AG) послідовно з ідеальним смуго-пропускаючим фільтром (СПФ). AG працює на входній частоті ПП класу Е ($f_{AG} = f_{in}$) і тільки сигнал основної частоти проходить скрізь СПФ. AG підключено до затисків затвору. З рис. 2.19 повний опір в точці X може бути представлено як [113]

$$Y_X(V_{AG}, \phi_{AG}, f_{AG}) = \frac{I_{AG}}{V_{AG} \cdot e^{j\phi_{AG}}} = Y_L(f_{AG}) + Y_N(V_{AG}, \phi_{AG}, f_{AG}), \quad (2.32)$$

де V_{AG} – напруга генератора, ϕ_{AG} – фаза сигналу допоміжного генератора і I_{AG} – струм основної частоти генератора.

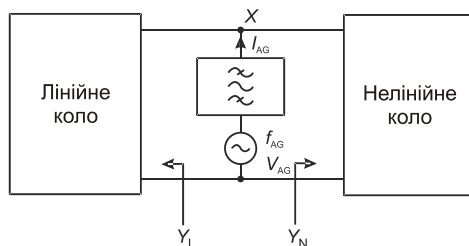


Рис. 2.19. Блок-схема включення допоміжного генератора в схему автогенератора

Для аналізу стабільності застосуємо умови самозбудження до функції повної провідності (адмітансу) Y_X в точці X . Графік адмітансу (2.32) може бути створено для різних значень V_{AG} і f_{AG} на діаграмі

Сміта. Для самозбудження необхідно $\operatorname{Re}(Y_X) < 0$ і $\operatorname{Im}(Y_X) = 0$. Коливання будуть продовжуватись, якщо $\operatorname{Re}(Y_X) < 0$. Коливання встановлюються, коли активний опір (в замкнутому колі) становиться нульовим. Тому функція адмітансу $Y_X = G_X + jB_X$ повинна рівнятися нулю при стабільних коливаннях [119]

$$G_L(f_{AG}) + G_N(V_{AG}, \phi_{AG}, f_{AG}) = 0 \quad (2.33)$$

і

$$B_L(f_{AG}) + B_N(V_{AG}, \phi_{AG}, f_{AG}) = 0. \quad (2.34)$$

Як було описано вище, коливання можуть бути легко промодельовані і оцінені за допомогою графічного представлення адмітансу. Так як нелінійні кола описуються з урахуванням вхідної потужності, цей метод підходить для визначення умов самозбудження. Коли частота допоміжного генератора дорівнює частоті самозбудження, встановлюється постійний зсув фаз між вхідним сигналом і автогенератором [113]. Таким чином, фази G_N і B_N залежать від фази допоміжного автогенератора. Для спрощення аналізу ПП передбачимо, що фаза AG дорівнює нулю для режиму без інжекції сигналу, мається на увазі вхідний сигнал ПП.

Для перевірки методу аналізу стабільності в регенеративному ПП класу Е автономне коло було зіставлене зі схемою ПП класу Е з рис. 2.14, де показана схема ПП класу Е з допоміжним AG і ідеальним СПФ. L_g на рис. 2.14 відповідає лінійному колу на рис. 2.19, остання частина відповідає нелінійному колу. Грунтуючись на аналізі стабільності (теорії збудження автогенератору). умови самозбудження застосовані до адмітансу Y_X в точці X на рис. 2.19. Розраховані залежності активної і реактивної провідностей (в точці V_X на рис. 2.14) від частоти показані на рис. 2.20 при вхідній потужності в діапазоні між 4 і 12 дБм. Умови генерації виконуються, якщо вхідний сигнал є більшим 6 дБм. Тоді умова $Y_X = 0$ має виконуватися у режимі сталих коливань. Використавши описані вище підходи, умови генерації можуть бути розглянуті уподовж годографа, який представлено на рис. 2.21а, де суцільна лінія показує випадок $L_g = 0,3$ нГн, і штрихова лінія – випадок $L_g = 0$. Можна побачити, що штрихова лінія не проходить через початок координат або ніде не перетинає лінію рівності нулю уявної частини, і умови самозбудження не виконуються. Тому індуктивність в колі затвору розраховується, виходячи з вимог задоволення умов самозбудження, що відповідає $\operatorname{Im}(Y_X) = 0$. На рис. 2.21б представлена амплітудна характеристика ПП і вона знаходиться у відповідності з розрахованим графіком годографа провідності 2.21а. Як і очікувалось, феномен регенеративного

підсилення може бути ефективно передбачений з використанням аналізу стабільності з розрахунком за програмами моделювання методом гармонічного балансу. Крім того, такий метод не тільки забезпечує підвищення точності, але і знижує складність аналізу.

Проектування широкосмугового регенеративного ПП класу Е складається із виконання наступних кроків.

Крок 1. Вибір відповідного розміру транзистора на підставі специфікацій. Так як ПП класу Е працює в ключовому режимі, напруга на затворі вибирається рівною напрузі відсічення.

Крок 2. Використовується вольтамперна вихідна характеристика прибору для вибору напруги на стоці. Коли транзистор вимкнутий, максимальна напруга стоку може бути в 3,56 разів більше напруги живлення [43]. У випадку кінцевої індуктивності дроселя напруга на стоці більше напруги живлення у 2,5 рази [117].

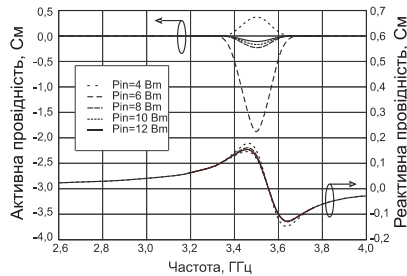


Рис. 2.20. Розраховані активна і реактивна провідності в точці X від частоти при різних вхідній потужності

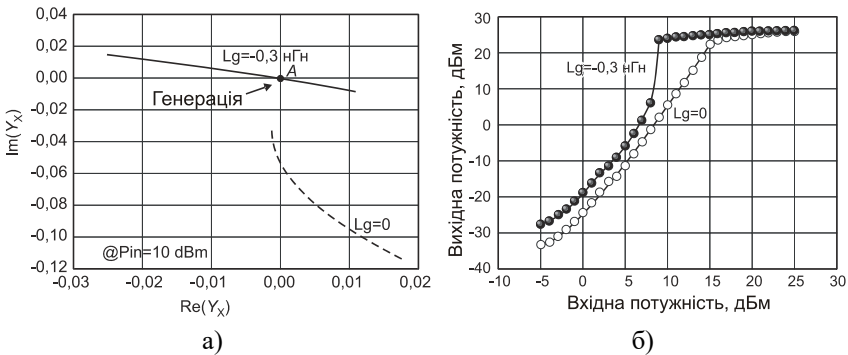


Рис. 2.21. Явище регенераційного підсилення в ПП класу Е. а) годограф повної провідності при вхідній потужності 10 дБм по результатам моделювання, б) залежність вихідної потужності від вхідної

Крок 3. Для обраної напруги живлення і потрібної вихідної потужності обирається навантажувальний опір [43].

Крок 4. Для визначеного навантажувального імпедансу обчислюються елементи вихідної ланки [43]. Для розширення смуги частот може бути застосовано метод компенсації реактивних опорів [115].

Крок 5. Використовується теорія самозбудження автономного кола для перевірки умов самозбудження на затискачах затвора. Якщо умови генерації не виконуються, продовжується налаштування вихідне кола і L_g . Відзначимо, що режим класу Е на стоці транзистору повинен зберігатися, інакше впаде ККД.

Крок 6. Використовується узгоджувальний трансформатор в вихідному колі для отримання високого коефіцієнта підсилення по потужності.

Реалізація ПП у вигляді ІС. Запропонований двокаскадний регенеративний ПП класу Е було розроблено з використанням 0,5 мкм технологічного процесу на GaAs [102, 121]. Використана технологія дозволяє створювати транзистори з частотою генерації до 70 ГГц і граничною частотою 35 ГГц. Пробивна напруга транзистору 15 В.

Схема підсилювача показана на рис. 2.22. З урахуванням кінцевої індуктивності дроселя в колі стоку, напругу живлення обрано 6 В.

Для розширення смуги частот вихідне коло виконане двокаскадним з низькою добротністю. Навантажувальний опір 27 Ом.

Вивчення явища регенерації проводилось з додаванням віртуального генератора, що показаний на рис. 2.22. Теоретичне і експериментальне дослідження показали, що при вхідній потужності більше -12 дБм підсилювач переходить із стабільного режиму в регенераційний, що підтверджують амплітудні характеристики (рис. 2.23). Так як ПП, що розглядається, працює як синхронізований генератор, то діапазон захвату частоти може бути оцінено як [49]:

$$\Delta f_{\text{locking}} = \frac{2f_0}{Q_{\text{ext}}} \sqrt{P_{\text{inj}} / P_{\text{VCO}}}, \quad (2.35)$$

де P_{inj} – інжектована потужність, P_{VCO} – вихідна потужність генератора, f_0 – частота генератора і Q_{VCO} – зовнішня добротність.

Виготовлена мікросхема підсилювача продемонструвала працездатність теоретичної концепції, ІС має високий коефіцієнт підсилення 29,6 дБ при ККД 57% і вихідній потужності 26,3 дБ [102]. Це є прикладом одного із рішень, суміжних з автогенераторами класу Е.

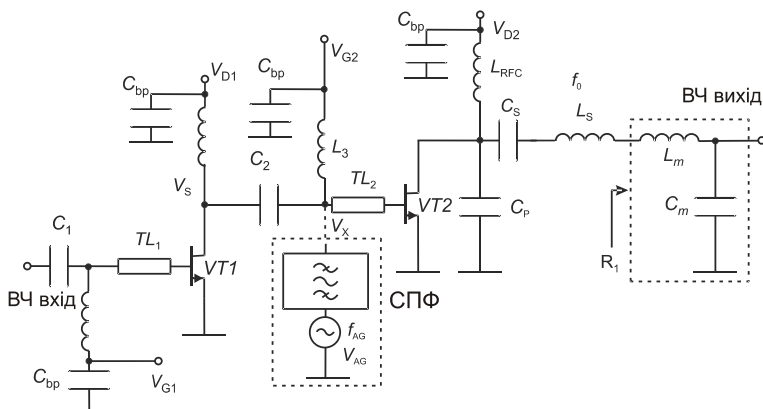


Рис. 2.22. Схема двокаскадного регенеративного підсилювача класу Е

Цей фізичний процес може пояснити механізми виникнення самозбудження у підсилювачах НВЧ з високим ККД різних класів та появу побічних коливань у активних пристроях НВЧ. Таким чином, перевірка на виконання умов появи автоколивань повинна бути одним з етапів розробки пристроїв з потужними підсилювачами та автогенераторами.

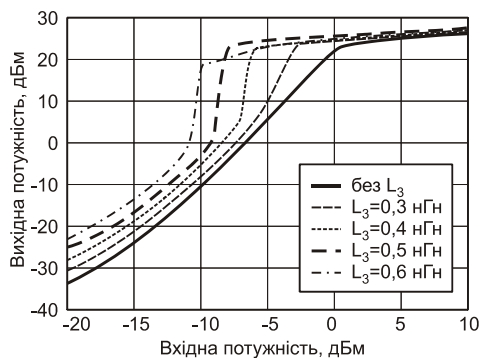


Рис. 2.23. Експериментальна амплітудна характеристика виготовленої ІС регенеративного підсилювача класу Е

Висновки по главі 2. Використання режиму класу Е в автогенераторах показало, що його впровадження дозволяє підвищити ККД автогенераторів аж до НВЧ діапазону.

Кільцеві автогенератори класу Е

Автогенератори ВЧ і НВЧ діапазонів з високим ККД [1, 7-15, 122-124] можуть застосовуватися в техніці зв'язку, інформаційно-вимірювальній техніці, силовій електроніці і технологічних системах. Для підвищення вихідної потужності і зниження втрат в передавальних лініях необхідно підсумовувати потужності джерел коливань, які при цьому повинні працювати при певному співвідношенні фаз коливань, що генеруються [124].

3.1. Кільцевий автогенератор ВЧ на потужних МОН транзисторах

Розглянемо автогенератори за кільцевою схемою, в якій декілька, мінімум два, підсилювача включаються так, щоб коло ЗЗ охоплювало послідовно всі підсилювачі, що входять в схему. Цим дана схема відрізняється від схем із зовнішньою і взаємною синхронізацією [124]. Відмінністю від автогенераторів на декількох транзисторах є симетричність схеми і наявність декількох навантажень, свого в кожному підсилювачі, що входить в схему. Як відомо, подібні просторово-розвинені схеми часто характеризуються нестабільністю і здатністю генерувати шумоподібні сигнали. Метою є розгляд режимів стабільної роботи подібної схеми і дослідження її характеристик у ВЧ і НВЧ діапазонах. Схема побудована на базі ВЧ автогенератора класу Е [7, 10, 35] і автогенератора НВЧ [93]. На рис. 3.1 показана схема досліджуваних автогенераторів, яка включає два ідентичні вузли, що складаються з підсилювача класу Е і кола зворотного зв'язку з комплексним коефіцієнтом передачі β , які об'єднані в кільце [125, 126].

У запропонованому генераторі виконується та ж умова балансу фаз, що і для будь-якого автогенератора, набіг фази в кільці зворотного зв'язку дорівнює $2\pi \cdot n$, $n = 1, 2, 3, \dots$. У зв'язку з цим в системі з двох

включених послідовно підсилювачів з колами зворотного зв'язку можливе існування синфазних і протифазних коливань – фази коливань на навантаженні, в точках А і В можуть бути рівними, якщо n парне, і відрізняються на π , коли n – непарне число.

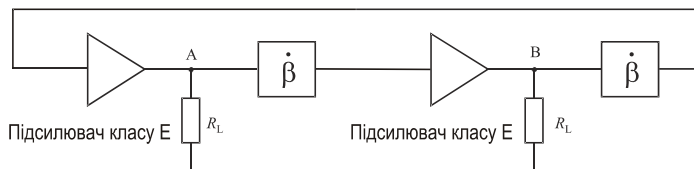


Рис. 3.1. Запропонована схема кільцевого генератора на основі двох підсилювачів класу Е

Для вивчення властивостей таких систем промодельовано, виготовлено і експериментально досліджено автогенератор на частоту 800 кГц на МОН транзисторі IRF 510 (схема однієї частини автогенератора показана на рис. 1.5). Цей автогенератор забезпечував потужність 0,9 Вт на кожному опорі навантаження 50 Ом при ККД 82%. У цьому ВЧ автогенераторі вихідні коливання були синфазні, на відміну від розглянутого далі НВЧ кільцевого автогенератора, де коливання були протифазні, що пов'язане з реалізацією узгоджувальних ланок відповідних діапазонів. Залежності вихідної потужності і ККД від частоти показують, що обидва підсилювачі у складі автогенератора працюють в класі Е (рис. 3.2).

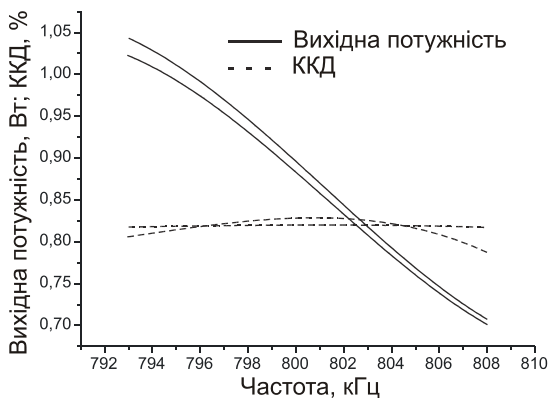


Рис. 3.2. Вихідна потужність і ККД для кожного вузла автогенератора

Коливання ВЧ автогенератора стабільні в широкому діапазоні зміни параметрів кола, в НВЧ автогенераторі при розладі кола зворотного зв'язку спостерігаються паразитні коливання, які приводять до розпливання частоти, яка генерується. Крутизна перебудови частоти у ВЧ автогенераторі при зміні значень елементів (L_3) в одному з підсилювачів автогенератора менше, ніж в автогенераторі за звичайною схемою автогенератора класу Е [48]. Це свідчить про більшу стабільність кільцевого автогенератора до дії дестабілізуючих чинників.

3.2. Кільцевий НВЧ автогенератор класу Е

Підвищення вихідної потужності джерел НВЧ коливань можливо виконати шляхом використання схем підсумовування потужності. Для підвищення ККД підсумовування можна використовувати підсумовування на даному навантаженні (наприклад, використання антен з множинним живленням [122]), або у відкритому просторі. Для таких систем становить інтерес використання взаємно синхронізованих автогенераторів [123].

Розглянемо кільцевий автогенератор НВЧ, що містить замкнуті в кільце два підсилювачі потужності НВЧ класу Е на ПТШ CLY5, і які мають, відповідно, два рівноправні синхронізовані виводи потужності [125].

Схема запропонованого автогенератора представлена на рис. 3.3. Використовуються два ідентичні підсилювачі, виконані на транзисторах CLY5, з вихідними узгоджувальними ланками, які реалізують фільтрацію двох вищих гармонік, забезпечуючи на них умову холостого ходу, а на основній частоті створюють вхідний імпеданс на кристалі транзистора, необхідний для реалізації класу Е [93]:

$$Z = R(1 + j1.152), \quad (3.1)$$

де R – навантажувальний опір у класі Е.

Коло зворотного зв'язку, яке об'єднує підсилювачі в кільце, містить два відрізки лінії і два чвертьхвильові спрямовані відгалужувача, що передають частину вихідної потужності з виходу одного підсилювача на вхід іншого, з коефіцієнтом передачі, який визначається умовою балансу амплітуд:

$$k^2 = \frac{P_C}{P_B} = 1,7337 \frac{P_{in} \cdot R}{\eta \cdot V_{DC}^2}, \quad (3.2)$$

де P_{in} – вхідна потужність транзистора, η – ККД, V_{DC} – напруга живлення.

Електрична довжина θ з'єднувальних ліній, що входять в коло зворотного зв'язку, визначається з умови балансу фаз:

$$\theta = 2\pi n - 2(\varphi_{AB} + \varphi_{BC} + \varphi_{CD} + \varphi_{EF}), \quad (3.3)$$

де n – будь-яке ціле число, $\varphi_{AB}, \varphi_{BC}, \varphi_{CD}, \varphi_{EF}$ – різниця фаз між відповідними перерізами ланок (рис. 3.3).

При такій топології схема стає симетричною відносно центру ліній 33 і, отже, при $n = 2$ сигнали на виходах генератора синфазні, а при $n = 3$ – протифазні.

Відмінністю даної схеми від попередніх, описаних в роботах [10, 93], є наявність двох навантажень, що синхронно живляться генератором. Таким чином, даний автогенератор може бути джерелом двох синхронних НВЧ коливань при збереженні великого ККД автогенератора класу Е.

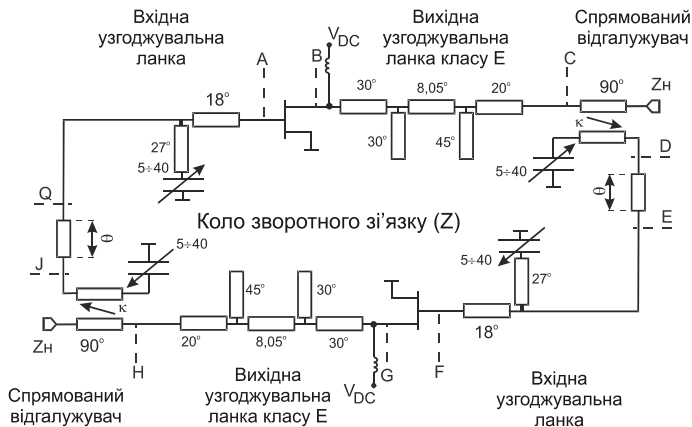


Рис. 3.3. Топологія кола автогенератора

За даними розрахунку було промодельовано генератор класу Е на частоту 800 МГц з використанням пакету Ansoft Serenade 8.5 SV. Пошук сталих рішень проводився за допомогою вбудованого блоку аналізу коливань з використанням 3-х вищих гармонік. Проводилося урахування неоднорідностей в місцях підключення елементів. Транзистори представлялися моделлю Матерки з параметрами, узяними з [93]. Вихідна потужність для кожного порту склала 600 мВт при ККД 72% і напрузі живлення 6 В.

У табл. 3.1 наведені значення набігу фази на відповідних ділянках кола при моделюванні. Видно, що сумарний набіг фази на всьому колі при моделюванні дорівнює 6π , отже, зі співвідношення для балан-

су фаз впливає, що виходи автогенератора мають збуджуватися протифазно. Що і спостерігається при моделюванні. Якщо коло зворотного зв'язку подовжити на 2π , то збудження навантажень стає синфазним.

Таблиця 3.1

Параметр	$\varphi_{AB}, \varphi_{FG}$	$\varphi_{BC}, \varphi_{GH}$	$\varphi_{CD}, \varphi_{HI}$	$\varphi_{EF} + \theta, \varphi_{QA} + \theta$
Моделювання	$182,3^\circ$	$137,7^\circ$	$181,5^\circ$	$38,5^\circ$

Експериментальний макет (рис. 3.4) було реалізовано на матеріалі ФЛАН $\varepsilon=7,2$ з використанням 50-омних мікросмужкових ліній. Даний автогенератор забезпечує протифазні вихідні сигнали на своїх виходах. Через неточність виготовлення даного зразка в ньому спостерігаються явища автомодуляції при зміні частоти (рис. 3.5).

Розглянуто автогенератор, що складається з двох послідовно включених підсилювачів класу Е для роботи на два незалежні навантаження із заданою різницею фаз вихідних сигналів на них. Проведено моделювання і експериментальне дослідження автогенераторів на частоті 800 кГц і 800 МГц. Показано методи отримання синхронних вихідних сигналів із заданою різницею фаз за умови забезпечення високого ККД. Досліджено енергетичні спектральні і перебудовні характеристики автогенераторів. Дані автогенератори можуть використовуватися для збудження антен, в установках технологічного застосування для зниження рівня позасмугового випромінювання, в системах перетворення енергії, в силовій електроніці.

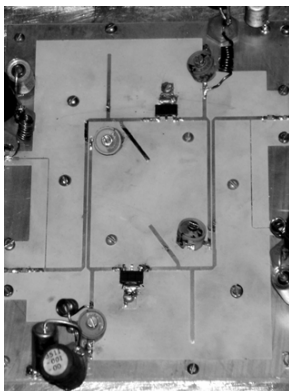


Рис. 3.4. Експериментальний зразок кільцевого автогенератора класу Е на двох транзисторах

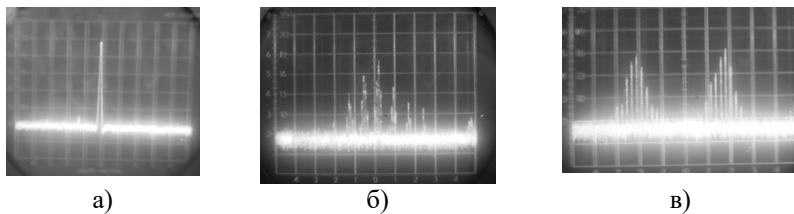


Рис. 3.5. Спектрограми монохроматичного (а) і автомодульованих коливань кільцевого автогенератора (б) і (в)

3.3. Аналіз області стійкої роботи кільцевого автогенератора класу Е

Автогенератори класу Е привертають увагу розробників радіоапаратури як просте високоефективне джерело ВЧ і НВЧ коливань [1]. Використання режиму класу Е дозволяє отримати високий ККД при збереженні переваг транзисторних автогенераторів. Такі пристрої розробляються на потужності від міліват до сотень ват, виконуються на дискретних компонентах і у вигляді інтегральних схем та використовуються там, де критичною є вимога високого ККД, наприклад, в мобільних або біомедичних застосуваннях, в промисловій електроніці [9-15]. Разом з використанням окремих генераторів існує потреба в підсумовуванні їх потужності або в створенні масивів генераторів з певними фазовими співвідношеннями між їх вихідними сигналами [123, 124].

Кільцеві автогенератори класу Е побудовані за схемою послідовно включених вузлів і мають коло зворотного зв'язку, що охоплює всі вузли схеми [125, 126]. Цим дана схема відрізняється від схем із зовнішньою і взаємною синхронізацією [123]. Такі схеми, що містять декілька активних нелінійних пристроїв зі зворотними зв'язками, демонструють нестабільність роботи і здатні генерувати сигнали зі складним спектральним складом [124].

Метою роботи [127] є дослідження характеристик пристрою в області стабільної роботи кільцевого автогенератора класу Е, критеріями стабільної роботи можуть виступати як енергетичні, так і інформаційні характеристики вихідного сигналу. Параметром, від якого залежить стабільність роботи автогенератора, є частота генератора, яка змінюється, і варіація якої викликана зміною елементів схеми автогенератора класу Е.

Моделювання роботи кільцевого автогенератора класу Е. Кільцеві автогенератори будуються як ланцюжок однакових вузлів, включених послідовно один за одним. Найбільш відомі кільцеві генератори

на непарному числі логічних інверторів, які використовуються для отримання імпульсних сигналів. У таких генераторах вузли генерують однакову потужність, але вихідний сигнал знімається з одного вузла. Від вузла до вузла передається інформація, необхідна для виконання часових співвідношень в генераторі, – встановлення частоти коливань. У кільцевому автогенераторі класу Е кожен вузол має своє навантаження генератора, на якому виділяється високочастотна потужність, що генерується даним вузлом. Між вузлами передається інформація, необхідна для забезпечення генерації, – виконання умов балансу фаз і балансу амплітуд. Генератор у режимі класу Е є ключовим пристроєм, тому для збереження високого ККД необхідно забезпечити в діапазоні роботи автогенератора рівень потужності, яка поступає на вхід транзистора, достатній для перемикання між станом відсічки і насичення.

На рис. 3.6 показана схема розглянутого ВЧ кільцевого автогенератора, що складається з двох ідентичних автогенераторів на МОН транзисторах BS170. Генератори розраховувалися за методикою [1, 10, 11] на частоту 5 МГц і вихідну потужність 0,5 Вт при напрузі живлення 6 В. Таким чином, автогенератор має генерувати два синфазні сигнали загальною потужністю 1 Вт.

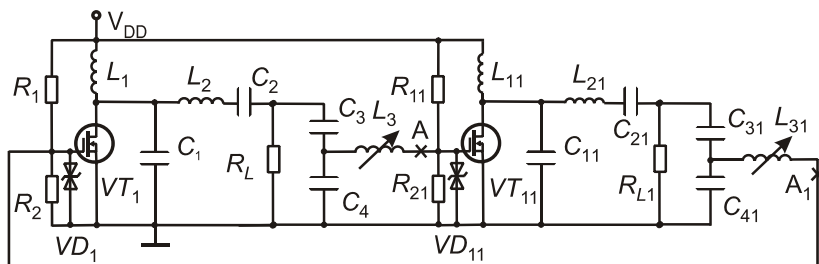


Рис. 3.6. Принципова схема кільцевого автогенератора класу Е

У запропонованому генераторі виконується умова рівності набігу фаз $2\pi n$, де n – нуль або парне число, через симетрію пристрою і побудову кільцевого генератора з двох звичайних генераторів класу Е. У НВЧ кільцевих автогенераторах n може бути непарним [125].

У табл. 3.2 наведені параметри схеми для одного парціального автогенератора, діод VD_1 – два включених назустріч один одному стабілітрон з напругою стабілізації 15 В. При розрахунку опори котушок індуктивності L_2 і L_3 приймалися рівними 1,7 і 12,5 Ом відповідно. У експерименті еквівалентний послідовний опір змінної індуктивності змінювався залежно від положення сердечника і міг перевищувати наведене значення.

Таблиця 3.2

Значення елементів схеми кільцевого автогенератора

Елемент	Номінал	Елемент	Номінал	Елемент	Номінал
C_1	292 пФ	C_4	1600 пФ	L_3	19-41 мкГн
C_2	208 пФ	L_1	100 мкГн	R_L	50 Ом
C_3	1600 пФ	L_2	6,49 мкГн	R_1, R_2	100 кОм

Моделювання автогенератора здійснювалося для пошуку частотних залежностей енергетичних і спектральних характеристик, оскільки частота коливань є узагальненою функцією зміни параметрів всіх елементів схеми. Використовувалося моделювання в часовій області методом змінних стану [1, 53]. Крок інтегрування за часом обирався виходячи з досягнення необхідної точності розрахунку і врахування впливу особливостей ключового режиму роботи. На рис. 3.7а представлено розраховані залежності вихідної потужності і ККД кожного парціального генератора, які відповідають залежностям звичайного автогенератора класу Е при зміні його частоти. Відмінності пов'язані з тим, що зміна частоти кільцевого генератора здійснювалася зміною індуктивності одного елементу – котушки L_3 , тоді як котушка індуктивності в колі зворотного зв'язку другого вузла L_{31} залишалася постійною. Рис. 3.7б показує аналогічні експериментальні залежності.

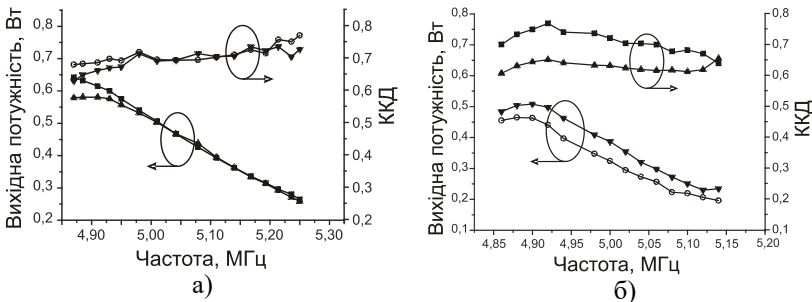


Рис. 3.7. Теоретичні (а) і експериментальні (б) характеристики кільцевого автогенератора класу Е

У всьому діапазоні зміни частоти, представленому на рис. 3.7, не виявлена генерація побічних коливань, спектр вихідного сигналу являє собою типовий спектр автогенератора класу Е [1, 53]. Разом з тим, в кільцевих автогенераторах класу Е експериментально виявлена генера-

ція декількох частот, що супроводжується появою розвиненого спектру вихідного сигналу [126]. Моделювання показує, що для автогенератора класу Е таке явище можливе при первинному налаштуванні парціальних генераторів класу Е на частоти, що достатньо відрізняються. У такому випадку відбувається налаштування вихідної узгоджувальної ланки кожного вузла на іншу частоту, а не лише змінюються параметри одного елементу в колі зворотного зв'язку. Тоді кільцевий генератор, утворений такими генераторами, які розрізняються, може генерувати, створюючи на своїх навантаженнях спектр (рис. 3.8), подібний до спектру генератора з автомодуляцією. Проте цей режим реалізується при початковому розладі генераторів, співмірному з діапазоном зміни частоти досліджуваного кільцевого генератора, і тому його дослідження не відповідає меті даної роботи.

Для оцінки виникнення побічних коливань при перебудові первинно налаштованого кільцевого автогенератора були проведені розрахунки із зміною індуктивності у великих межах, при цьому відбувалося падіння вихідної потужності і ККД, і в спектрі сигналу, отриманого шляхом обчислення перетворення Фур'є, з'являлися некратні частотні складові. На рис. 3.9 показані спектри на одному з виходів при звичайній роботі кільцевого генератора (рис. 3.9а) і у разі, коли один з генераторів розстроєний і з'являються побічні коливання (рис. 3.9б). Такий режим також не відповідає умовам отримання високого ККД і не розглядається тут.

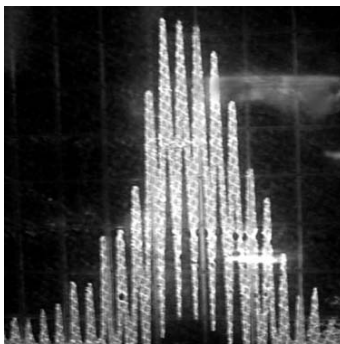


Рис. 3.8. Спектр кільцевого автогенератора при значному початковому розладі парціальних автогенераторів

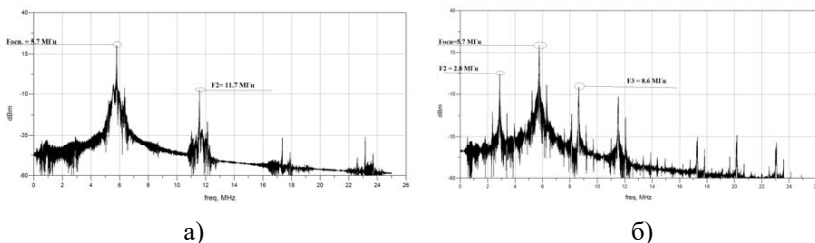


Рис. 3.9. Спектр сигналу на одному з виходів генератора за результатами моделювання

На рис. 3.10 показані результати моделювання для автогенератора з частотою 5 МГц, що відображають зміну частоти генерації (рис. 3.10а) і ККД одного з генераторів (рис. 3.10б) залежно від спільно змінюваних індуктивностей L_3 і L_{31} .

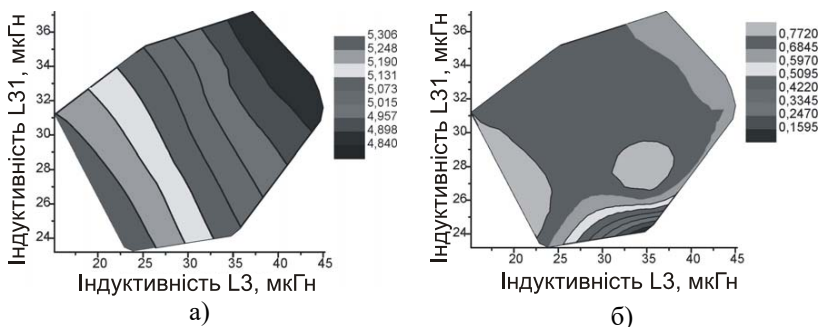


Рис. 3.10. Залежність частоти коливань (а) і ККД одного з парціальних генераторів (б) при перебудові двох індуктивностей

Зміна частоти, як видно на рис. 3.10а, відбувається швидше при спільній зміні індуктивностей, в той же час це говорить про більшу стійкість кільцевого автогенератора до дії дестабілізуючих чинників. На рис. 3.10б видно, що в допустимому діапазоні зміни вихідної потужності генератора він зберігає високий ККД, частотна залежність ККД схожа на відповідні залежності підсилювача потужності класу Е [1].

Експериментальне дослідження ВЧ кільцевого автогенератора класу Е. Для перевірки теоретичних припущень було виготовлено експериментальний макет кільцевого автогенератора на частоту 5 МГц, що складається з двох автогенераторів класу Е, налаштованих для роботи на частоту 5 МГц. Підвищення робочої частоти в порівнянні з авто-

генератором [126] позначилося на збільшенні потужності управління транзисторами, що помітно змінило параметри кола зворотного зв'язку – ємностей C_3 і C_4 . Саме з такими значеннями ємностей було проведено моделювання автогенератора. При проектуванні автогенераторів класу Е необхідно враховувати особливості реалізації кола зворотного зв'язку. Потужність управління транзистора дорівнює [1, 128]

$$P_g = I_g^2(R_d + R_g)/2, \quad (3.4)$$

де R_g і R_d – опори втрат затвора транзистора і ланки управління затвором відповідно. У свою чергу

$$I_g = Q_g \omega, \quad (3.5)$$

де Q_g – заряд, необхідний для управління польовим транзистором, ω – робоча частота. Обираючи транзистор з меншою вхідною ємністю, отримаємо менший струм управління, але знадобиться велика індуктивність в ланці затвора, що спричинить підвищення опору R_d . Тому в нижній частині діапазону ВЧ може бути вигідним використання більш потужних транзисторів для здобуття високого ККД автогенератора, з урахуванням більш низького опору у відкритому стані в потужному транзисторі.

Для того, щоб налаштувати кільцевий генератор і отримати на його виходах сигнал, відповідний одиночному автогенератору класу Е, необхідно виконати наступні умови: а) забезпечити максимальну ідентичність як топології генераторів, так і параметрів елементів схеми, особливо в ланці затвора транзистора, оскільки мала зміна ємності монтажу може викликати значну зміну індуктивності і її еквівалентного послідовного опору; б) проконтролювати ідентичність навантажувальних імпедансів транзисторів у смузі частот автогенератора; в) виключити протікання струмів вихідної ланки одного парціального генератора через ділянки ланки, спільні з іншим генератором.

В експерименті було виявлено, що параметри транзисторів і захисних діодів, використаних в експериментальному макеті, помітно відрізнялися, це привело до того, що при окремому налаштуванні генераторів, розмиканні їх кіл зворотного зв'язку в точках А і А1 (рис. 3.6) і з'єднанні в конфігурацію кільцевого автогенератора, його налаштування було складним, аж до відсутності генерації. Якщо ж скласти схему автогенератора так, щоб індуктивності залишилися підключеними до затворів відповідних транзисторів, тобто індуктивність L_3 залишалася підключеною до затвора VT_1 , індуктивність L_{31} до затвора VT_{11} , то автогенератор починає працювати відразу і показує кращі частотні залежності. Це пов'язано з тим, що у використовуваному в автогенераторі транзис-

торі BS 170 вхідна ємність має типове значення 24 пФ, а максимальне 40 пФ [129].

Важливим параметром кільцевого автогенератора є різниця фаз сигналів на його виходах. При повній симетрії схеми, різниця фаз на виходах автогенератора дорівнюватиме нулю. Але якщо в парціальних генераторах відрізняються набіги фаз в транзисторі (через зміну режиму роботи), у вихідній узгоджувальній ланці (від ємності C_1 до R_L) і в ланці, що створює зворотний зв'язок в автогенераторі (ємності C_3 і C_4 , індуктивність L_3 і вхідна ємність транзистора), то фази на виходах відрізнятимуться. На рис. 3.11 показана різниця фаз вихідних сигналів при моделюванні ідеально симетричної схеми на частоті генерації і отримана в результаті експерименту, в обох випадках змінювалася одна індуктивність.

Рівень гармонік вихідного сигналу автогенератора в експерименті на частоті 5 МГц складав: другої -27 дБ, третьої -48 дБ, що пояснюється відносно невисокою навантаженою добротністю вихідної узгоджувальної ланки $\omega L_2/R = 11,3$, де $R = 0,1836/\omega C_1$ – активний навантажувальний опір транзистора. При зміні частоти рівні гармонік змінюються на відносно невеликі значення, наприклад, на частоті 5,2 МГц рівень другої гармоніки стає -26 дБ, а третьої -40 дБ. Це пояснюється викривленням форми сигналів напруги на стоці транзистора при відході від номінального режиму класу Е. На рис. 3.12 показаний спектр вихідного сигналу на частоті 5 МГц на одному з виходів автогенератора.

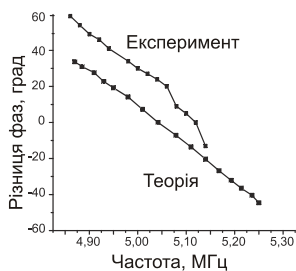


Рис. 3.11. Різниця фаз на виходах кільцевого генератора при перебудові частоти однією індуктивністю

На рис. 3.13 показано експериментальні форми напруги на стоці одного з транзисторів і на відповідному виході автогенератора. Видно, що форми відповідають режиму класу Е (виконанню умови перемикання в нулі напруги на стоці і з нульовою похідною), це забезпечує висо-

кий ККД пристрою. Напруга на виході є синусоїдальною і відповідає заявленій потужності 0,5 Вт.

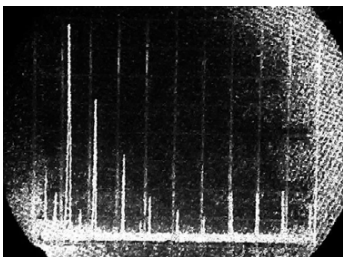


Рис. 3.12. Спектр сигналу на одному з виходів автогенератора

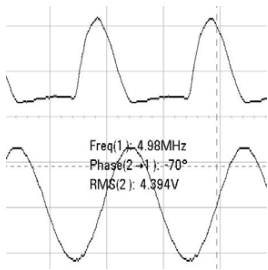


Рис. 3.13. Форми напруг на стоці і відповідному виході

Параметри досліджуваного кільцевого генератора представлені в табл. 3.3, де показані діапазони зміни вихідної потужності, ККД і рівня гармонік для кожного вузла кільцевого генератора в діапазоні зміни індуктивностей зворотного зв'язку. В експерименті діапазон зміни індуктивності був обмежений конструктивними особливостями котушок індуктивності.

Увага при моделюванні і експерименті зверталася на діапазон, в якому вихідна потужність змінювалася приблизно на 3 дБ, і в цьому діапазоні аналізувалася стабільність роботи автогенератора – самозбудження при вмиканні живлення і відсутність побічних коливань.

Таблиця 3.3

Діапазони зміни параметрів кільцевого генератора при зміні частоти зміною індуктивностей ЗЗ

	Вузол	Діапазон зміни			
		Індуктивність L_3 , (L_{31})	Вихідна потужність	ККД	Рівень гармонік
Моделювання	I	15 – 45 мкГн	0,264 – 0,651 Вт	0,68 – 0,77	-16 – -29,5 дБ
	II	23 – 37 мкГн	0,258 – 0,594 Вт	0,63 – 0,73	-15,5 – -29,5 дБ
Експеримент	I	19 – 41 мкГн	0,164 – 0,43 Вт	0,64 – 0,77	-23 – -28 дБ
	II	19,5 – 39 мкГн	0,233 – 0,51 Вт	0,6 – 0,66	-23 – -39 дБ

Таким чином, в роботі [127] вперше досліджено властивості ВЧ кільцевого автогенератора класу Е і показано, що він може забезпечити стійку роботу в діапазоні вихідних параметрів аналогічного одиночного автогенератора. Відомий метод проектування ВЧ автогенераторів класу Е може застосовуватись для розрахунку парціальних генераторів кільцевого автогенератора. Для збереження фіксованої різниці фаз вихідних сигналів необхідно використовувати синхронну зміну частоти генераторів, що входять до складу кільцевого автогенератора. При когерентності вихідних сигналів звужується діапазон завад для сторонніх радіотехнічних пристроїв.

Результати моделювання і експериментального дослідження ВЧ кільцевого автогенератора класу Е показують, що в області зміни параметрів схеми, що забезпечують високі енергетичні характеристики, він є стійким пристроєм, що характеризується монотонною зміною частоти генерації. Кільцевий автогенератор класу Е може бути використаний для отримання більшої потужності в тих застосуваннях, де необхідний високий ККД і синфазний розподіл потужності декільком споживачам.

Висновки по главі 3. Використання кільцевих автогенераторів класу Е може бути хорошим рішенням для отримання декількох джерел ВЧ потужності з фіксованим зсувом фаз між ними.

Нові конструкції автогенераторів класу Е

Незважаючи на те, що схема автогенератора класу Е [7] витримала випробування часом і показує добрі результати по ККД, різні сфери застосування змушують створювати нові конструкції автогенераторів класу Е. У попередніх розділах вже були розглянуті декілька конструкцій [9, 12, 48, 53, 92, 93, 125], але існує ще значна кількість конструкцій, які заслуговують детального розгляду.

4.1. Потужний автогенератор на основі резонансного підсилювача класу Е

Дотримуючись роботи [15], проведемо розгляд одного з удосконалень раніше розглянутої схеми автогенератора ВЧ класу Е.

Багато індустриальних ВЧ підсилювачів і АГ застосовуються для індукційного і діелектричного нагрівання, генерації плазми, в електронних баластах для флуоресцентних ламп і ламп високого тиску, в колах уловлювання енергії як резонансні перетворювачі постійного струму [26, 59-62, 130-135]. Серед безлічі рішень привабливими виглядають ключові резонансні підсилювачі класів DE і E. Резонансне формування форм струму і напруги з виконанням умов перемикання при нульовому струмі/нульовій напрузі в цих підсилювачах значно зменшує ключові втрати і підвищує ККД до 95-98% в практичних застосуваннях [35, 136]. Це зменшує вартість як використовуваних транзисторів, так і систем їх охолодження. Більш того, завдяки високому ККД схема має менші розміри і вагу.

Суттєвою проблемою підсилювачів класів DE і E на високих частотах є вплив процесу перемикання на їх характеристики, пов'язаний з вимогою подачі на затвор високої напруги прямокутної форми. Оскільки такий метод управління ключем потребує заряду і розряду великої вхідної ємності МОН ПТ (часто порядку нанофарад) імпульсним стру-

мом з великою амплітудою і може привести до збільшення втрат в колі управління (попереднього підсилювача) і в колі затвора транзистора. Це збільшує втрати на управління пропорційно частоті управління і вхідній ємності транзисторного ключа. Це стає великою перешкодою в проектуванні ключових підсилювачів, які працюють на частотах вище декількох мегагерц і при вихідній потужності вище декількох десятків ват. Зазвичай ці проблеми вирішують застосуванням квазірезонансних або резонансних драйверів затвора, що зменшує потужність управління і підвищує робочу частоту підсилювачів до декількох мегагерц [62]. Недоліком цього підходу є складність кола розкачки, викликана додатковими діодами, транзисторами і реактивними компонентами. Крім того, квазірезонансний і резонансний драйвери мають напругу, необхідну для компенсації повільного спаду і наростання форми на затворі, значно більше, ніж нерезонансні підсилювачі для сигналу на затворі з прямокутними формами. Це збільшує втрати на провідність в резонансних драйверах і може привести до пробоя в транзисторах, якщо амплітуда на його затворі перевищить максимальний рівень для транзистора.

Найпростішим методом резонансного управління перемиканням транзистора є використання автогенератора класу DE або класу E. У цих ВЧ генераторах синусоїдальна напруга на затворі надходить від резонансного вихідного кола для створення позитивного зворотного зв'язку [7, 35, 48]. Оскільки генератор працює на високій частоті, їх частотна межа обмежена тільки параметрами використовуваного ключового транзистора і необхідною вихідною потужністю. Недоліком автогенераторів є чутливість до форми напруги на затворі при зміні і постійної напруги живлення, і імпедансу резонансного кола підсилювача. Ці зміни керують роботою транзистора підсилювача, що веде до відходу від умов ПНП, збільшуючи в свою чергу втрати в транзисторах і знижуючи ККД кола. Ці явища роблять управління вихідною потужністю в автогенераторах складною проблемою.

Управління вихідною потужністю в потужних автогенераторах ВЧ зазвичай здійснюється зміною робочої частоти, зміною напруги живлення або керуванням кількістю (коефіцієнтом заповнення) вихідних імпульсів (burst control Method). Електронна модуляція частоти в потужних автогенераторах шляхом зміни значення ємностей або індуктивностей в резонансних колах генератора є ускладненою на практиці, оскільки на компонентах спостерігаються високі значення напруг і струмів [137]. Тому найчастіше використовується метод управління вихідною потужністю шляхом регулювання постійної напруги живлення використанням додаткового джерела живлення. Проте, це підвищує вартість і складність генератора та знижує повний ККД. У методі burst control генерація пристрою періодично переривається на частоті, наба-

гато нижчій, ніж частота генерації. Змінюючи шпаруватість радіоімпульсів, можна контролювати вихідну потужність в широкому діапазоні [138, 139].

У класичних потужних автогенераторах класу Е [11, 13, 14] їх основна перевага – високий ККД і простота резонансного і кола зворотного зв'язку. Однак, для деяких застосувань більш складне резонансне коло генератора має перевагу для оптимізації його режиму роботи, як показано в електронному баласті з підсилювачем класу Е [59].

В роботі [15] аналізується автогенератор класу Е з модифікованим узгоджувальним і колом зворотного зв'язку. Коло усуває необхідність використовувати дорогий ВЧ конденсатор великої ємності в ділянці сигналу в колі ЗЗ. Пропонована модифікація зменшує значення номіналу конденсатора в колі затвора транзистора і спрощує застосування методу burst control для регулювання вихідної потужності генератора. У цій роботі також наведені метод проектування та експериментальні результати для генератора потужністю 150 Вт на частоту 6,78 МГц для автогенератора класу Е.

Автогенератор класу Е. Схема автогенератора показана на рис. 1а. Коло складається з підсилювача класу Е з двонаправленим ключем на транзисторі T , дроселя L_{CH} і вихідного резонансного кола $C_R - L_{SR} - C_{SR} - R_L$. Синусоїдальна вихідна напруга v_0 на робочій частоті f надходить на ємнісний дільник $C_1 - C_2$. Дільник разом з індуктивністю L_f складає коло позитивного зворотного зв'язку, що управляє затвором ключа T з напругою v_{GS} . Амплітуда V_{GSm} напруги на затворі досить велика для перемикання транзистора T і фазовий зсув стік-затвор на основній частоті в кільці ОС задовольняє умовам зсуву фаз для автогенератора. Постійна напруга V_G через резистор R_G встановлює напругу на затворі, рівну напрузі відсічки $V_{GSth} = V_{GS0} = V_G$, що ініціює коливання в схемі з нормованим часом в положенні УВІМК $D = t_{ON}f = 0,5$. Ємність C_0 – головний реактивний компонент, який погоджує стандартний опір навантаження R_L з навантажувальним опором R_{opt} – опором, який потрібний для роботи підсилювача класу Е, отримання необхідної вихідної потужності для даної напруги живлення V_{DD} . З використанням ємності C_0 необхідні значення ємностей $C_1 - C_2$ можуть бути малими. Двоспрямований стабілітрон D_Z захищає затвор транзистора від пробію при високій напрузі на ньому.

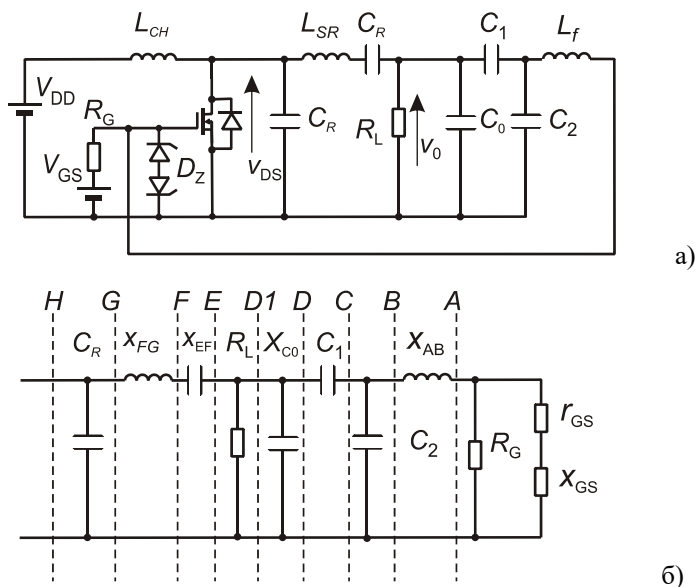


Рис. 4.1. Пропонований автогенератор (а), еквівалентна схема вихідного кола і кола 33 (б): C_0 – додаткова узгоджувальна ємність, r_{GS}, X_{GS} – послідовні активний і реактивний опори кола затвора, з урахуванням ємності діода D_z

У класичному автогенераторі класу Е (без ємності C_0) дільник сигналу зворотного зв'язку $C_1 - C_2$ також є і елементом узгоджувального кола для опору навантаження, що призводить до того, що навіть для малої вихідної потужності значення ємності C_2 може досягати сотень нанофарад [35]. Оскільки через C_1 та C_2 зазвичай протікає сильний струм, необхідно використовувати дорогі керамічні або слюдяні конденсатори з малими втратами на ВЧ. Зазвичай ємність таких конденсаторів не перевищує 10 нФ. Тому для отримання великих значень необхідно паралельне з'єднання конденсаторів. Це може значно збільшити вартість класичного автогенератора класу Е.

Розрахунок і експериментальне дослідження генератора. Для перевірки запропонованої модифікації схема рис. 4.1 була розрахована за допомогою процедури для класичного автогенератора класу Е [35]. За цією методикою резонансне коло і коло 33 поділяються на секції (рис. 4.1б). Для основної частоти в кожній секції знаходяться її вхід-

ний імпеданс (праворуч від розділової лінії) і зсув фаз. На основі цих даних розраховуються критерії Баркгаузена (умови генерації) [140, 141] і параметри кола для номінального або не номінального режимів роботи [7, 35, 136].

У запропоноване коло була введена додаткова секція D-D1, як показано на рис. 4.16, у складі ємності C_0 . Визначено параметр k як відношення паралельних реактансів

$$k = \frac{X_E}{X_{C_0}}, \quad (4.1)$$

$$1 - k = \frac{X_E}{X_D}, \quad (4.2)$$

де X_E, X_D – паралельні реактанси в перерізах E і D, відповідно, $X_{C_0} = 1/(2\pi f C_0)$ – комплексна провідність ємності C_0 на робочій частоті f . Значення k змінюється в діапазоні $0 \leq k < 0$. Отже для $k = 0$ $X_E = X_D$ та $C_0 = 0$, а для $k \rightarrow 1$ $X_{C_0} \rightarrow X_E$ $X_D \rightarrow \infty$ $C_1 \rightarrow 0$ та $C_2 \rightarrow 0$. Тому використовуючи (4.1) (4.2) і метод [35] для відповідних значень C_1, C_2, C_0 , можна знайти такі конденсатори, які достатньо малі за розміром і недорогогі.

В роботі [15] показано, як в відому процедуру [35] інтегровані зміни, пов'язані з введенням додаткової ємності.

Був розроблений генератор з наступними прогнозованими характеристиками:

- Вихідна потужність $P_o = 150$ Вт на частоті $f = 6,78$ МГц,
- ККД $\eta = 0,91$,
- Напруга живлення $V_{DD} = 48$ В, дросель живлення $L_{CH} = 10$ мкГн,
- Амплітуда напруги на затворі $V_{GS} = 13$ В,
- Навантажена добротність вихідного контуру $Q_{SR} = 5$,
- Опір завантаження $R_L = 50$ Ом,
- Опір втрат $r_{SR} = 0,22$ Ом, $r_f = 0,085$ Ом,
- Параметр $k = 0,95$,
- Транзистор DE275-501N16F (IXYS) $r_{DS} = 0,4$ Ом.

Експериментальне дослідження показало добру відповідність з теоретичними розрахунками, було отримано ККД 89% [15]. Генератор

також був випробуваний при роботі в імпульсному режимі і показав свою придатність для роботи як індустриальне джерело ВЧ потужності.

4.2. Автогенератор класу Е з розширеною смугою постійної вихідної потужності

4.2.1. Автогенератор з розширеною навантажувальною ланкою

У сучасних радіопередавальних системах широко використовуються частотна маніпуляція (FSK – frequency shift keying), коли цифрова інформація кодується зміною поточної частоти, наприклад, передачею двох частот, які відповідають логічним нулю і одиниці [22].

Часто в таких системах високий ККД може бути основною вимогою при розробці пристрою. Тоді доцільно використовувати підсилювачі класу Е, а для скорочення числа елементів схеми – автогенератори класу Е. Відомим недоліком існуючих схем автогенераторів класу Е є залежність вихідної потужності від частоти, що в разі FSK модуляції супроводжується різною амплітудою бічних складових спектра вихідного сигналу. Для усунення цього явища можуть бути застосовані досить складні пристрої [52]. Також триває розвиток автогенераторів класу Е як потужних пристроїв, в роботі [15] отримана потужність 150 Вт. Отримання постійного значення потужності при зміні частоти для цих пристроїв є актуальним.

Метою роботи [142] є розробка і дослідження автогенератора класу Е, який має в смузі зміни частоти близькі до постійних вихідну потужність і ККД.

Побудова автогенератора з постійною вихідною потужністю.

Автогенератор класу Е належить до виду автогенераторів, що складаються з підсилювача, охопленого колом зворотного зв'язку. Генерація виникає при виконанні умов збудження в кільці зворотного зв'язку. Найбільш досліджений автогенератор класу Е виконується за схемою підсилювача з ємнісним інвертором опорів, в якому введений зворотній зв'язок з використанням ємнісного дільника і індуктивності від середнього виводу дільника до затвору транзистора. Для нього існує повністю аналітична методика розрахунку [35]. Він має добрі енергетичні характеристики, може використовуватися в режимах автономної генерації і синхронізації.

Причиною зміни вихідної потужності підсилювача (автогенератора) класу Е при зміні частоти є робота вихідної узгоджувальної ланки на схилі характеристики послідовного коливального контуру, який входить у вихідне коло підсилювача [52]. У роботах [143-147] для усунення цього ефекту і розширення смуги частот, де спостерігається високий

ККД і постійна вихідна потужність підсилювачів класу Е, застосовуються ускладнені схеми вихідних кіл. Цей варіант побудови вихідного кола може застосовуватись для автогенератора класу Е, щоб при зміні частоти в певному діапазоні отримати збереження високого ККД і постійної вихідної потужності. Ґрунтуючись на методах, викладених в роботах [143, 146], можна виділити два варіанти розгляду цього завдання – варіант з роботою на двох фіксованих частотах, які значно відрізняються, і випадок зі зміною частоти в більш вузькому частотному діапазоні, другий варіант більше підходить для використання в режимі частотної модуляції сигналом змінної частоти.

Суттю методу розширення смуги частот підсилювачів класу Е, розглянутого в роботах [143-146], є отримання іншої форми годографа навантажувального імпедансу транзистора, що забезпечує принаймні на двох частотах діапазону виконання умови

$$Z_{\text{наван}}(\omega) = \frac{0,1836}{\omega C_1} (1 + jq) = \frac{0,1836}{\omega C_1} \left(1 + j \frac{X(\omega)}{R(\omega)} \right), \quad (4.3)$$

де C_1 – шунтувальна ємність транзистора, $q = 1,153$ – добротність навантажувального кола, R та X – дійсна і уявна частина навантажувального імпедансу [1]. Для цього в вихідне погоджувальне коло підсилювача класу Е додається додатковий коливальний контур, що забезпечує в деякому діапазоні частот спадання дійсної і уявної частин навантажувального імпедансу транзистора $Z_{\text{наван}}$ при збільшенні частоти (4.3). При цьому може бути забезпечена сталість ККД і вихідної потужності на двох частотах [143].

Ґрунтуючись на роботах [143, 146], можна запропонувати схему автогенератора класу Е, показану на рис. 4.2, в якій для розширення смуги частот використовується складне вихідне коло, яке створює в робочому діапазоні частот навантажувальний імпеданс, який змінюється як на рис. 4.3. Однак моделювання та експериментальне дослідження автогенератора за даною схемою показало, що досягти виконання умов генерації при виконанні умов класу Е в ній складно, оскільки важко виконати умову рівності набігу фази в колі зворотного зв'язку $n \cdot 360^\circ$ і необхідного рівня напруги височастотного сигналу на затворі транзистора. На рис. 4.4а показаний зсув фаз між напругою на стоці транзистора (v_d) і на навантаженні автогенератора (v_0) за звичайною схемою, а на рис. 4.4б – за схемою рис. 4.2, на рис. 4.4в – форми сигналів, розраховані при моделюванні в часовій області методом змінних стану. Видно, що на рис. 4.4б ці напруги протифазні, але якщо розрахувати зсув фаз між першими гармоніками цих напруг, то він буде не рівним 180° , але близьким до цього значення.

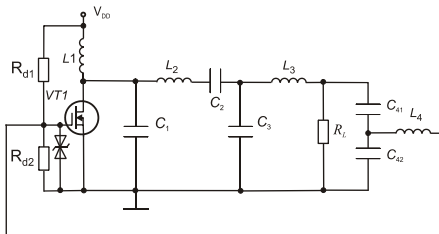


Рис. 4.2. Схема автогенератора з розширеною смугою постійного ККД

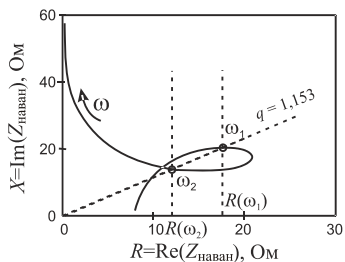


Рис. 4.3. Годограф навантажувального імпедансу на рис.4.2

Для пристроїв класу Е різниця фаз на вході і виході ключа (активного елементу) становить -196° [1, 35], тому вихідне коло повинно забезпечити зсув фаз -196° або 164° . Індуктивність L_4 і вхідна ємність транзистора (рис. 4.2) здатні зсунути фазу на кут, який досягає -90° . Але в цьому випадку при малій зміні частоти виникає велика зміна фази і амплітуди сигналу на затворі транзистора, і в автогенераторі виникають коливання зі складним спектром.

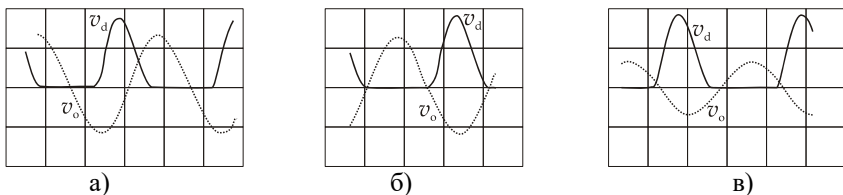


Рис. 4.4. Форми напруг на стоці і затворі транзистора, які демонструють зсув фаз сигналів для різних режимів роботи автогенератора

Тому коло зворотного зв'язку поблизу затвора транзистора було змінено, як показано на рис. 4.5а. Використовується послідовний коливальний контур у вигляді чотириполосника з індуктивним виходом, що дозволяє отримати зсув фаз між входом і виходом кола зворотного зв'язку (відлік ведеться від площини затвора транзистора), рівний нулю. Залежність фази від частоти сигналу (і частоти від зміни елементів кола зворотного зв'язку) при цьому більш полого, що забезпечує стійку роботу автогенератора при перебудові елементів.

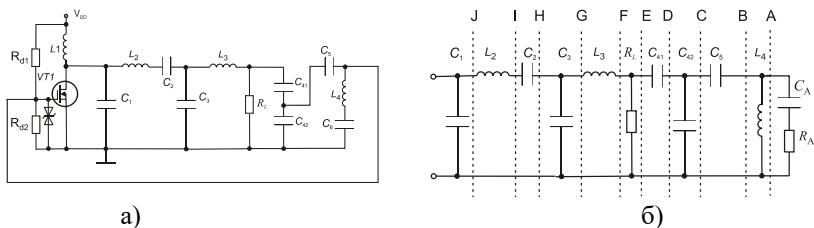


Рис. 4.5. Запропонована схема автогенератора (а) і еквівалентна схема вихідного кола і кола 33 (б)

Розрахунок автогенератора класу Е з постійною вихідною потужністю в смузї частот. Для розрахунку елементів схеми рис. 4.5а використання строгої процедури розрахунку буде громіздким, оскільки отримуваний порядок системи рівнянь досить високий, а облік паразитних елементів схеми при цьому буде ускладненим. Рекомендується наступна спрощена методика розрахунку.

Спочатку розраховується активний навантажувальний опір R (4.3), виходячи з необхідної потужності автогенератора. $R = 0,577 \cdot U_{dc}^2 / P_{\text{вих}}$, прийнявши вихідну потужність $P_{\text{вих}} = 1$ Вт, з урахуванням ККД 90% обирається розрахункове значення 1,1 Вт, тоді при $U_{dc} = 6$ В $R = 18,9$ Ом. Шунтуюча ємність ($C_1 = C'_1 + C_{ds}$ де C_{ds} – ємність стік-виток транзистора) визначається виразом [1, 35, 143]:

$$C_1 = \frac{0,1836}{2\pi f R} = \frac{0,1836}{\omega R}, \quad C'_1 = C_1 - C_{ds}. \quad (4.4)$$

Потім, використовуючи опір навантаження $R_L = 50$ Ом, знаходяться елементи вихідного кола, які створюють навантажувальний опір

$$Z_{\text{наван}}(\omega) = j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C_2} + \left\{ j\omega C_3 + \left[j\omega L_3 + (j\omega C_4 + 0,02)^{-1} \right]^{-1} \right\}^{-1}. \quad (4.5)$$

У формулі (4.5) враховано елементи зліва від перерізу С (рис. 4.5б), оскільки можна вважати, що вплив кола праворуч від цього перерізу на навантажувальний імпеданс буде малим внаслідок роботи дільника $C_{41} - C_{42}$. Для знаходження п'яти невідомих, які входять в (4.5), можна скласти чотири рівняння для дійсних і уявних частин навантажувального імпедансу на двох частотах. Ускладнюють точне рішення дві обставини: перша – необхідно формулювати додаткове рівняння для знаходження значень всіх елементів; друге – в рівнянні (4.5) не вра-

ховано паразитні опори втрат (в основному індуктивностей) і паразитні ємності монтажу, які можуть мати значний вплив в ВЧ діапазоні. Тому краще використовувати методику визначення елементів за допомогою графічних обчислень на діаграмі Вольперта-Сміта.

Спочатку на діаграмі будуються лінії рівної добротності $q = 1,153$, на рис. 4.6 – це штрихпунктирні лінії, що відзначають місця на діаграмі, куди мають привести перетворення імпедансу. Першою до опору навантаження підключена сумарна ємність $C_4 = C_{41}C_{42}/(C_{41} + C_{42})$, вона перетворює опір навантаження в імпеданс в перерізі **F**, далі процес триває до перерізі **J**. Повторюючи ці перетворення на різних частотах, отримаємо годограф $Z_{\text{наван}}(\omega)$, показаний на рис. 4.6 штриховою лінією. Дані перетворення можна проводити, наприклад, за допомогою програми Smith V3.10 [148] або використовуючи [149].

Можна скористатися малістю відносної зміни частоти генерації і задати значення імпедансів в перерізі **H**.

Різниця реактивних опорів кола L_2, C_2 запишеться $\Delta X_{22} = X_{22}(\omega_2) - X_{22}(\omega_1)$. Увівши $\kappa = f_2/f_1$ – відношення верхньої і нижньої частоти, цей вираз можна переписати

$$\begin{aligned} \Delta X_{22} &= X_{22}(\omega_2) - X_{22}(\omega_1) = \kappa \omega_1 L_2 - \frac{1}{\kappa \omega_1 C_2} - \omega_1 L_2 + \frac{1}{\omega_1 C_2} = \\ &= (\kappa - 1) \left(\omega_1 L_2 + \frac{1}{\kappa \omega_1 C_2} \right) = (\kappa - 1) \left(X_{22}(\omega_1) + \frac{\kappa + 1}{\kappa \omega_1 C_2} \right) \end{aligned}$$

Тоді можна побудувати відповідне сімейство ліній, до яких необхідно перетворити імпеданс, що спрощує завдання знаходження елементів C_3, L_3 та C_4 .

Визначивши елементи цієї частини схеми, необхідно розрахувати набіг фаз в колі зворотного зв'язку

$$\varphi_{AJ} = \varphi_{HJ} + \varphi_{FG} + \varphi_{DE} + \varphi_{BC}. \quad (4.6)$$

У вираз (4.6) входять зсуви фаз на відповідних ділянках схеми [1, 35], наприклад

$$\varphi_{HJ} = \varphi_H - \varphi_J = \arctg(q_H) - \arctg(q_G). \quad (4.7)$$

Визначивши необхідний на ділянці від перерізу **B** до перерізу **C** зсув фаз, можна знайти елементи C_5 та L_4 . Ємність C_6 виконує роль розділової ємності і розраховується з умови малості реактивного опору на частоті генерації.

Експериментальне дослідження автогенератора. Автогенератор за схемою рис. 4.5а був розрахований і виготовлений, параметри елементів наведені в табл. 4.1. Вимірювачем повних опорів Agilent N9923A виміряно створюваний схемою навантажувальний імпеданс на транзисторі (рис. 4.7). На цьому ж графіку показана лінія рівної добротності $q = 1,153$ і розрахункова залежність годографа імпедансу (штрихова лінія). Видно, що спостерігається достатньо добрий збіг результатів – на частоті, позначеній маркером, значення навантажувальних імпедансів збігаються. Потім була виміряна амплітудно-частотна характеристика пристрою в режимі посилення з розімкненою петлею зворотного зв'язку (рис. 4.8). Видно, що перепад вихідної потужності досить значний, як показують результати моделювання, це пояснюється зміною годографа імпедансу за рахунок зміни підключення елементів зворотного зв'язку. Замість затвора транзистора VT1 був підключений затвор аналогічного транзистора, але він мав іншу вхідну ємність, оскільки знаходився без напруги на стоці. ККД при цьому склав від 78% до 85%. У режимі автоколивань результат змінився. На рис. 4.9 показані виміряні характеристики автогенератора в режимі вільних коливань при його перебудові ємністю C_5 . Форма напруги на стоці в режимі генерації (рис. 4.4б) забезпечує виконання умов перемикавання при нульовій напрузі, що підтверджується високим значенням отриманого ККД автогенератора.

Таблиця 4.1

Значення елементів автогенератора

C_1 , пФ	590	L_1 , мкГн	100
C_2 , нФ	9,0	L_2 , мкГн	2,39
C_3 , нФ	3,5	L_3 , мкГн	1,94
C_{41} , нФ	10	L_4 , мкГн	4,28
C_{42} , нФ	2,4	R_1, R_2 , кОм	100
C_5 , пФ	297	VT1	IRF510
C_6 , нФ	40	VD1	KC215Ж

Діапазон коливань обмежується виконанням умови балансу амплітуд – збереженням достатньої для реалізації ключового режиму амплітуди напруги на затворі при перебудові частоти. З огляду на резонансну залежність напруги контуру L_4C_5 діапазон перебудови ємністю C_5 становить 3,4%, але може бути розширений спільною зміною ємності та індуктивності цього кола. На відміну від роботи [35] відносний діапазон перебудови цього генератора менше майже в два рази, але вихідна по-

тужність і ККД в цьому діапазоні залишаються постійними, а в роботі [35] потужність на краях однакового відносного діапазону змінюється в три рази. Вводячи електронне управління елементами контуру L_4C_5 , можна створити генератор з частотною модуляцією зі збереженням високого ККД і постійної вихідної потужності.

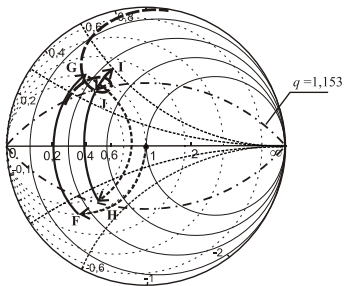


Рис. 4.6. Рух годографа імпедансу по діаграмі Сміта від навантаження до стоку транзистора

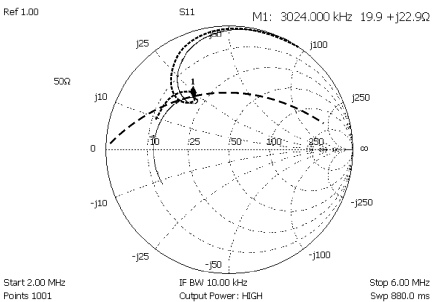


Рис. 4.7. Експериментальні залежності навантажувального імпедансу в автогенераторі класу Е

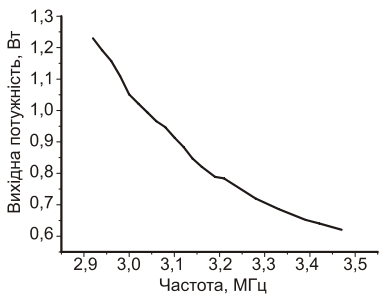


Рис. 4.8. Вихідна потужність пристрою з розімкненою петлею зворотного зв'язку в широкому діапазоні частот

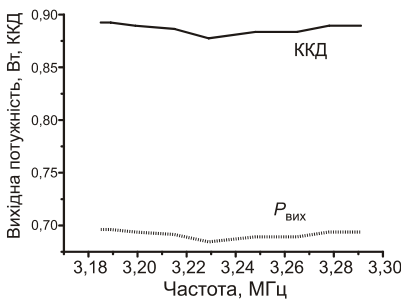


Рис. 4.9. Експериментальні залежності ККД і вихідної потужності при зміні частоти автогенератора

4.2.2. Автогенератор класу Е з двоконтурним навантажувальним колом і колом зворотного зв'язку з паралельним контуром

Ще одним варіантом автогенератора з розширеною смугою постійної вихідної потужності і постійного ККД є пристрій, описаний в

Автогенератор може реалізовуватися як на зосереджених елементах, так і на елементах з розподіленими параметрами. На рис. 4.10 показана схема автогенератора на зосереджених елементах.

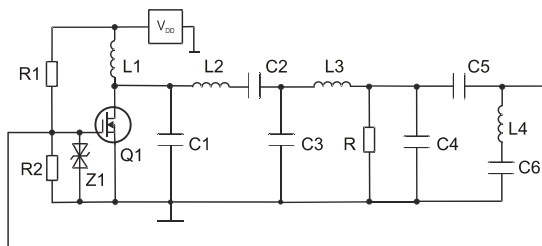


Рис. 4.10. Схема автогенератора класу Е з розширеною смугою генерації стабільної вихідної потужності

Еквівалентна схема вихідного кола і кола зворотного зв'язку з заміною вхідного опору транзистора, дільника і стабілітрона колом R_A та C_A , після очевидних перетворень показана на рис. 4.11.

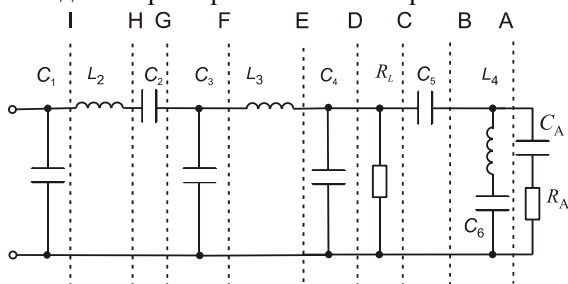


Рис. 4.11. Еквівалентна схема кола автогенератора з позначеними перерізами

Схема рис. 4.11 містить дев'ять елементів, якщо враховувати активні опори навантаження, котушок індуктивності і конденсаторів. Два елементи схеми розраховуються, виходячи з виконуваних функцій: $C_1 = 0,1836/\omega R$, де ω – робоча частота, R – навантажувальний опір; $C_6 \gg 1/\omega^2 L_4$. Залишається сім невідомих, для яких в загальному випадку можна побудувати чотири рівняння для дійсних і уявних частин навантажувального імпедансу, одне рівняння для зсуву фаз між входом і виходом кола і одне рівняння для коефіцієнта передачі між входом і виходом кола. Тобто число рівнянь менше числа невідомих. Крім того, навіть якщо і вдасться записати певну систему, ці рівняння будуть дуже складні та рішення буде складно аналізувати.

Тому розглянемо кола зліва і праворуч від перерізу D окремо. Праворуч від перерізу A знаходяться елементи еквівалентної схеми входу транзистора, дільника напруги і стабілітрона, метою вибору параметрів елементів між перерізами A і C є забезпечення необхідного коефіцієнта передачі по напрузі між перерізами C і A, та мінімального зсуву фаз між перерізами C і B. Тоді при подальшому розрахунку кола між перерізами D та I коло праворуч від D може бути представлене своїм вхідним опором $Z_D = R_D + jX_D$. Для потужних МОН ПТ, які використовуються у ВЧ автогенераторах класу E, амплітуда вхідної напруги має бути в межах від 6 до 10 В. При вихідній потужності 1 Вт на навантаженні 50 Ом має бути діюча напруга близько 7 В. Тобто коефіцієнт передачі можна обирати від 1 до 5, враховуючи, що зазвичай вихідна потужність дещо менше розрахункової.

Це відповідає високому розладу контуру $L_{41}C_5$ від робочої частоти (L_{41} – перераховане значення індуктивності з урахуванням гілки в перерізі A). При цьому також виконується умова малості зсуву фаз між перерізами B і C, що дозволяє в подальшому обмежитися урахуванням зсуву фаз між перерізами E і F, та G і I (рис. 4.12в).

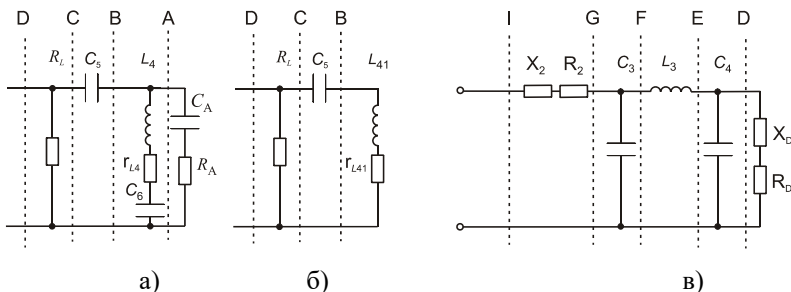


Рис. 4.12. Перетворені еквівалентні схеми частин вихідного кола

Таким чином, визначивши $Z_D = R_D + jX_D$, можна скласти рівняння для вхідного імпедансу в перерізі І на двох частотах і рівняння для зсуву фаз між перерізами D та І на одній частоті, отримавши п'ять рівнянь для п'яти невідомих C_2, C_3, C_4, L_2 і L_3

$$Z_i = R_i + jX_i = j\omega_i L_2 + R_{L2} + \frac{1}{j\omega_i C_2} + \left\{ j\omega_i C_3 + \left[R_{L3} + j\omega_i L_3 + \left[j\omega_i C_4 + \frac{1}{R_{D,i} + jX_{D,i}} \right]^{-1} \right]^{-1} \right\}^{-1} \quad (4.8)$$

$$-\varphi_T = \arctan(q_E) - \arctan(q_F) + \arctan(q_G) - \arctan(q_I), \quad (4.9)$$

де $q_E = \text{Im}(Z_E)/\text{Re}(Z_E) \equiv X_E/R_E$ – добротність в перерізі Е, решта позначень аналогічно, $i = 1, 2$. Введемо $\omega_2 = k\omega_1$ та перейдемо до опорів і провідностей елементів кола: $\alpha = \omega_1 C_4$, $\omega_2 C_4 = k\alpha$, $\lambda = \omega_1 L_3$, $\sigma = \omega_1 C_3$, $\nu = \omega_1 L_2$ та $\varepsilon = \omega_1 C_2$ для покращення умов збіжності чисельного рішення. Позначимо $Y_{D,i} = 1/(R_{D,i} + jX_{D,i})$ Тоді замість (4.8) запишеться система

$$R_1 - R_{L2} = \text{Re} \left(j \left(\nu - \frac{1}{\varepsilon} \right) + \left(j\sigma + \left(R_{L3} + j\lambda + (j\alpha + Y_{D,1})^{-1} \right)^{-1} \right)^{-1} \right), \quad (4.10)$$

$$X_1 = \text{Im} \left(j \left(\nu - \frac{1}{\varepsilon} \right) + \left(j\sigma + \left(R_{L3} + j\lambda + (j\alpha + Y_{D,1})^{-1} \right)^{-1} \right)^{-1} \right), \quad (4.11)$$

$$R_2 - R_{L2} = \text{Re} \left(j \left(k\nu - \frac{1}{k\varepsilon} \right) + \left(jk\sigma + \left(R_{L3} + jk\lambda + (jk\alpha + Y_{D,2})^{-1} \right)^{-1} \right)^{-1} \right), \quad (4.12)$$

$$X_2 = \text{Im} \left(j \left(k\nu - \frac{1}{k\varepsilon} \right) + \left(jk\sigma + \left(R_{L3} + jk\lambda + (jk\alpha + Y_{D,2})^{-1} \right)^{-1} \right)^{-1} \right). \quad (4.13)$$

Імпеданси в перерізах Е, F та G на частоті ω запишуться

$$Z_E = \left(j\alpha + \frac{1}{R_D + jX_D} \right)^{-1}, \quad (4.14)$$

$$Z_F = R_{L3} + j\lambda + \left(j\alpha + \frac{1}{R_D + jX_D} \right)^{-1}, \quad (4.15)$$

$$Z_G = \left(j\sigma + \left(R_{L3} + j\lambda + \left(j\alpha + \frac{1}{R_D + jX_D} \right)^{-1} \right)^{-1} \right)^{-1}. \quad (4.16)$$

За цими виразами можна вирахувати набіг фази в колі.

Підібравши наближені початкові значення параметрів, і розв'язавши чисельно систему рівнянь, отримаємо елементи кола, які створюють годограф імпедансу, який має вигляд петлі і двічі перетинає лінію оптимального навантажувального імпедансу. Значення елементів кола за результатами розрахунку на частоту 3 і 3,06 МГц, напрузі живлення 6 В і вихідний потужності 1 Вт наведені в табл. 4.2. На рис. 4.13 показаний результат розрахунку в програмі Mathcad. Експериментальний годограф показаний на рис. 4.14, мітка відповідає частоті 3,2 МГц.

Таблиця 4.2
Елементи автогенератора за результатами розрахунку

Елемент	Номінал	Елемент	Номінал
L_1	50 мкГн	L_3	1,192 мкГн
C_1	469 пФ	C_5	385 пФ
C_2	1,114 нФ	L_4	9,35 мкГн
L_2	4,049 мкГн	C_6	80 нФ
C_3	5,358 нФ	R_A	9 Ом
C_4	4,297 нФ	C_A	35 пФ

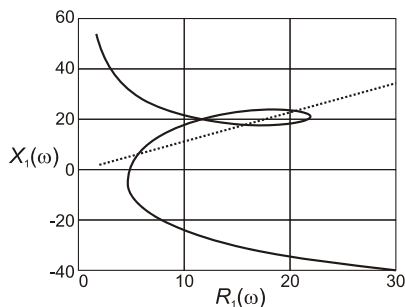


Рис. 4.13. Розрахований годограф імпедансу

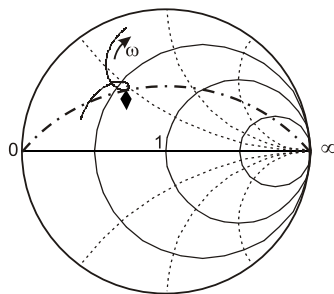


Рис. 4.14. Годограф імпедансу за результатами експерименту

Розроблена, розрахована і експериментально перевірена нова конструкція ВЧ автогенератора класу Е, який зберігає постійну вихідну

потужність в діапазоні перебудови, яка відрізняється меншою кількістю елементів, ніж в [142] (але має порівнянні характеристики), що дозволило запропонувати методику аналітичного розрахунку параметрів його елементів. Автогенератор може виконуватися в інших конструктивних рішеннях і в діапазоні НВЧ.

4.3. Автогенератор класу Е з подовженим колом зворотного зв'язку

В даний час автогенератори класу Е використовуються в галузях силової електроніки, освітлювальної техніки і фотовольтаїчних застосуваннях, у біомедичній електроніці та інших областях [13, 17, 22, 59]. Застосування автогенераторів класу Е як у потужній електроніці, так і в системах зв'язку (телекомунікацій) супроводжується постійно зростаючими вимогами до стабільності сигналу автогенератора і ширини генерованого спектра (зниження рівня фазових шумів) [151]. В автогенератори класу Е вносять конструктивні зміни, покращують методи їх розрахунку і розширюють набір досліджуваних властивостей [55, 142].

Для потужного пристрою, який працює в ключовому режимі, такого як автогенератор класу Е, необхідний великий рівень сигналу на вході силового транзистора для того, щоб перемикає його зі стану ВИМК у стан УВИМК. Тому чимало методів підвищення стабільності роботи автогенератора, наприклад, застосування високочастотних резонаторів (коливальних контурів) в колі ЗЗ не завжди застосовні в автогенераторах класу Е через проблему подачі відповідної напруги на затвор польового транзистора.

Одним з варіантів удосконалення автогенератора класу Е є модернізація його кола ЗЗ, оскільки внесення цих змін може бути зроблено з малим зростанням розсіювання енергії в автогенераторі, принаймні в нижній частині ВЧ діапазону [35].

В роботі [152] розглядається використання нового кола ЗЗ, який включає в себе ФНЧ, за рахунок чого збільшується електрична довжина ЗЗ, і створюються передумови для підвищення стабільності вихідного сигналу автогенератора.

Розрахунок автогенератора класу Е з подовженим колом ЗЗ. Принципова схема запропонованого автогенератора показана на рис. 4.15. Він містить активний елемент (польовий транзистор 2N7000), навантажувальне коло класу Е, яке складається з елементів C_1, L_2, C_2, R_L і послідовно з'єднаних C_3 і C_4 . Коло ЗЗ утворюють дане навантажувальне коло і фільтр $L_3, C_5, L_4, C_6, L_5, C_7$. Індуктивність L_6 , що також входить до кола ЗЗ, створює спільно з вхідною ємністю транзистора VT1 і стабі-

літроном VD1 (Зенерівським діодом) послідовний коливальний контур, напруга на ємності якого і є входною напругою транзистора. Активний опір даного контуру є малим, що створює труднощі для розрахунку кола зворотного зв'язку автогенератора.

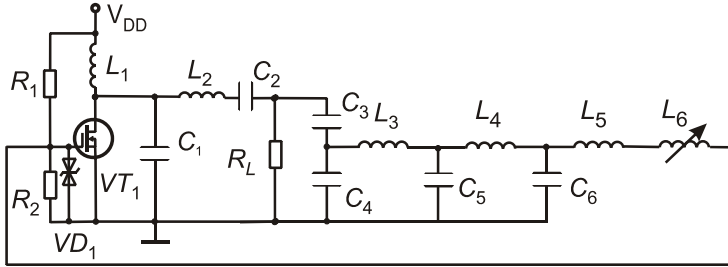


Рис. 4.15. Схема автогенератора класу Е з подовженим колом ЗЗ

На рис. 4.16 показана еквівалентна схема кола зворотного зв'язку з позначеними перерізами, в яких розраховується вхідний імпеданс кола і набіг фаз від перерізу А до перерізу К. Переріз А представляє еквівалентний вхідний імпеданс транзистора, переріз В додає підключені паралельно діод і резистивний дільник напруги. Розрахунок ведеться за методикою [35], метою є отримання в перерізі К імпедансу

$$Z_{in} = R(1 + jq_K), \quad (4.17)$$

де $R = 0.577V_{DD}^2/P$, V_{DD} – напруга живлення, P – вихідна потужність, $q_K = 1,153$. Потрібно отримати зсув фаз φ_{KA} між перерізами А і К, рівний $(164+360)$ градусів, таким чином ми додаємо за рахунок ФНЧ додатковий зсув фаз, рівний 2π . Ця ділянка кола також має виконувати функції трансформатора опорів, перетворюючи опір джерела (дільника С3-С4) в опір навантаження – вхідний опір в перерізі В, на затворі транзистора VT1. Якщо фільтр використовувати за межею смуги пропускання, то він може виконувати функцію послаблення потужності сигналу, який подається на вхід транзистора. Напруга на затворі при цьому забезпечується за рахунок резонансного збільшення напруги на елементах послідовного коливального контуру.

Зсув фаз в колі ЗЗ розраховується [35] як сума зсувів фаз між відповідними перерізами схеми (рис. 4.17) $\varphi_{KB} = \varphi_{KA}$,

$$\varphi_{KB} = \varphi_{CB} + \varphi_{ED} + \varphi_{GF} + \varphi_{IH} + \varphi_{KJ}, \quad (4.18)$$

де

$$\varphi_{CB} = \text{atan}(q_C) - \text{atan}(q_B), \quad (4.19)$$

$q_B = \frac{\text{Im}(Z_B)}{\text{Re}(Z_B)}$ – добротність в перерізі В, Z_B – вхідний імпеданс в пе-

рерізі В, для решти перерізів аналогічно. Розрахунок ведеться з умовами отримання (4.17), (4.18), вибору значень послідовно з'єднаних ємностей C_3 і C_4 для отримання необхідного значення R при $R_L = 50$ Ом, вибору значень елементів ФНЧ L_3, L_4, L_5, C_5 і C_6 для отримання зсуву фаз, близького до 180° , на секцію ФНЧ, вибору значення індуктивності L_6 для отримання послідовного резонансу з сумарною ємністю затвора транзистора і стабілітрона.

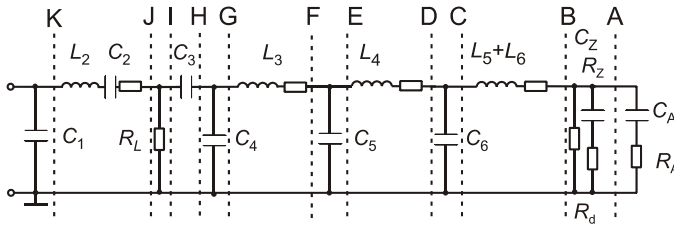


Рис. 4.16. Еквівалентна схема навантажувального кола автогенератора і кола зворотного зв'язку

Обґрунтування вибору методу розрахунку. Строгий метод, розглянутий в [35], передбачає побудову системи рівнянь, які пов'язують параметри схеми з умовами на фазовий зсув і коефіцієнт посилення. У нашому випадку формально є 9 невідомих величин: $L_2, C_2, C_3, C_4, L_3, C_5, L_4, C_6$ і $L_5 + L_6$ (далі використовуємо позначення L_6 , поєднуючи дві індуктивності в одну). Для їх знаходження треба скласти систему з 9 рівнянь для дійсних величин, число рівнянь можна зменшити, використовуючи рівняння типу (4.17) для комплексних чисел. Проте можливо скласти менше число рівнянь: два для комплексного вхідного імпедансу вихідної узгоджувальної ланки, одне рівняння для модуля коефіцієнта передачі по напрузі і одне для зсуву фаз (4.18) в колі ЗЗ. Додаткові умови, які можна накласти на значення елементів кола, важко пов'язати з цими рівняннями. Крім того, оскільки рішення шукається на площині комплексних чисел, рішення такої системи чисельно зазвичай можливо у вузькому діапазоні значення змінних, що ускладнює використання такого методу.

Зменшити число змінних можна наступними припущеннями – припустимо елементи двох секцій ФНЧ однаковими $L_3 = L_4 = L_f$ і $C_5 = C_6 = C_f$, це зменшить число змінних до 7, також можна в розрахунках визначити значення L_f і виразити

$$C_f = L_f / \rho^2, \quad (4.20)$$

де $\rho = \sqrt{L_f / C_f}$ – характеристичний імпеданс контуру. Тоді число змінних зменшиться до 6. Але все одно, скласти певну систему рівнянь для такого числа змінних і вирішити її буде складно.

Розрахунок автогенератора проведемо з використанням наближеного методу, заснованого на фізичних принципах роботи автогенератора. Для автогенератора мають виконуватися умови кратності фазового зсуву в колі зворотного зв'язку автогенератора значенню 2π , коефіцієнт передачі в колі 33 має дорівнювати 1 в стаціонарному стані автогенератора. Ось тут спрацьовує перевага автогенератора класу Е – використовуючи ключовий режим, він може працювати в більшому діапазоні напруг на вході транзистора і тому умова балансу амплітуд для нього виступає в пом'якшеній формі. Крім того, мають виконуватися умови роботи в режимі класу Е, виражені в імпедансній формі в (4.17) [35].

Розглянемо енергетичний баланс автогенератора класу Е, зазвичай при початку його розрахунку робиться припущення про реалістичний ККД пристрою, при цьому передбачається що стоковий ККД автогенератора буде в діапазоні 0,85 – 0,9. Тоді припускаючи ККД автогенератора $\eta = 0.85$, для передбачуваної вихідної потужності 1 Вт, отримаємо потужність, на яку треба розраховувати автогенератор

$$P = 1/0.85 = 1.176 \text{ Вт}. \quad (4.21)$$

1 Вт буде надходити в навантаження, а 0,176 Вт буде розсіюватися в самому автогенераторі. Для нашого ВЧ автогенератора можна оцінити складові балансу потужності аналогічно підсилювачу класу Е [48].

При напрузі живлення $V_{dc} = 6 \text{ В}$, частоті $f = 4,5 \cdot 10^6 \text{ Гц}$, еквівалентних опорах елементів $r_{L1} = r_{L2} = r_{L3} = r_{L4} = 0,5 \text{ Ом}$, $r_{L6} = 2,5 \text{ Ом}$, часу перемикання транзистора $t_f = 20 \cdot 10^{-9} \text{ с}$, розраховані за [48] втрати в підсилювачі класу Е, який входить до складу автогенератора, складають 0,068 Вт.

Таким чином, сума втрат у колі 33 автогенератора і потужності на управління транзистором становить близько 0,1 Вт. Справедливість цієї оцінки підтверджує потужність управління транзистором, при заряді перемикання затвора транзистора $Q_G = 1,8 \text{ нКл}$ вона становить $P_G = fV_{GS}Q_G = 0,065 \text{ Вт}$. Тому можна представити навантаження автогенератора (в перерізі J) у вигляді двох паралельно включених опорів у 50 і 500 Ом. Підсумковий опір навантаження в перерізі J буде $R_p = 45,5 \text{ Ом}$. Вважаючи, що опір 500 Ом представляє втрати, перера-

ховані в переріз J, можна визначити імпеданс в перерізі Н, якщо скористатися додатковою умовою на коефіцієнт передачі між перерізами J і Н.

Для даного автогенератора навантажувальний опір R дорівнює [1-6]

$$R = 0,5768 \frac{V_{dc}^2}{P} = 17,663 \text{ Ом.} \quad (4.22)$$

Цей опір на рис. 4.17а позначений як R_{sJ} . Шунтувальна ємність C_1 визначається як в підсилювачі класу Е [1-6]

$$C_1 = \frac{0,1836}{2\pi f R} = 3,676 \cdot 10^{-10} \text{ Ф.} \quad (4.23)$$

Значення L_2 часто задається по обраному значенню навантаженої добротності $Q_L = \omega L_2 / R_{sJ}$ або по експериментально вимірюваному значенню, в експериментальному макеті розрахованого автогенератора використовувалася індуктивність $L_2 = 2,29$ мкГн.

Важливою частиною автогенератора є трансформатор опору, який перетворює опір навантаження R_L в навантажувальний опір R_{sJ} , в автогенераторі використовується трансформатор на ємностях C_2 і C_3 . Тут треба зробити зауваження про величину цього опору, пов'язаного з активним опором послідовного коливального контуру, на рис. 4.17б він позначений як r_{L2} , оскільки еквівалентний послідовний опір r_{C2} зазвичай значно менше. З урахуванням цього опору фактично ми повинні визначити

$$R_{sJ} = R - r_{L2}. \quad (4.24)$$

Тоді $R_{sJ} = 17,163$ Ом, і відповідно це значення треба враховувати для розрахунку ємнісного трансформатора імпедансу.

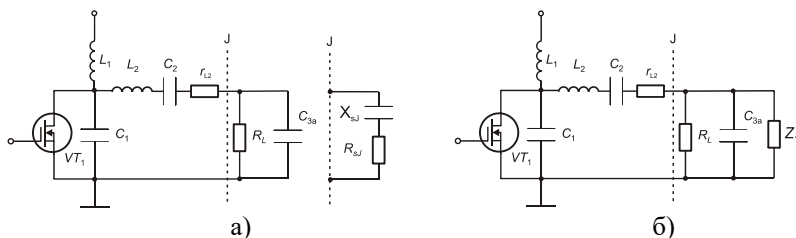


Рис. 4.17. Схема підсилювача класу Е в складі автогенератора (а) і перетворення опорів з виділенням опору, який відповідає за втрати в автогенераторі (б)

Слідуючи [35, 48], можна визначити значення ємностей C_2 і C_{3a} , використовуючи рівність добротності ланок $C_{3a}-R_L$ і C_s-R_{sJ}

$$q_J = \frac{R_p}{X_{C3a}} = \frac{X_{Cs}}{R_{sJ}}. \quad (4.25)$$

Тоді

$$X_{C3a} = \frac{1}{\omega C_{3a}} = \frac{R_p}{q_J}, \quad (4.26)$$

$$X_{Cs} = \frac{X_{C3a}}{1 + 1/q_J^2}, \quad (4.27)$$

$$X_{C2} = \frac{1}{\omega C_2} = R_{sJ}(Q_L - q - q_J). \quad (4.28)$$

Ємності будуть дорівнювати $C_2 = 1,676$ нФ, $C_{3a} = 0,999$ нФ.

Наступним етапом буде розрахунок ємнісного дільника для узгодження імпедансу і введення послаблення сигналу в колі ЗЗ. На рис. 4.18а показаний умовний поділ опору R_p на R_L та Z_1 . Позначенням Z_1 показується, що в цьому місці може бути комплексний опір, хоча в розрахунку можна припускати дійсний характер цього імпедансу, як буде показано далі.

Спочатку перерахуємо паралельне з'єднання C_{3a} і Z_1 в послідовне з'єднання C_{33} , C_{3s} і Z_{11} . Визначаємо $q_I = Z_1/X_{Ca} = 14,12$.

$$Z_{11} = \frac{Z_1}{1 + q_I^2} = 2,494, \quad (4.29)$$

$$X_{C33} + X_{C3s} = \frac{X_{C3a}}{1 + 1/q_I^2} \quad (4.30)$$

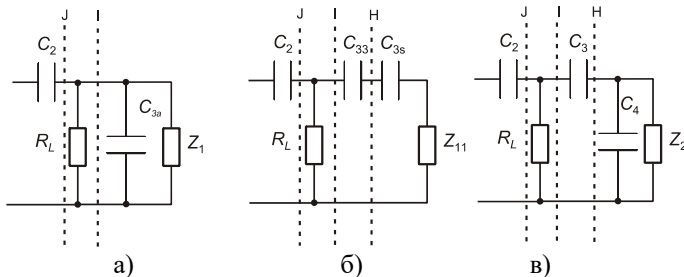


Рис. 4.18. Перетворення схеми для розрахунку значень ємностей C_3 і C_4 зі схеми автогенератора класу Е (рис. 4.17)

Виконати подальші перетворення аналогічно (4.25)-(4.28) в цьому випадку не можна, оскільки нам невідомі 3 з 4 змінних, які входять у вираз, аналогічний (4.25). Щоб визначити q_H , запишемо модуль коефіцієнта передачі між перерізами I та H як функцію q_H

$$K_V(q_H) = \left| \frac{1}{1 + \frac{X_{C3}(q_H)}{X_{C4}(q_H)} + \frac{X_{C3}(q_H)}{Z_2(q_H)}} \right|, \quad (4.31)$$

прирівняємо її значенню 0,1, вважаючи, що ця величина і додаткове загасання в ФНЧ компенсуються резонансним збільшенням напруги на затворі транзистора і буде отримана амплітуда ВЧ напруги 8 В, необхідна для перемикавання МОН ПТ. З рівняння (4.29), яке можна розв'язати графічно, побудувавши графік по (4.31) (рис. 4.19), отримуємо значення $q_H = 1,62$ і тоді

$$Z_2 = Z_{11} \left(1 + q_H^2 \right) = 8,88, \quad (4.32)$$

$$X_{C3s} = Z_{11} q_H, \quad (4.33)$$

$$X_{C4} = q_H \frac{Z_2}{q_H}, \quad (4.34)$$

$$C_4 = \frac{1}{\omega X_{C4}} = 6,373 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}, \quad (4.35)$$

$$X_{C3} = X_{C33} - X_{C3s}, \quad (4.36)$$

$$C_3 = \frac{1}{\omega X_{C3}} = 1,132 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}. \quad (4.37)$$

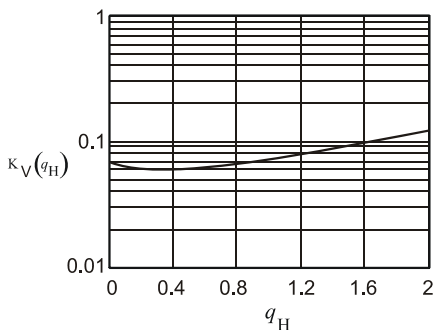


Рис. 4.19. Залежність коефіцієнта передачі між перерізами I та H для визначення q_H

Таким чином, використовуючи енергетичний підхід, можна визначити елементи схеми автогенератора до перерізу Н. Знаючи елементи схеми можна знайти зсув фаз між перерізами Н і К (4.16)

$$\varphi_{IH} = \arctan(q_I) - \arctan(q_H) = 0,488, \quad (4.38)$$

$$\varphi_{KJ} = \arctan(q_K) - \arctan(q_J) = -0,053, \quad (4.39)$$

$$\varphi_{KH} = \varphi_{KJ} + \varphi_{IH} = -0,053 + 0,488 = 0,435. \quad (4.40)$$

На ділянці К-Н зсув фаз дорівнює 0,453 рад або 25° , тому на ділянці кола від G до В треба отримати зсув фаз 531° .

Далі розрахуємо елементи схеми між перерізами С і В, а потім дві Г-образні ланки фільтра. Вхідний імпеданс в перерізі С, коефіцієнт передачі між перерізами С і В, а також зсув фаз між ними залежать від одного елемента – L_6 . Визначимо коефіцієнт передачі і зсув фаз в залежності від L_6 , запишемо імпеданс індуктивності

$$Z_{L6}(L_6) = r_{L6} + j\omega L_6. \quad (4.41)$$

Потім визначимо імпеданс в перерізі В

$$Z_B = \left(\frac{1}{R_d} + \frac{1}{Z_{dz}} + \frac{1}{Z_A} \right)^{-1}, \quad (4.42)$$

де $R_d = 150$ кОм – еквівалентний опір дільника напруги на затворі транзистора, $Z_{dz} = R_{dz} + (j\omega C_{dz})^{-1} = 1 - j1179$ Ом – імпеданс стабілітрона (діода Зенера), $Z_A = 0,5 - j440$ Ом – вхідний імпеданс транзистора на частоті 4,5 МГц. Коефіцієнт передачі запишемо аналогічно (4.31)

$$K_V(L_6) = \frac{1}{\left| 1 + \frac{Z_{L6}(L_6)}{\left(\frac{1}{R_d} + \frac{1}{Z_{dz}} \right)^{-1}} + \frac{Z_{L6}(L_6)}{Z_A} \right|}. \quad (4.43)$$

Залежність зсуву фаз від L_6 виразимо як

$$\varphi_{CB}(L_6) = \arctan \left(\frac{\text{Im}(Z_{L6}(L_6) + Z_B)}{\text{Re}(Z_{L6}(L_6) + Z_B)} \right) - \arctan \left(\frac{\text{Im}(Z_B)}{\text{Re}(Z_B)} \right). \quad (4.44)$$

Побудуємо графіки коефіцієнта передачі і зсуву фаз між перерізами В і С (рис. 4.20), з рисунка видно, що при коефіцієнтах передачі в межах 20-40 зсув змінюється несуттєво і близький до максимального значення π , досяжного на одному реактивному LC колі.

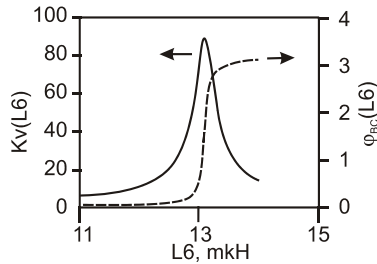


Рис. 4.20. Залежність коефіцієнта передачі і зсуву фаз між перерізами В і С від L_6

Якщо побудувати графіки цих величин в залежності від частоти і індуктивності (рис. 4.21), то основний висновок залишиться в силі – ми можемо отримати необхідне значення коефіцієнта передачі і при зміні частоти генерації внаслідок зміни L_6 .

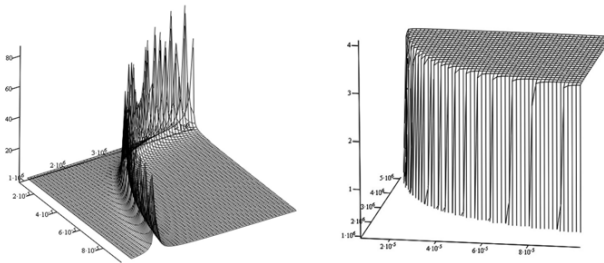


Рис. 4.21. Залежність коефіцієнта передачі і зсуву фаз між перерізами В і С від L_6 і частоти

За результатами розрахунку зсув фаз при коефіцієнті передачі від 20 до 40 змінюється в межах 3,12-3,13 рад або приблизно 179°. Тоді на ФНЧ має припадати фазовий зсув 352°, що говорить про те, що фільтр повинен працювати поблизу частоти зрізу. Враховуючи (4.20) і приймаючи індуктивність $L_f = 2.2 \cdot 10^{-6}$ Гн, визначимо коефіцієнт передачі фільтра і зсув фаз на ньому, коефіцієнт передачі ФНЧ визначимо як добуток коефіцієнтів передачі двох ланок, між перерізами С і Е та між Е і G. Перша частина має коефіцієнт передачі

$$K_{V1}(\rho) = \frac{1}{\left| 1 + (r_{L_f} + j\omega L_f) \left(\frac{j\omega L_f}{\rho^2} \right) + \frac{r_{L_f} + j\omega L_f}{Z_C} \right|}, \quad (4.45)$$

а друга відрізняється тим, що навантажена на імпеданс, який також є функцією ρ

$$K_{V2}(\rho) = \frac{1}{\left| 1 + (r_{Lf} + j\omega L_f) \left(\frac{j\omega L_f}{\rho^2} \right) + \frac{r_{Lf} + j\omega L_f}{Z_E(\rho)} \right|}. \quad (4.46)$$

Графіки цих залежностей і їх добутки наведені на рис. 4.22. Вони показують, що очікуваний коефіцієнт передачі ФНЧ, який має бути порядку одиниці, реалізується при значеннях характеристичного опору ρ близько 36 і 40, визначити, яке значення вибрати, допоможе залежність зсуву фаз на ФНЧ.

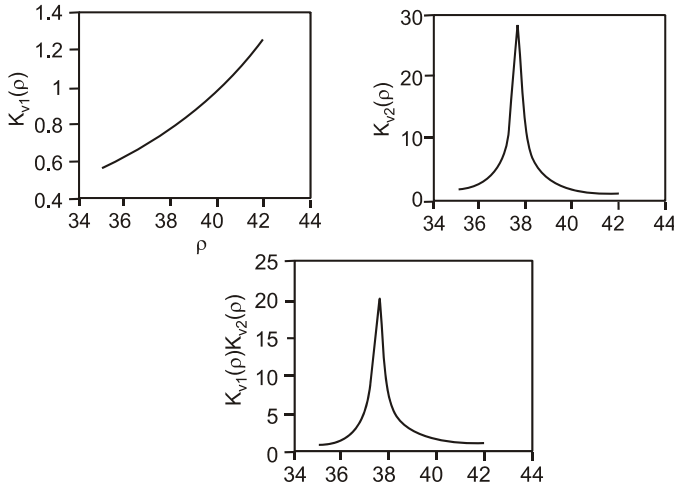


Рис. 4.22. Залежності коефіцієнта передачі першої і другої частин ФНЧ та їх добутки

Запишемо вираз для зсуву фаз кожної секції фільтра

$$\varphi_{ED}(\rho) = \arctan(q_E(\rho)) - \arctan(q_D(\rho)), \quad (4.47)$$

$$\varphi_{GF}(\rho) = \arctan(q_G(\rho)) - \arctan(q_F(\rho)), \quad (4.48)$$

$$Z_D(\rho) = \left(1/Z_C + j\omega L_f/\rho^2 \right)^{-1}, \quad (4.49)$$

$$Z_E(\rho) = Z_D(\rho) + j\omega L_f + r_{Lf}, \quad (4.50)$$

$$Z_F(\rho) = \left(1/Z_E(\rho) + j\omega L_f/\rho^2 \right)^{-1}, \quad (4.51)$$

$$Z_G(\rho) = Z_F(\rho) + j\omega L_f + r_{Lf}. \quad (4.52)$$

Обчислення за цими формулами дають залежності зсуву фаз на ФНЧ залежно від відношення індуктивності до ємності, які самі залежать від частоти роботи автогенератора. На рис. 4.23 показана залежність зсуву фази на фільтрі, яка також дозволяє однозначно визначити значення ρ . Отримане при цьому значення набігу фази близько до потрібного значення 352° .

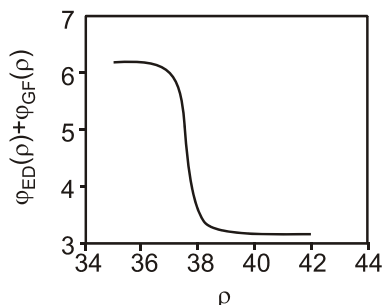


Рис. 4.23. Залежності зсуву фаз на ФНЧ від ρ

Якщо побудувати графік зсуву фаз від ρ і частоти, то з виразу власної частоти фільтру $\omega_0 = \rho/L_f$ і умови, що зсув, близький до π , можна отримати при частоті сигналу, більшій за частоту зрізу ФНЧ, то цей графік легко пояснити (рис. 4.24).

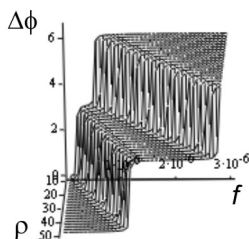


Рис. 4.24. Залежність зсуву фаз на двох L-секціях від частоти і характеристичного опору ρ

Для перевірки припущення про дійсний характер вхідного імпедансу в перерізі G побудуємо залежність уявної частини імпедансу Z_G в залежності від ρ , рис. 4.25. Цей графік підтверджує, що при значенні характеристичного опору $\rho \approx 37$ Ом вхідний імпеданс в точці G має дій-

сний характер і висловлене припущення справдилося. Також це вказує на вибір потрібного значення ρ з двох можливих по залежностям рис. 4.22. Розрахунок ρ по зсуву фаз дає значення $\rho = 36,2$. Тоді ємність $C_f = 2,2 \cdot 10^{-6} / (36,2)^2 = 1,68 \cdot 10^{-9}$ Ф. Значення елементів схеми автогенератора наведені в табл. 4.3.

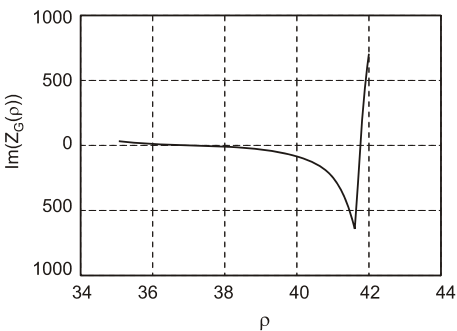


Рис. 4.25. Залежність уявної частини вхідного імпедансу Z_G від ρ

Таким чином, на основі балансу потужностей в автогенераторі, із залученням умови на набіг фази в колі 33 автогенератора, були розраховані значення елементів автогенератора з подовженим колом 33. Такий метод розрахунку може застосовуватися і для інших конструкцій автогенераторів класу Е. Підвищити точність розрахунку можна з використанням більш точних моделей активних і пасивних елементів схеми, як і в інших методах розрахунку.

Таблиця 4.3

Елементи схеми автогенератора

Елемент	Номінал	Елемент	Номінал	Елемент	Номінал
C_1 , пФ	367,6	C_4 , нФ	6,373	$L_5 + L_6$, мкГн	13
L_2 , мкГн	2,29	L_f , мкГн	2,2	R_1 , кОм	100
C_2 , нФ	1,676	C_f , нФ	1,68	R_2 , кОм	100
C_3 , нФ	1,132	R_L , Ом	50	L_1 , мкГн	50

Результати вимірювання макета автогенератора. За даними розрахунку був виготовлений макет автогенератора на частоту 4,5 МГц, який показав роботу в режимі класу Е, осцилограми напруги на стоці транзистора і на навантаженні при напрузі живлення 6 В показані на рис. 4.26. Видно, що виконується режим класу Е (рівність нулю напруги

і її похідної на стоці в момент відкривання транзистора) і сигнал на виході потужного генератора є синусоїдальним.

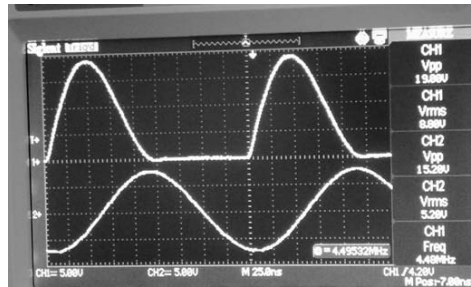


Рис. 4.26. Осцилограми напруги на стоці транзистора (вгорі) і на навантаженні (внизу) при напрузі живлення 6 В

Генератор при напрузі живлення 6 В забезпечує вихідну потужність 0,54 Вт при ККД 0,85. Залежність вихідної потужності і ККД від напруги живлення показані на рис. 4.27. Напруга змінювалася від номінального значення 6 В в обидві боки. Немонотонний хід залежності ККД від частоти пояснюється варіаціями вихідної потужності і споживаного від джерел живлення постійного струму внаслідок зміни форм струму і напруги на транзисторі.

Залежність частоти автогенератора при зміні напруги живлення показана на рис. 4.28. Відносний діапазон зміни частоти 0,4% є порівняним з іншими генераторами класу E, при більшому діапазоні зміни напруги живлення [35, 48], що свідчить про невелике підвищення стабільності частоти відносно зміни напруги живлення. Зміна частоти може бути пояснена тим, що ємність транзистора входить в коливальну систему генератора і змінюється при зміні напруги живлення [93, 98].

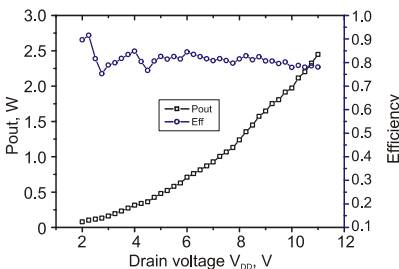


Рис. 4.27. Експериментальні залежності вихідної потужності і ККД

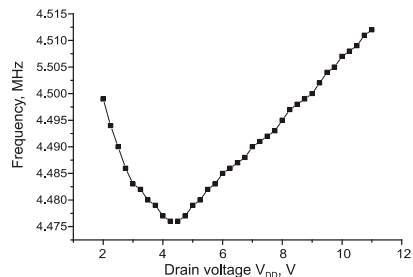


Рис. 4.28. Залежність зміни частоти від напруги живлення

Іншим параметром, який свідчить про більш високу стабільність автогенератора, є швидкість зміни зсуву фази в колі 33 при зміні частоти. Добротність може бути визначена як [153]

$$Q = \frac{\omega_0}{2} \left| \frac{d\varphi}{d\omega} \right|. \quad (4.53)$$

Зсув фаз $d\varphi$ розраховується в схемі з розімкненою петлею зворотного зв'язку, введення ФНЧ у розглянутій схемі дозволяє приблизно в 1,5 рази підвищити еквівалентне значення добротності (4.53).

Оцінити стабільність частоти генератора під дією дестабілізуючих факторів можна за шириною смуги захоплення частоти при синхронізації зовнішнім сигналом [48, 153, 154]. У табл. 4.4 наведені значення відносної смуги захоплення частоти для декількох конструкцій ВЧ автогенераторів класу Е. Результати показують, що при порівняннях активних приладах, напругах живлення і рівні синхронізуючого сигналу, смуга захоплення частоти у запропонованого генератора вужче, що свідчить про більш високу ефективну добротність кола 33 [153]. Для узгодження теоретичних і експериментальних даних необхідно провести врахування частотних характеристик активного елемента в робочому режимі.

Був розрахований, виготовлений і експериментально досліджений автогенератор класу Е з розширеним колом зворотного зв'язку, в яке додана лінія затримки у вигляді фільтра нижніх частот, щоб отримати в колі 33 фазовий зсув на 360° більше. Це дозволяє підвищити стабільність частоти автогенератора за рахунок підвищення еквівалентної добротності кола зворотного зв'язку. Моделювання показує, що добротність кола зростає в 1,5 рази. В експерименті отримана вихідна потужність 0,54 Вт при ККД 0,85.

Таблиця 4.4

Відносна смуга захоплення частоти для різних конструкцій автогенератора

Посилання	Частота, МГц	Q_L	Смуга захоплення частоти кГц @ V_{spp} , В	$\Delta f/f_0$, %
[48]	0,8	13	9,5 @ 4,2	1,06
[151]	5	12	20,6 @ 3	0,4
[55]	1	5	8 @ 3	0,8
[152]	4,5	5	10,8 @ 4,6	0,24

Експериментальне вимірювання смуги захоплення частоти при синхронізації генератора, зміна частоти при зміні напруги живлення і

зміна зсуву фаз на змінній індуктивності в колі ЗЗ підтверджують підвищення стабільності частоти. Така порівняно проста зміна конструкції автогенератора може знайти вживання в багатьох застосуваннях, де бажано в автогенераторі з високим ККД отримати вихідний сигнал з підвищеною стабільністю.

4.4. Автогенератор класу E_M

Генератори класу E [7, 16, 35, 48, 58, 59, 155] мають високий ККД тому, що в них задовольняються умови ПНН і ПНПН [39, 43, 156-160]. Автогенератори класу E поділяються на дві категорії. Одна – автогенератори в режимі автономних коливань і інша – синхронізовані генератори (з захопленням частоти). Автогенератори з захопленням частоти дозволяють очікувати високий загальний ККД і високу стабільність частоти генерації [16, 48, 155]⁶. У багатьох системах використання автогенератора класу E має переваги перед підсилювачами класу E .

В роботі [161] розглядається автогенератор, побудований на основі підсилювача класу E_M [1, 2, 162-167], в якому, завдяки додатковій інжекції в вихідне коло підсилювача сигналу на частоті вищої гармоніки вхідної частоти (найпростіше другої), можна *додатково* отримати умови перемикання при нульовому струмі (ПНС) і при нульовій похідній струму (ПНПС) в момент вимикання транзистора. Тому ПП класу E_M підвищує ККД перетворення навіть якщо транзистор має тривалий час вимикання. ПП класу E потребує двох вхідних сигналів, для управління ключовими елементами основного і кіло інжекції. При створенні підсилювача фази цих сигналів мають бути фіксованими. Однак, складно спроектувати схему управління з проміжним (довільним) фазовим зсувом. Створення керуючої схеми – одна з проблем для ПП класу E_M .

В роботі [161], яка розвиває [166], представлений автогенератор класу E_M з інжекцією другої гармоніки. У пропонованому автогенераторі вихідна частота генератора синхронізована із вхідною частотою кола інжекції. Додатково перемикання напруги і струму в основному колі задовольняють умовам E_M ПНП/ПНПН/ПНС/ПНПС і форми напруги в колі інжекції задовольняють умовам ПНП/ПНПН. Пропонована схема є покращеною версією не тільки E_M автогенератора, але також і підсилювача класу E_M для фіксованої частоти і фіксованої напруги живлення. Оскільки застосовується тільки один сигнал для запропонованого автогенератора, він простіше, ніж підсилювач класу E_M . Проектовані схеми і

⁶ У роботах [16, 155] фактично описано регенеративні підсилювачі, розділ 2.4.

розроблений макет враховують вбудований діод в МОН ПТ, нелінійні ємності переходів і еквівалентний послідовний опір кожного компонента. В експерименті автогенератор мав 92% ККД при 34,8 Вт вихідної потужності на частоті 1 МГц. Експериментальні результати близькі до результатів чисельного моделювання, що свідчить про правильність методу розрахунку.

Підсилювач класу Е_М. На рис. 4.29а представлена схема підсилювача класу Е_М [1, 162-166], в ньому можна виділити основну та інжектувальну частини. Кожна має схему, схожу зі схемою ПП класу Е.

На рис. 4.29б показані форми сигналів в ПП класу Е_М в номінальному режимі роботи, коли коефіцієнт заповнення основного кола дорівнює 0,5. Ключ S_1 управляється вхідним сигналом S_{in1} , як показано на рис. 4.29б. Напруга на ключі v_{S1} задовольняє умовам ПНП/ПНПН в момент включення транзистора. Додатково струм ключа i_{S1} має перемикання при нульовому струмі (ПНС) і нульову похідну струму (ПНПС) в момент вимикання транзистора. Оскільки умови ПНС/ПНПС виконуються, то форми і напруги на ключі, і струму через ключ в момент вимикання також гладкі. Ці умови перемикання записуються як

$$v_{S1}(2\pi D_1 + \phi) = 0, \quad \left. \frac{d}{d\theta} v_{S1}(\theta) \right|_{\theta=2\pi D_1 + \phi} = 0, \quad (4.54)$$

$$i_{S1}(2\pi + \phi) = 0, \quad \left. \frac{d}{d\theta} i_{S1}(\theta) \right|_{\theta=2\pi + \phi} = 0, \quad (4.55)$$

де ϕ – зсув фаз між двома вхідними сигналами, показаними на рис. 4.29б. Внаслідок виконання умов перемикання класу Е_М, підсилювач демонструє високий ККД, навіть якщо транзистор в основному колі має великий час перемикання і меншу вартість [162]. Для отримання умов ПНС/ПНПС ПП класу Е_М, необхідне коло інжекції [162, 168]. Це коло має забезпечувати струм другої гармоніки i_2 з відповідними фазою і амплітудою для отримання умов ПНС/ПНПС в основному колі. Напруга на ключі v_{S1} перетворюється в синусоїдальну напругу на основній гармоніці v_0 при проходженні коливального контуру $L_1 - C_1$.

Підсилювач класу Е_М потребує двох вхідних сигналів S_{in1} та S_{in2} , які управляють ключовими елементами основного та інжектувального кола. Зсув фаз між двома вхідними сигналами – важливий і корисний параметр для налаштування струму інжекції другої гармоніки. При реалізації кола фазовий зсув ϕ , який визначається з інших параметрів, має бути зафіксований на певному рівні. Проте, складно розраху-

вати керуюче коло для довільного зсуву фаз. Тому $\phi = 0$, визначене в [165], дозволяє отримати тільки умову ПНП. Проектування керуючого кола – одна з проблем ПП класу E_M .

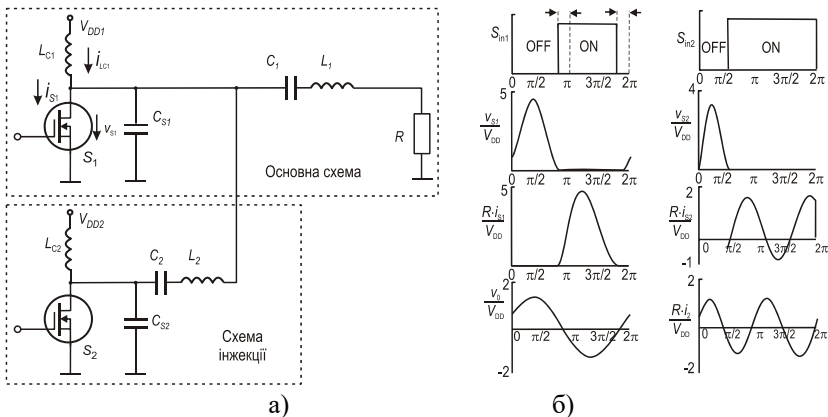


Рис. 4.29. Підсилювач класу E_M , а) схема, б) форми сигналів при $D_1 = 0,5$ та $D_2 = 0,25$

Автогенератор класу E_M з інжекцією другої гармоніки. На рис. 4.30 показана схема пропонуваного автогенератора [162], який складається з основної схеми та кола інжекції. Основна схема – це автогенератор в режимі вільних коливань і схема інжекції – це подвоювач класу E [1, 169-171]. Форми сигналів у номінальному режимі показані на рис. 4.31. Основна схема управляється напругою по колу зворотного зв'язку з виходу генератора. Ключ головного кола має напругу, яка задовольняє умовам ПНП/ПНПН/ПНС/ПНПС внаслідок інжекції струму на частоті другої гармоніки з допоміжної схеми. Схема інжекції управляється входнім сигналом s_{in} , чия основна частота дорівнює вихідній частоті. Іншими словами, вихідна частота синхронізована із входньою частотою. У цьому сенсі пропонуваний автогенератор працює як синхронізований автогенератор із захопленням частоти. З викладених пояснень випливає, що схема інжекції відіграє багато ролей в пропонуваному автогенераторі. По-перше, це отримання умов перемикання класу E_M , що підвищує ККД і дозволяє використовувати МОН ПТ, який повільно перемикається. Дотримуючись міркувань, подібних [162], можливо зменшити вартість виготовлення схеми, зокрема за рахунок вартості транзистора в основній схемі. По-друге, вихідна частота синхронізована з частотою входнього сигналу, яка вдвічі менше, ніж частота інжектіваного струму. Якби в якості інжектівального кола використовувався під-

силонач класу Е, робоча частота якого вдвічі більше, ніж в основному колі, то це виглядало б як дільник частоти. Використання подвоювача частоти в якості схеми інжекції дозволило вирівняти вхідну частоту і вихідну частоту автогенератора. Далі, додавання інжектувального кола підвищує вихідну потужність системи, що корисно для застосувань з високою вихідною потужністю.

Запропонована конструкція одночасно є покращеною версією ПП класу E_M [166]. Внаслідок зменшення числа вхідних сигналів до одного, побудова джерела сигналу для запропонованої схеми значно простіше, ніж для ПП класу E_M на фіксовану частоту і фіксовану напругу живлення. Наприклад, немає необхідності у визначенні фазового зсуву між основною і інжектувальною схемою. Тому можуть бути вилючені параметри налаштування. В результаті ще одна умова перемикавання може бути визначена при розрахунку схеми інжекції. Тому можливо отримати умови ПНП/ПНПН в схемі інжекції, що покращує ККД схеми інжекції в порівнянні зі схемою інжекції в ПП класу E_M [19]. Повна потужність управління може бути зменшена за рахунок використання кола позитивного ЗЗ в основній схемі, що підвищує ККД_{дп}. З проведеного обговорення зрозуміло, що запропонований автогенератор має декілька переваг не тільки перед автогенератором класу Е, а і перед підсилювачем класу E_M .

Однак у запропонованому автогенераторі очікується нестабільна робота при зміні вхідної частоти внаслідок наявності зворотного зв'язку. У підсилювачах класу E_M робота завжди стабільна завдяки постійному відношенню вхідних частот. Також оскільки напруга зсуву на основному МОН ПТ задається дільником, то при зміні напруги живлення, наприклад при роботі в схемі усунення і відновлення огинаючої (схема Кана) [25], необхідно створити окрему схему подачі зміщення на ПТ в основній схемі автогенератора.

Проектування автогенератора. В роботі [161] використовувався метод чисельного розрахунку, запропонований в [157]. Використовуючи цей метод, можна отримати значення елементів схеми при заданні умов роботи.

А. Припущення.

1) Ключові прилади S_1 і S_2 мають нульовий опір у відкритому стані r_{S1} і r_{S2} та вбудований в МОН ПТ діод має нелінійну ємність C_{dsk} . Крім того, S_1 має еквівалентну ємність затвор-виток C_g і еквівалентний опір затвор-виток r_g .

2) Шунтувальні ємності C_{S1} і C_{S2} є сумою ємностей вбудованих діодів МОН ПТ C_{dsk} зовнішніх лінійних ємностей C_{extk} . Ємності внутрішніх діодів записуються як

$$C_{dsk} = \frac{C_{j0k}}{\left(1 + \frac{v_{Sk}}{V_{bik}}\right)^{m_k}}, \quad k = 1 \text{ and } 2, \quad (4.56)$$

де V_{bik} – вбудований потенціал, C_{j0k} – ємність при $v_{Sk} = 0$, і m_k – про- філюючий коефіцієнт переходу [159, 172].

3) Враховується еквівалентний послідовний опір (ESR) всіх ко- тушок індуктивності.

4) Всі пасивні елементи за винятком нелінійної ємності транзис- тора передбачаються лінійними.

5) Для простоти всі рівняння з розрахунку схеми адресовані для діапазону $-\pi \leq \phi \leq 0$. Ключ в інжектувальному колі розмикається при $\phi = 0$, а замикається при $\pi/2 \leq \theta < 2\pi$.

Подальший розрахунок проводиться в [161] на основі [157], ана- логічно розділу 1.6 [55]. Деталі розрахунку опустимо і розглянемо отримані результати.

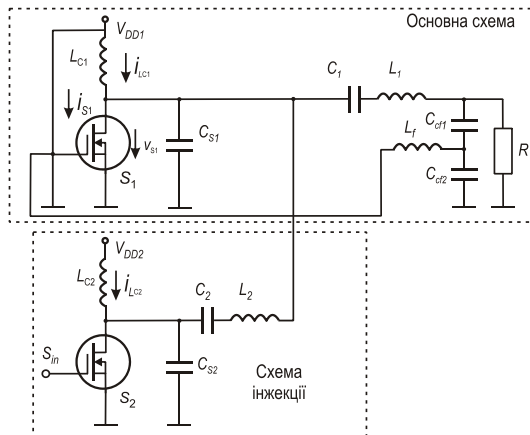


Рис. 4.30. Схема автогенератора класу E_M з подачею зовнішнього синхронізуючого сигналу і вбудованим подвоювачем частоти

Вибір транзисторів. Автогенератор розраховувався на $P_0 = 35$ Вт, $R = 220$ Ом, слідуючи специфікаціям з [158]. За результа- тами розрахунку були визначені і інші параметри, зокрема прийнята

навантажена добротність основної схеми $Q_1 = 3$. Обираючи $V_{DD1} = 70$ В, можна отримати мінімальне значення напруги живлення основної схеми

$$V_{DD1\min} = \sqrt{\frac{\left(\frac{P_0 R}{V_{DD1}^2}\right)_{\max}|_{Q=3}}{P_0 R}} = 66,5 \text{ В.} \quad (4.57)$$

Максимальна напруга на транзисторі основної схеми за результатами розрахунку дорівнює 310 В, на другому – 176 В. Тому для використання в обох частинах схеми був обраний транзистор IRF740.

В роботі [161] запропоновано синхронізований автогенератор класу E_M з інжекцією другої гармоніки. Основна схема автогенератора працює з виконанням умов перемикавання транзистора при нульовій напрузі і струмі, з нульовими похідними напруги і струму, що підвищує ККД перетворення енергії і знижує вартість виготовлення пристрою. Вихідна частота може бути прив'язана до частоти, яка подається на інжектувальне коло. Також це дозволяє збільшити вихідну потужність. Пропонована схема розглядається не тільки як покращена версія автогенератора класу E , але й підсилювача класу E_M . Представлено чисельний метод для розрахунку цього автогенератора, який може використовуватися для будь-якого набору параметрів. Представлені графіки залежностей для вибору параметрів конструювання при урахуванні нелінійних ємностей і еквівалентних послідовних опорів елементів. За даними експериментальних досліджень отримано ККД 92,0% на частоті 1 МГц при вихідній потужності 34,8 Вт.

4.5. Розробка автогенератора класу EF2 для ВЧ телекомунікаційних систем

Дослідження в області потужних автогенераторів досить старі [7] і були розвинені стосовно різних напрямків, таких як перетворювачі постійного струму в постійний струм [35], індукційний нагрів і комунікаційні системи [173-175]. Вихідна потужність варіювалася від декількох ват і низьких частот [7, 13,35,157] до міліват в ВЧ діапазонах [173-175].

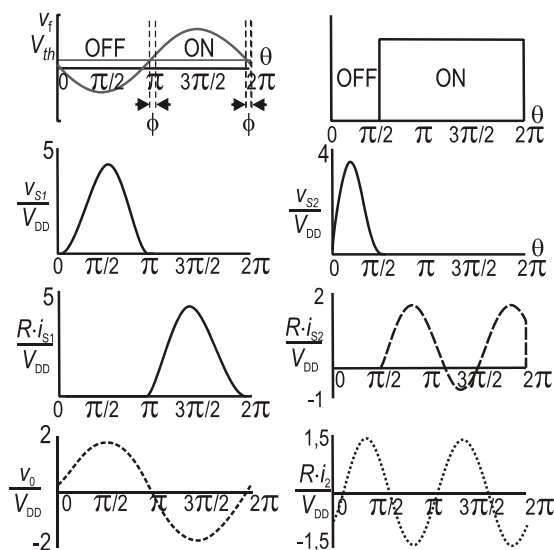


Рис. 4.31. Форми сигналів в автогенераторі класу E_M

Для ВЧ систем зв'язку мале споживання енергії і вартість ІС є важливими проблемами. Класична архітектура, така як супергетеродинні приймачі, містить багато складових блоків для отримання добрих характеристик при великих витратах енергії і великій площі кристалів ІС. Для усунення цих проблем використовується побудова приймачів/передавачів за методом прямого перетворення [176].

На схемному рівні застосовується об'єднання декількох вузлів, наприклад самогенеруючих змішувачів або малoshумлячих змішувачів. Цей підхід потенційно дозволяє зменшити споживану потужність і площу ІС.

Дотримуючись цих двох ідей, запропоновано передавач на основі потужного автогенератора, описаний в [175] (рис. 4.32). У цій архітектурі інформаційний сигнал використовується безпосередньо для управління (модуляції) високочастотного сигналу, який генерується потужним автогенератором, і по фазі, і по амплітуді. Довільні закони модуляції можуть бути отримані без додаткових ВЧ кіл, таких як змішувачі та фільтри.

В роботі [177] обговорюється розробка автогенератора для комунікаційних систем. Використовується підсилювач класу EF2 замість класу E, оскільки у нього зменшена напруга на транзисторі і менший вміст гармонік у вихідному сигналі.



Рис. 4.32. Побудова передавача з потужним генератором, що управляється напругою (ГУН)

Порівняння класів E і EF2. Ключові підсилювачі потужності здатні віддавати потужність при високому ККД завдяки формам напруги і струму, які не перекриваються. ПП класу E [39] – ключовий ПП, який використовує перемикання при нульовій напрузі (ПНН) при нульовій похідній напруги для мінімізації втрат енергії. Базова схема підсилювача класу E показана на рис. 4.33. Значення елементів обираються для задоволення умов роботи у ключовому режимі і залежать від частоти, вихідної потужності і навантажувального опору.

Відомо, що ця схема має велике перевищення максимальної напруги на ключі (точка X), приблизно у 3,6 разів [178]. В інтегральних схемах через малу напругу пробоя сучасних транзисторів це часто веде до використання каскадних схем для того, щоб розподілити напругу на декілька приладів.

Як можливість до використання ПП класу E, управління формами сигналів у ключових колах призвело до появи класів EF. Цей клас схем має ПНН і ПНПН, але їх форми сигналів мають корисні аспекти, наприклад меншу максимальну напругу. Один із прикладів такої схеми – схема класу EF2, яка показана на рис. 4.34.

Основна відмінність між класом E і класом EF2 – це послідовний контур на другу гармоніку L2-C2, що включений між точкою X і загальним проводом і створює коротке замикання (КЗ) на другій гармоніці. Таке замикання на частоті другої гармоніки змінює форму сигналу і зменшує максимальну напругу на ключі. Це призводить до того, що клас EF2 здатний віддавати на 43% більше потужності при тій самій максимальній напрузі на приладі [179]. Аналіз роботи класу EF2 представлений у [178, 179].

Часові залежності сигналів в точці X для ідеальних класів E і EF2 при нормованій напрузі живлення показані на рис. 4.35. Видно, що в класі EF2 істотно зменшується максимальне значення напруги на ключі. Це зменшення перенапруги може бути використано для різних цілей: (1) подальшого підвищення напруги живлення з метою збільшення вихідної потужності; (2) підвищення напруги живлення і навантажувального опору з метою зменшення струмів через пасивні компоненти і підвищення ККД; (3) націлювання на більш точні методи розрахунку для

збереження максимальної напруги низькою. Необхідно відзначити, що коефіцієнт заповнення, який використовується в даному моделюванні, відрізняється від 50%. Можна показати, що коефіцієнт використання транзистора в класі E і EF2 сильно залежить від коефіцієнта заповнення вхідного сигналу [179]. Цей коефіцієнт заповнення обрано для максимізації вихідної потужності при збереженні малої максимальної напруги на ключі.

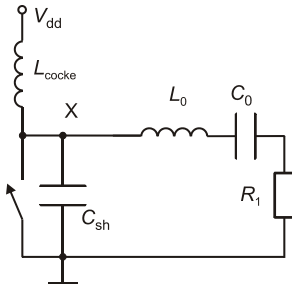


Рис. 4.33. Базова схема підсилювача класу E

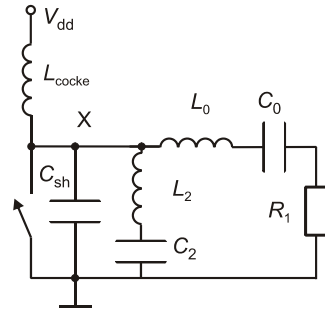


Рис. 4.34. Схема підсилювача класу EF2

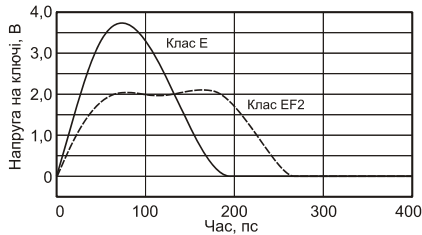


Рис. 4.35. Залежність напруги на ключі для класів E і EF2

Інша цікава характеристика класу EF2 – це його спектр вихідного сигналу: друга гармоніка істотно знижена в порівнянні з класом E. На рис. 4.36 представлений спектр вихідного сигналу для ідеальних ПП класів E і EF2, нормований щодо потужності першої гармоніки. Друга гармоніка в класі EF2 менше приблизно на 20 дБ. Хоча третя і четверта гармоніки більше в ідеальній схемі, в практичних реалізаціях паразитні елементи зменшують їх, роблячи сигнал більш синусоїдальним.

Оскільки потужність вищих гармонік менше, використання ПП класу EF2 в передавачі може послабити вимоги до фільтру гармонік між ПП і антеною.

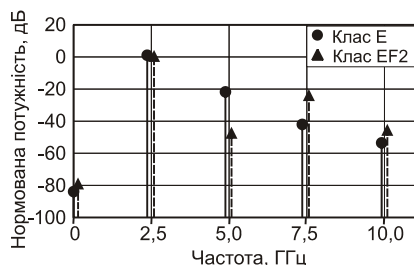


Рис. 4.36. Нормовані спектри вихідних сигналів ПП класів Е і EF2

Проектування автогенератора класу EF2. Схема була розроблена для стандартного КМОН процесу на кремнії з нормами 0,13 мкм. Цей технологічний процес забезпечує виготовлення транзисторів з напругою живлення 1,2 В.

Розроблювана схема використовує підсилювач класу EF2 з пасивним колом ЗЗ для отримання автоколивань. Підсилювач EF2 проектується на необхідну вихідну потужність і він управляється попереднім каскадом в режимі АВ для отримання форми сигналу, близької до прямокутної. Коло зворотного зв'язку містить ємнісний дільник напруги для зниження потужності ВЧ сигналу і варакторний діод для налаштування частоти. Вихід автогенератора узгоджений на навантаження 50 Ом для під'єднання до вимірювальних пристроїв і антени. Повна схема автогенератора показана на рис. 4.37.

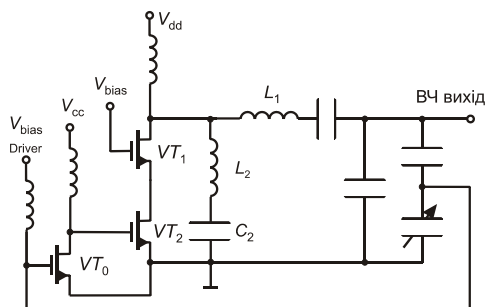


Рис. 4.37. Схема автогенератора класу EF2

Використовується роздільна подача напруги живлення на попередній каскад для зменшення пікової напруги на VT1. Паразитна ємність стік-підкладки VT2 використовується для створення шунтувальної ємності C_{sh} , яка тому не представлена на схемі. Напруга, прикладена до

затвора VT2, використовується для контролю максимальної напруги, очікуваної на стоці VT1, і в даному проекті обирається рівною 2 В. Це значення є результатом вибору між максимальною напругою і ККД, оскільки більша напруга дає менший опір VT2, але більшу напругу на VT1.

Керуюча напруга на варакторному діоді, який зміщений у зворотному напрямку, дозволяє змінювати його ємність для зміни частоти резонансного контуру. При цьому також буде змінюватися вихідна потужність.

Форми струму і напруги на транзисторах ключа за результатами моделювання показані на рис. 4.38. Як видно, напруга на транзисторах (стік-витік) не перевищує 2,4 В – подвоєна напруга живлення. За результатами експериментального дослідження ІС [180] отримана потужність 17,65 дБм при напрузі живлення 2,5 В і ККД 27,1%. Спектр вихідного сигналу (рис. 4.39) показує, що друга гармоніка має менший рівень, ніж третя. Друга гармоніка відносно першої -44,9 дБ, третя відносно першої -30,2 дБ. Діапазон перебудови частоти: від 2,47 ГГц до 2,62 ГГц. Фазовий шум складає -101,6 дБн/Гц на частоті відстройки 1 МГц. Автори [180] роблять висновок, що автогенератор класу EF2 – один з кращих пристроїв для ВЧ генерації за комплексом параметрів.

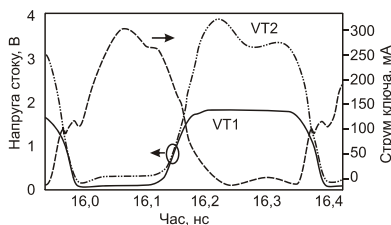


Рис. 4.38. Форми сигналів в ІС автогенератора класу EF2 за результатами моделювання

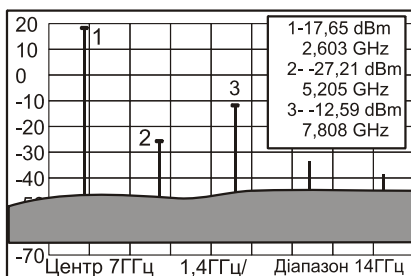


Рис. 4.39. Спектр вихідного сигналу експериментального зразку автогенератора класу EF2

4.6. Автогенератор класу Е за схемою Колпіца для малопотужних бездротових систем

Високий ККД передавача – одна з основних вимог у розвитку бездротових систем, таких як сенсорні мережі [16, 181] і зв'язок з медичними імплантатами [182, 183]. Високий ККД класу Е, введеного в 1970-і роки [40], дуже бажаний для пристроїв з малою потужністю споживання. Типовими специфікаціями є максимальний стоковий ККД 38% і вихідна потужність 9,5 дБм при 1,2 В живлення [182]. Однак при малій напрузі живлення внаслідок присутності каскаду попереднього підсилення, повний ККД значно падає. При усуненні каскаду попереднього посилення очікується підвищення ККД передавача. Автогенератор з високим ККД, який працює в режимі синхронізації, був використаний замість ПП [16, 181], де синхронізуючий сигнал в режимі із захопленням частоти був значно менше, ніж необхідний сигнал від попереднього підсилювача. Передбачувана конфігурація автогенератора [16, 181] включає прямий зворотний зв'язок зі стоку на затвор [16] або використовує пару пов'язаних хрест-навхрест транзисторів, подібно схемі мультівібратора [181].

Як альтернативний підхід, в роботі [174] представлена розробка простого автогенератора класу Е, заснована на модифікованій схемі Колпіца. Перевагами схеми Колпіца є простота і легкість генерації. Експериментально досліджений мікросмушковий макет автогенератора.

Автогенератор класу Е по схемі Колпіца. На рис. 4.40 представлений результат об'єднання ПП класу Е і генератора Колпіца. Метод проектування складається з декількох етапів. Спочатку для ПП класу Е обирають L , C і R виходячи з їх рівнянь проектування [40] і оптимізують для отримання максимального стокового ККД. Послідовний контур налаштований на частоту f_0 (900 МГц). Використовується GaAs HJFET транзистор (NE34018) «NEC semiconductor», моделювання проводилося в Agilent ADS при $V_{DD} = 1,2$ В і $V_{GG} = -0,4$ В. Далі шунтувальна ємність ПП C замінюється на послідовно включені C_1 і C_2 для створення форми напруги класу Е в автогенераторі Колпіца (рис. 4.40с). Потім налаштовуються C_1 , C_2 або L для отримання бажаної частоти генерації. При цьому беремо до уваги внутрішню ємність сток-виток ($C_{DS} = 0,1$ пФ), яка включена паралельно зовнішнім ємностям C або C_1 . На наступному кроці оптимізуємо C_1 , C_2 , L і R для отримання максимального ККД. ККД більше 60% виходить при різних наборах цих параметрів, але на практиці бажані $R = 50$ Ом і менше значення L . За

результатами моделювання ККД 62,5% і вихідна потужність 5-6,5 дБм виходили при $L = 29$ нГн, $C_1 = 0,23$ пФ і $C_2 = 5,3$ пФ.

Значення індуктивності L (29 нГн) велике і може бути використана дискретна котушка індуктивності для отримання меншої частоти генерації. Тому для реалізації кола імпеданс, видимий на затворі, тобто послідовне з'єднання опору і індуктивності ($Z_{in} = 50 + j165$ Ом на частоті 900 МГц), створюється одношлейфним трансформатором опорів, l_1 і l_2 на рис. 4.40d. Крім того, додано лінію l_3 в коло затвора для забезпечення стійкої генерації, шляхом виконання умови Баркгаузену для фазового зсуву. Також немає необхідності в окремому контурі L_0C_0 завдяки резонансним властивостям трансформатора. Для розв'язки по постійному струму додана ємність $C_b = 200$ пФ.

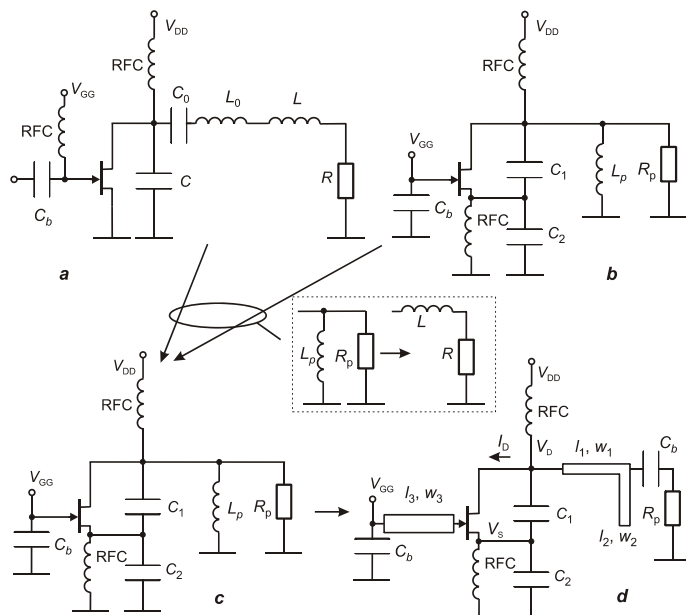


Рис. 4.40. Розробка автогенератора класу Е по схемі Колпіца: а – підсилювач класу Е, б – генератор по схемі Колпіца, с – автогенератор Колпіца класу Е, д – мікросмужкова версія, в якій індуктивність L замінена на одношлейфний трансформатор імпедансу

Мікросмужкові лінії виконані на підкладці з FR4 ($\epsilon_r = 4,25$, $\text{tg } \delta = 0,01$ і $h = 1,50$ мм). Розміри ліній і ємностей C_1 та C_2 підлаштов-

увалися для отримання максимального ККД. Параметри схеми $C_1 = 0,3$ пФ, $C_2 = 8,2$ пФ, $l_1 = 27,4$ мм, $w_1 = 0,66$ мм, $l_2 = 26,8$ мм, $w_2 = 0,76$ мм, $l_3 = 28,5$ мм і $w_3 = 0,67$ мм.

За результатами моделювання отримані форми струму і напруги на транзисторі автогенератора, рис. 4.41. У табл. 4.5 представлені виміряні параметри автогенератора для різних напруг стоку і затвору. Частота генератора найбільш чутлива до напруги на затворі. Найбільше придушення другої гармоніки в вихідному сигналі відбувається, коли електрична довжина розімкнутого шлейфа l_2 дорівнює 45° на частоті 900 МГц.

Таблиця 4.5

Виміряні параметри автогенератора класу Е по схемі Колпіца

$V_{DD}, V_{GG}, \text{В}$	$f_0, \text{МГц}$	$\eta, \%$	$P_{out}, \text{дБм}$	$P_{2nd}, \text{дБм}$	$P_{3rd}, \text{дБм}$	$\Delta f_0 / \Delta V_{DD}, \text{МГц/В}$	$\Delta f_0 / \Delta V_{GG}, \text{МГц/В}$
1,2, -0,37	900	39,7	6,7	-21,8	-11,6	12	-170
1,2, -0,12	878	46,5	8,5	-24,9	-8,8	—	-80
1,8, -0,37	903	42,0	10,7	-16,0	-6,9	2	—

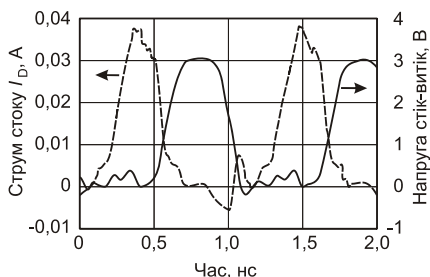


Рис. 4.41. Розраховані струм стоку і напруга стік-витік для макета на мікросмужкових лініях при $V_{DD} = 1,2$ В і $V_{GG} = -0,37$ В

В результаті вдалося створити генератор з підвищеним ККД (близько 40%) за схемою Колпіца з вихідним колом класу Е, схема придатна до реалізації у вигляді мікросхем, оскільки знижені вимоги до організації протяжного кола ЗЗ.

4.7. Автогенератор класу Е як бездротовий передавач енергії для біомедичних імплантатів

В роботі [13] розглядаються без детального аналізу декілька варіантів конструкції автогенераторів з вихідним колом класу Е. Ці конс-

трукції орієнтовані для забезпечення енергією імплантів, які виконують різні функції в біологічних дослідженнях. Бездротова передача енергії відіграє важливу роль у забезпеченні енергією імплантованих електронних приладів і біосенсорів. Індуктивний зв'язок було введено у біомедичні імплантати для зарядки імплантованих батарей у таких пристроях як водії серцевого ритму (кардіостимулятор) для того, щоб уникнути періодичних операцій по заміні їх батарей [184, 185].

Оскільки технологія біомедичних імплантів вдосконалюється, наприклад для таких, як кохлеарні і ретинальні протези, увага сфокусувалася на забезпеченні бездротового живлення через прилеглий простір при обмеженні живлення. Так як просторове розміщення пристроїв близько, то виходять прийнятні розміри компонентів імплантованого обладнання. Це впливає на підвищення робочої частоти, оскільки розміри компонент зменшуються. Проте передача енергії до імплантатів стає менш ефективною при збільшенні частоти [186]. Це робить цікавим розробку високочастотної системи передачі енергії з високим ККД.

Концепція індуктивної передачі енергії може бути зрозуміла на прикладі близько розташованих пов'язаних індуктивностей (трансформатор), де перша котушка є передавачем енергії, а друга – приймачем. Сердечником в даному трансформаторі є комбінація повітря і декількох шарів людських тканин між двома котушками. Коли високочастотна енергія приймається у другій котушці, напруга випрямляється і регулюється як джерело постійного струму для електронних пристроїв імплантів і біосенсорів. Первинна котушка поза тілом (на його поверхні) отримує енергію від підсилювача потужності.

Приймаючи, що просторове обмеження веде до природного просування вперед у зменшенні розмірів котушок і тому до підвищення робочих частот, передавач енергії має бути побудований на високі частоти. Одним з цікавих напрямків можуть бути ключові підсилювачі потужності. Вони ефективно працюють на високих частотах, тому підсилювачі потужності класу Е можуть бути успішно адаптовані для передачі енергії на індуктивно пов'язані імплантовані пристрої [187].

Як показано на рис. 4.32, підсилювач класу Е включає індуктивність L_2 . Ця індуктивність являє собою первинну котушку при передачі енергії до імплантованого пристрою. Високий ККД підсилювача на високих частотах є наслідком його здатності утримувати нульовий заряд між затискачами в момент перемикання транзистора. Іншою умовою є на додаток до нульової напруги ще нульова похідна напруги за часом. Це дозволяє підсилювачу потужності ефективно передавати енергію на котушку L_2 на частоті перемикання, яка подається від зовнішнього джерела. Шунтувальна ємність C_1 включає в себе паразитну ємність

транзистора, зростання якої стає значним на високих частотах, де параметри підсилювача стають порівнянними з паразитними імпедансами [7, 39, 188].

Підсилювач класу Е працює ефективно на високих частотах, проте вимагає для своєї роботи прямокутного вхідного сигналу на високій частоті для того, щоб працювати з високим ККД. Це положення не розглядалося на предмет енергії, яка потрібна для створення прямокутного сигналу при використанні виділеного автогенератора, кварцового або LC автогенератора.

Ідея передачі вихідного змінного сигналу на вхід підсилювача тягне за собою створення автоколивального кола, таких як широко відома схема Колпіца, яка працює з умовою перемикавання транзистора при нульовій напрузі. Це концепція з'явилася пізніше автогенератора класу Е, показаного на рис. 4.43 [6].

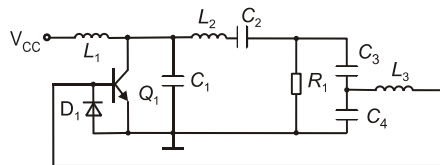
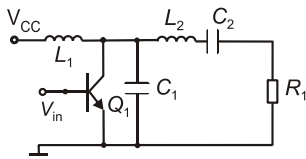


Рис. 4.42. Підсилювач класу Е Рис. 4.43. Автогенератор класу Е [7]

Додаткові елементи схеми були додані для створення автогенератора класу Е, це елементи кола зворотного зв'язку C_3 і C_4 і L_3 . Генератор був розроблений Ебертом та Казимірчуком [7] для створення необхідного фазового зсуву в колі зворотного зв'язку автогенератора [7]. Діод D_1 поміщено на вході транзистора для того, щоб обрізати вхідний сигнал до прямокутної форми, який буде задовольняти режиму роботи автогенератора класу Е.

Приймаючи, що низьке розсіювання потужності є перевагою для біомедичних систем, корисно розглянути автогенератор класу Е як основу для бездротового передавача енергії більш бажаного, ніж підсилювач класу Е. Подібно підсилювачу потужності, автогенератор також передає енергію через L_2 .

Розробка і застосування передавачів класу Е

А. Порівняння топологій класу Е

Для того, щоб визначити, чи має автогенератор класу Е переваги перед підсилювачем класу Е, декілька схожих схем були розраховані і виміряні при використанні в основних колах максимально схожих еле-

ментів. У п'яти схемах використовувався транзистор BC547B фірми Fairchild Semiconductors. Елементи кола класу Е були визначені відповідно до [43], і всі кола працювали при напрузі живлення 3 В. Індуктивність L_2 є спіральною індуктивністю, яка складає первинну котушку для індуктивно передаваної потужності.

Першою схемою, яка була досліджена, був підсилювач класу Е, показаний на рис. 4.44. Вхідний сигнал на частоті 27 МГц був створений кварцовим генератором АСНЛ-27МНЗ-ЕК. Малі резистори R_{meas} номіналом 1 Ом були включені для вимірювання повного струму і струму через котушку, так що були виміряні потужність споживання і вихідна потужність. Частота 27 МГц була обрана для роботи в Індустріальному, Науковому і Медичному діапазонах (промислова частота).

Потужність споживання схеми 77 мВт (18,9 дБм) визначена множенням напруги живлення на середньоквадратичний загальний струм. Вихідна потужність 11,2 дБм отримана множенням середньоквадратичних напруги і струму на індуктивності L_2 . Це відповідає ККД 17%.

Наступний крок порівняння залучає конструкцію автогенератора класу Е, показану на рис. 4.45. Він відрізняється від схеми рис. 4.44 тим, що навантаження представлене в більшій мірі, ніж резистором. Точка підключення зворотного зв'язку розташована між L_2 та C_2 , і коло 33 містить LC контур для того, щоб повернути фазу сигналу, яка створюється на L_2 . Елемент між базою та емітером транзистора Q_1 – зміщення 100 кОм. Потужність споживання цієї схемою 35 мВт (15,5 дБм) і 11,4 дБм передається, відповідно ККД 39%. Поки це значно вище, ніж у підсилювача класу Е на рис. 4.44, але використовувалася частота генерації 34 МГц, яка більше ніж бажана частота 27 МГц. Це внаслідок того факту, що частота автогенератора визначається виключно точністю екземплярів котушки індуктивності і величиною ємності.

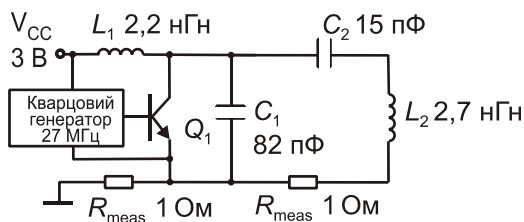


Рис. 4.44. Підсилювач класу Е на частоту 27 МГц, керований кварцовим генератором

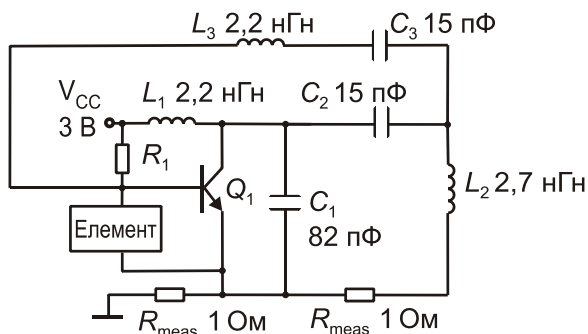


Рис. 4.45. Схема автогенератора класу Е з LC зворотним зв'язком і змінним елементом між базою і емітером транзистора, в ролі якого виступають 100 кОм резистор або діод Шотткі

Варіант цієї схеми був реалізований з установкою 27 МГц кварцового резонатора (Citizen America CS1027.000MABJ-UT) як кола зворотного зв'язку для отримання стабільної частоти. Цей кристал не є генератором, але акуратний імпеданс гарантує подавану на транзистор частоту 27 МГц. Схема пристрою показана на рис. 4.46, з елементом між базою і емітером 100 кОм резистором. Потужність, споживана схемою, дорівнює 112 мВт (20,5 дБм) і вихідна потужність також 20,5 дБм, що співвідноситься з виміряним КПД 100%. Це приписується нехтуванню малими втратами в колах зсуву підсилювача і виконанню умов перемикання при нульовій напрузі на колекторі транзистора.

В. Автогенератор класу Е з колом зміцнення з використанням діода

Автогенератор класу Е, представлений в літературі, використовує діод Шотткі, підключений між базою та емітером транзистора [7]. Це використовується для обрізання вхідного сигналу, так що апроксимується прямокутна форма вхідного сигналу, яка є кращою для роботи транзистора в ключовому режимі⁷.

Автогенератор класу Е за схемою рис. 4.45 був реалізований з використанням діода Шотткі фірми Fairchild Semiconductors (MBR0520L), такого, як і використаний в [7]. Потужність споживання схеми 42 мВт (16,2 дБм) і вихідна потужність 9,9 дБм, що відповідає ККД 23%, це значно менше, ніж 39% ККД при використанні 100 кОм резистора замість діода. Діод Зенера (стабілітрон) здається більш відповідною опцією, ніж діод Шотткі, проте рівень напруги на виході не повинен бути надто високим для управління транзистором.

⁷ Діод перешкоджає надмірному накопиченню заряду в базі транзистора.

Стабілітрон з напругою 3 В (NXP-BZX384-C3V0) був застосований як елемент між базою та емітером транзистора Q1 в автогенераторі класу Е за рис. 4.46. Коло працює в разі, коли напруга зворотного зв'язку досить велика для управління транзистором і стабілітроном. Потужність споживання виміряна на рівні 63 мВт (18 дБм) при вихідній потужності 18,7 дБм. Це математично відповідає ККД більше 100%, і може бути пояснено фазовим зсувом між струмом і напругою в вихідному сигналі⁸.

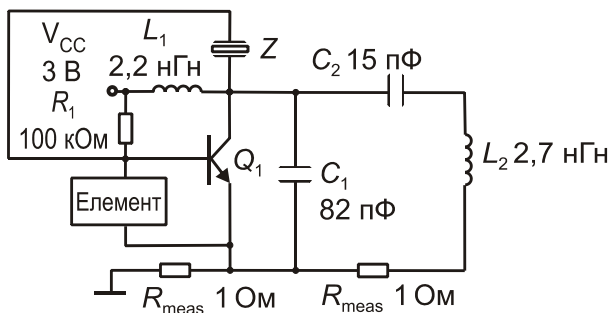


Рис. 4.46. Схема автогенератора класу Е з кварцовим резонатором 27 МГц у колі зворотного зв'язку і елементом між базою і емітером – резистором 100 кОм або стабілітроном

Результати цих експериментів узагальнені в табл. 4.6. Перша значна обставина, це те, що використання зворотного зв'язку в схемах класу Е підвищує ККД передавача, і що додатковий автогенератор не потрібний.

Інша обставина – включення кварцового резонатора в коло ЗЗ дозволяє контролювати частоту передавача набагато краще, ніж використання котушок індуктивності і конденсаторів з їх розкидом параметрів.

Використання стабілітронів в базовому колі передавача зменшує розкид характеристик підсилювачів, проте їх застосування може бути важливо і для передавачів в разі, коли вихідна напруга стає надто великою.

С. Автогенератор класу Е з кварцовим резонатором

Потужний автогенератор класу Е за схемою рис. 4.45 був протестований при напрузі живлення 9 В і з використанням стабілітрона

⁸ Можливим поясненням може бути вплив гармонік в складі вихідного сигналу, як сказано в роботах Сокаля [1]

(NXPBZX384-C3V0). Напруга на колекторі транзистора показана на рис. 4.47, вона змінюється в діапазоні від 3 В до 15 В. В ідеалі нижня напруга має бути 0 В, як має бути при розряді ємності C_1 ⁹.

Вхідна напруга на транзисторі показана на рис. 4.48, де вплив стабілітрона можна побачити в обмеженні вхідного сигналу на рівні 3 В. Вихідна напруга на котушці індуктивності V_{L_2} показана на рис. 4.49, її виміряне значення 18 В. Як видно з рисунка, це синусоїдальна хвиля 27 МГц.

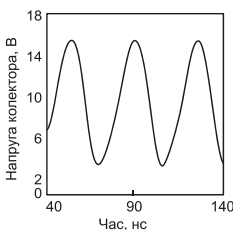


Рис. 4.47. Напруга на колекторі в схемі рис. 4.46 при включенні стабілітрона

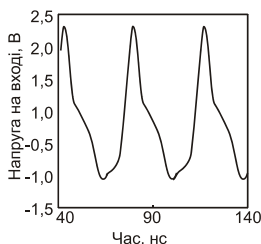


Рис. 4.48. Вхідна напруга на схемі рис. 4.46 при 9 В напруги живлення і 3 В стабілітрона

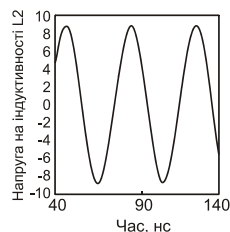


Рис. 4.49. Напруга на L_2 при використанні передавача рис. 4.46 при 9 В живленні і 3 В стабілітрона

Споживана потужність за результатами вимірювання 794 мВт (29 дБм) і вихідна потужність 28 дБм. Це відповідає вимірюваному ККД 80%. ККД 100% не вдається досягти через напругу насичення біполярного транзистора, що перешкоджає повній втраті заряду ємністю C_1 .

D. Бездротова передача енергії

Потужний автогенератор класу Е з попереднього пункту був досліджений в складі бездротового передавача енергії, при цьому L_2 представляє передавальну спіраль. Приймаюча котушка – це багатошарова спіраль, як показано на рис. 4.50, яка була спроектована для роботи в складі біомедичних імплантатів.

На відстані 1,5 см напруга $1,5 V_{pp}$ розвивається на котушці. Цей сигнал випрямляється для отримання 1 В сигналу, який є рівнем, достатнім для роботи ІС за технологією струмової ІС, на якій і працює біологічний сенсор.

⁹ Така форма напруги не відповідає класу Е, тому і правильно називають в деяких літературних джерелах такі схеми не класом Е, а пристроями з вихідним колом класу Е (фактично з послідовним коливальним контуром)

Таблиця 4.6

Порівняння різних схем класу Е

Вид кола	Елемент в класах В/Е	Частота, МГц	Споживана потужність, дБм	Напруга на котушці зв'язку L_{2pp} , В	Вихідна потужність, дБм
Підсилювач рис. 4.44		27	18,9	1,6	11,2
АГ з LC 33, рис. 4.45	100 кОм	34	15,5	0,9	11,4
АГ з резонатором, рис. 4.46	100 кОм	27	20,5	7,0	20,5
АГ з LC 33, рис. 4.45	Діод Шотткі	34	16,2	1,2	9,9
АГ з резонатором, рис. 4.46	Стабілітрон	27	18,0	6,7	18,7

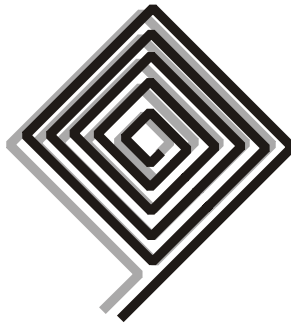


Рис. 4.50. Двошарова приймальна котушка

Дана робота [13] пропонує використовувати автогенератор класу Е як індуктивно пов'язаний передавач потужності для імплантованих телеметричних пристроїв, що передають інформацію від біосенсорів. Декілька автогенераторів класу Е були порівняні при однаковому підсилювачі класу Е. Автогенератори класу Е були визначені як більш ефективні з урахуванням потужності, яка витрачається на вхідний сигнал підсилювача.

Різні види 33 також порівнювалися для автогенераторів класу Е, і запропоновано зворотний зв'язок з використанням кварцового (crystal) резонатора, що забезпечує більш ефективну схему з більш стабільною і краще контрольованою частотою. Використання стабілітрона на вході автогенератора визначають переваги у вигляді роботи при більшій на-

прузі живлення, оскільки вхідна напруга обмежується на визначеному рівні, дозволяючи працювати класу Е як закладено при проектуванні.

Потужний автогенератор класу Е був сконструйований на основі результатів порівняння схем, і передавав 794 мВт (28 дБм) на частоті 27 МГц при ККД 80%. Це дозволило отримати і випрямити 1 В сигнал на вторинну котушку на відстані 1,5 см, що є задовільним результатом для біомедичних пристроїв.

Висновки по главі 4. У розвиток класичної схеми автогенератора класу Е [7, 35] було розроблено багато варіантів автогенераторів. Існують модифікації автогенераторів Колпіца з вихідним колом класу Е. Також розроблені підсилювачі в регенеративному режимі з вихідними колами класу Е, принцип дії яких може бути цікавим розробникам автогенераторів.

Фазові шуми автогенератора класу E

Для опису характеристик автогенераторів класу E не дарма використовується слово «потужні», це значить, що їх важливішими властивостями є ККД, вихідна потужність, коефіцієнт використання транзистора – можливість видавати максимальну потужність при його граничних напрузі і струму колектору (стоку). Ці АГ працюють в нелінійному режимі, що є обов'язковою умовою отримання ККД, прагнучого до 100%, також це супроводжується генерацією значного рівня гармонік. Ці вищі гармонічні складові взаємодіють на нелінійних елементах і вносять свій вклад у шуми автогенераторів класу E.

Питання шумових характеристик для автогенераторів класу E з'явилося не просто із бажання вивчити це явище. При використанні автогенераторів у будь-яких системах виникають питання електромагнітної сумісності – вплив їх позасмугових випромінювань на роботу радіотехнічних систем. Велике число потенційних застосувань автогенераторів класу E вводить питання дослідження їх шумових характеристик в число актуальних задач.

5.1. Огляд шумових характеристик автогенераторів класу E

У попередньому розгляді вже висвітлювались питання використання автогенераторів класу E в системах зв'язку і передачі даних [17, 53, 173-175], використовуються подібні системи у передачі енергії та інформації в медико-біологічних застосуваннях [13, 182, 187], у RFID (радіочастотних мітках) [133, 190] і т.д. В цих системах збільшення ширини спектра, який генерується, і фазові шуми передавача обмежують швидкість передачі інформації, створюють завади іншим системам, а також мають інші наслідки в залежності від області застосування автогенераторів. При розробці автогенераторів класу E потрібно пе-

редбачати дії по підвищенню стабільності частоти та зменшенню рівня фазових шумів.

Незважаючи на очевидні труднощі при створенні потужних автогенераторів класу Е з низьким рівнем шуму, дана задача не виглядає принципово не вирішуваною. Є досвід використання в малощумлячих генераторах ключових режимів роботи, як в інтегральній, так і в гібридних технологіях. Для зменшення шумів використовуються схеми з високодобротними колами ЗЗ та застосовується синхронізація від високостабільних генераторів [29, 191]. Такі рішення дозволять створювати генератори для дешевих масових пристроїв з низьким споживанням енергії, які задовольняють вимогам стандартів зв'язку.

Число джерел, присвячених дослідженню фазових шумів, велике, значно менше результатів розрахунків, моделювання та експериментального дослідження шумів в автогенераторах класу Е і других генераторах з високим ККД. Спробуємо узагальнити інформацію про відомі результати по рівню шумів в автогенераторах класу Е (табл. 5.1).

З даних таблиці витікає, що досить хороші результати по фазовим шумам в потужних автогенераторах можуть бути отримані при використанні високодобротних резонаторів в зворотному зв'язку АГ класів Е, F, J та інших, що не суперечить класичній теорії фазових шумів [192].

Використовувати високодобротні резонатори (фільтри) у складі кола зворотного зв'язку легше в автогенераторах, які виконані на основі дискретних елементів, що і підтверджується даними табл. 5.1. В технології аналогових інтегральних схем НВЧ сповна очікуємо погіршуються показники енергетичної ефективності, такі як ККД, але зате така технологія є найбільш придатною для масових застосувань. Цим і пояснюється велике число робіт в даному напрямку, так як інтегральні схеми з високим ККД дозволять вирішити такі задачі, як розгортання локальних мереж на тілі людини та Інтернет речей [182, 193].

Також в цих системах важливими є рівні гармонік на виході автогенератора (підсилювача) і інтермодуляційні викривлення, в першу чергу третього порядку, так як ці частотні складові попадають в смугу частот працюючої, що погіршує роботу, як самого приймача/передавача, так і розміщених поряд інших трансиверів. Тому рішення по зменшенню шумів можуть допомогти також і з згаданими проблемами.

5.2. Моделювання та вимірювання фазових шумів НВЧ автогенератора класу Е

В попередніх розділах вже розглядалося питання зменшення фазових шумів для забезпечення належного функціонування радіотехнічних і телекомунікаційних систем. Питання зниження фазового шуму в

таких високоефективних пристроях як автогенератори класу Е, розглядається в багатьох роботах [19, 191, 194, 198].

Таблиця 5.1

Приклади потужних АГ з високим ККД
з виміряними шумовими параметрами

Джерело	Тип АГ	Частота	Потужність	ККД	Рівень шуму дБн/Гц при від- строюванні МГц
[194]	Класична схема класу Е [7]	5 МГц	400 мВт	75 %	-70 — 0,001
[191]	Класична схема [7]	5 МГц	500 мВт	75%	-73 — 0,001 (-97 у режимі синхронізації)
[12]	Негативний опір	4,4 ГГц	4,5 мВт	48%	-123 — 5,0
[19]	ПП класу Е ⁻¹ з зовнішнім ЗЗ	2,44 ГГц	18,1 дБм (64,6 мВт)	42%	-87 — 0,001
[173]	ПП класу Е з ЗЗ у вигляді ІС	2,4 ГГц	27 дБм (501 мВт)	42,5%	-118,3 — 1,0
[18]	ПП класу Е з ЗЗ на друкованій платі	410 МГц	75 Вт	67%	-117 — 0,1
[82]	ПП класу F з ЗЗ на друкованій платі	5,01 ГГц	27,8 дБм	45,1%	-103 — 0,1
[83]	ПП класу F з ЗЗ на друкованій платі	982 МГц	38,15 дБм (6,53 Вт)	73,2%	-78,9 — 0,01
[195]	ПП класу Е з ЗЗ на друкованій платі	920 МГц	44,65 дБм (29,2 Вт)	62%	-64 — 0,01 (-81 з резонато- ром)
[196]	ПП з управлін- ням гармоніка- ми з ЗЗ на дру- кованій платі	2,45 ГГц	37,8 дБм (6,03 Вт)	83%	-118 — 0,1 с резонатором в цепі ОС
[197]	ПП з управлін- ням на гармоні- ках з ЗЗ на дру- кованій платі	2,42 ГГц	3,2 Вт	80,2%	-123 — 1,0

Проблема шумів в потужних автогенераторах може розглядатися, виходячи з різних міркувань: забезпечення електромагнітної сумісності, побудова простих трансиверів, використання таких пристроїв у складі фразованих антенних решіток. В [198] розглянуто рівень фазових шумів в пристрої на дискретних елементах – автогенераторі класу Е діапазону 800 МГц з вихідною потужністю 500 мВт [93]. Автогенератор побудовано на GaAs ПТШ CLY5 у мікросмужковому виконанні. Блок-схема генератора показана на рис. 5.1.

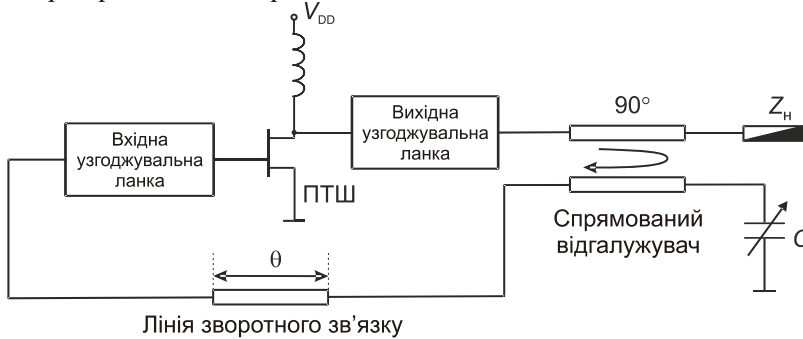


Рис. 5.1. Схема автогенератора НВЧ класу Е

Автогенератор представляє собою підсилювач класу Е, охоплений зворотним зв'язком, при вихідній потужності 500 мВт він має ККД 65% на частоті 800 МГц. Набіг фази у кільці зворотного зв'язку автогенератора складає 2π . Резонансний характер узгоджувальних ланок і спрямованого відгалужувача сприяє підвищенню величини $d\varphi/d\omega$ – швидкості зміни фази з частотою, що може допомогти зниженню шумів автогенератора.

Шуми автогенератора були промодельовані в програмі ADS, на той момент компанії Agilent Technology. Використовувалась модель Матерки GaAs транзистора CLY5, яку було модернізовано для ключового режиму роботи [199, 200]. Схема генератора, за якою було проведено розрахунок, показана на рис. 5.2.

Довжини відрізків смужкових ліній і параметри підкладки взяті з роботи [93], в розрахунок підбиралися значення змінних елементів (конденсаторів) для отримання частоти генерації 800 МГц. В експерименті [93] частота генерації змінювалась від 760 до 820 МГц, максимальний ККД було отримано на частоті 802 МГц. При моделюванні спостерігалася дискретна зміна частоти генератора, вимірювання фазового шуму проводилось на частоті 809 МГц. Один із графіків спектральної густини фазового шуму показано на рис. 5.3. Незважаючи на відміннос-

ті в абсолютному значенні рівня шуму, на графіку видно характерний виступ при відстроюванні біля 100 кГц від несучої частоти, який спостерігається і в експерименті, рис. 5.4.

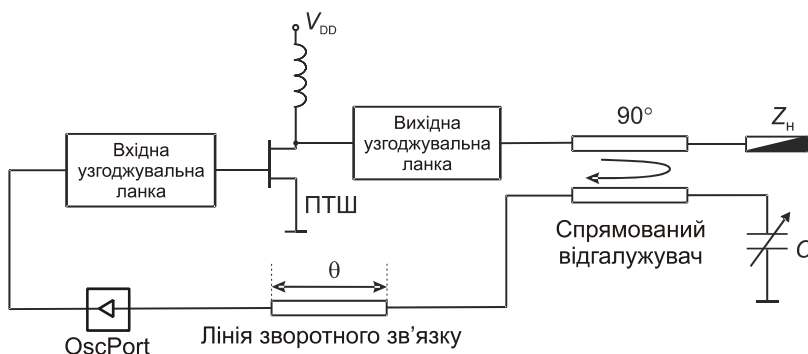


Рис. 5.2. Схема для розрахунку шумових параметрів автогенератора на рис. 5.1

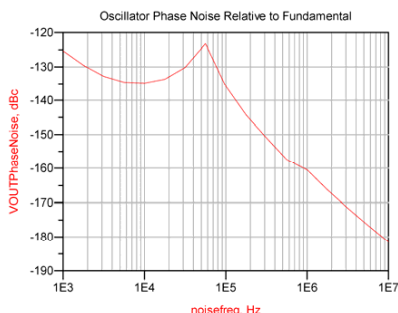


Рис. 5.3. Розрахована залежність фазового шуму автогенератора при центральній частоті 809 МГц

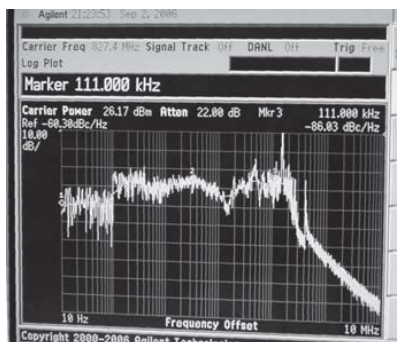


Рис. 5.4. Експериментально виміряний спектр шуму НВЧ автогенератора класу Е, центральна частота 827 МГц

На рис. 5.4 видно характерну горизонтальну ділянку спектра, що робить [70] це пояснюється високим рівнем амплітудних шумів, які міняють лінійно спадаючий (в логарифмічних координатах) характер фазових шумів. Джерелом цих шумів можуть бути явища автомодуляції за рахунок низькочастотної нестабільності автогенератора, яка може бути усунена заміною кіл зміщення автогенератора.

Розглянутий автогенератор, який має хороші енергетичні характеристики, потребує подальшого удосконалення для зниження рівня шумів. Моделювання показує, що існують режими, де рівень шуму нижче, але вони не співпадають по частоті генерації і вихідній потужності з експериментом. Розробка НВЧ автогенераторів класу Е з урахуванням рівня шуму потребує розвинутої теорії їх побудови і накопичення даних про їх шумові характеристики. Одним з варіантів рішення таких задач є розгляд ВЧ генераторів, які набагато простіше досліджувати експериментально.

5.3. Вимірювання фазового шуму ВЧ автогенератора класу Е у режимі вільних коливань і в режимі синхронізації

На основі роботи [35] було розраховано генератор на МОН транзисторі IRF510 на частоту 5 МГц та вихідну потужність 400 мВт. Параметри пристрою являють собою таке сполучення якостей активного прибору і частоти, які відповідають набагато більш високочастотним автогенераторам. Максимальна частота, на якій транзистор IRF510 може функціонувати зі 100% ККД при урахуванні тільки його вихідної ємності (біля 95 пФ [201]), в наближенні ідеального ключа складає 25 МГц, при розрахунку по формулам роботи [202]. з урахуванням того, що сумарний час зростання та спаду перехідної характеристики транзистора для роботи в ключовому режимі класу Е може бути до 30% періоду частоти, що підсилюється (або генерується) [2], отримаємо для даного транзистора частоту біля 7 МГц. Обрана частота генерації пристрою складає близько 1/3 максимальної частоти, такі співвідношення зазвичай виконуються у НВЧ діапазоні при використанні арсенід галієвих польових транзисторів з бар'єром Шотткі. Таким чином, досліджений автогенератор може пояснити роботу НВЧ пристроїв, в яких транзистори використовуються на одній третій граничної частоти [2]. На рис. 5.5 показана схема автогенератора. Параметри елементів наведені в табл. 5.2.

Експериментальне дослідження автогенератора класу Е проводилось з використанням аналізатору спектру Agilent E4440A, на якому було встановлено опцію «226 – Вимірювання фазового шуму». Схема вимірювання показана на рис. 5.6, де БЖ – регульований блок живлення із вбудованим вимірювачем постійної напруги і споживаного струму. Подільник напруги використовувався у вигляді з'єднаних зовнішніх резисторів, його амплітудно-частотна характеристика з урахуванням вхідної ємності приладу була виміряна за допомогою спектроаналізато-

ра E4440A з використанням каліброваного генератора з опорним рівнем 10 дБм на частотах перших п'яти гармонік вихідного сигналу.

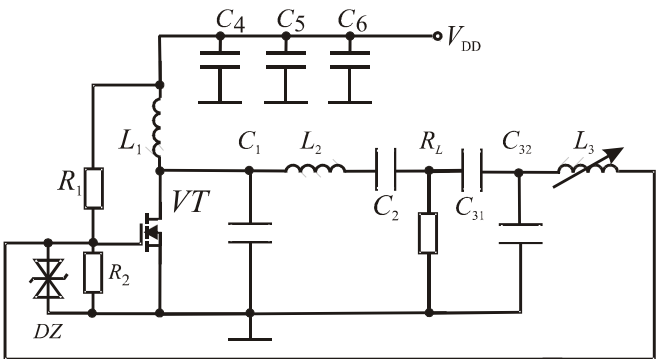


Рис. 5.5. Схема автогенератора з фільтром завод в колі живлення

Значення елементів схеми автогенератора класу Е на частоту 5 МГц

Елемент	Номінал	Елемент	Номінал
R_1	100 кОм	C_4	10 пФ
R_2	200 кОм	C_5	1 нФ
R_L	51 Ом	C_6	100 мкФ
C_1	133 пФ	L_1	Дросель 10 мГн
C_2	161 пФ	L_2	7,73 мкГн
C_{31}	827 пФ	L_3	7,86 мкГн
C_{32}	28,05 нФ	VT	IRF 510

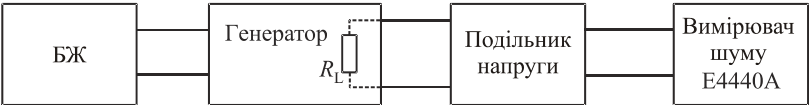


Рис. 5.6. Блок-схема вимірювальної установки

На рис. 5.7а показана залежність частоти генерації від напруги живлення. Відносна зміна частоти генератора складає 1,3 % при зміні

напруги живлення від 2,8 до 6,2 В. Ця характеристика співпадає з параметрами автогенератора на транзисторі IRF530 [35] та відрізняється монотонній залежністю від автогенератора класу Е на транзисторі МТР3055Е [10]. Залежність частоти в основному пояснюється зміною вихідної ємності транзистора при збільшенні напруги живлення [98].

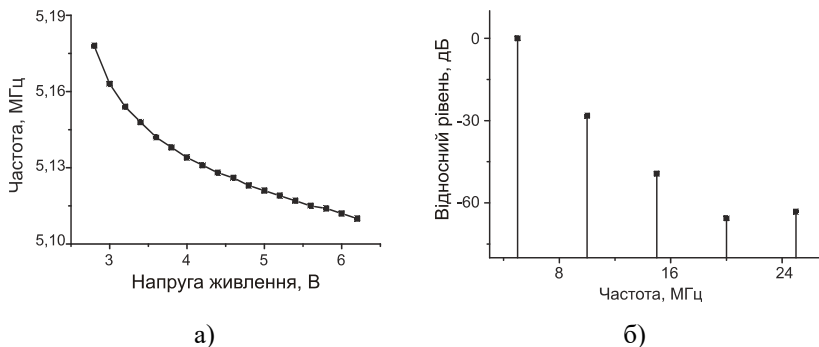
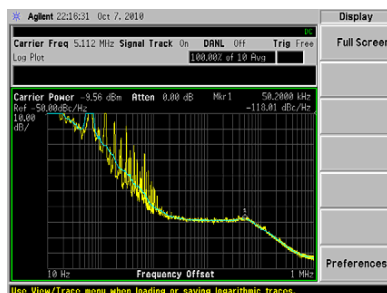


Рис. 5.7. Характеристики вихідного сигналу автогенератора: а) залежність частоти генерації від напруги живлення; б) потужність вищих гармонік відносно основної при напруги живлення 5 В

На рис. 5.7б показано відносний рівень гармонік вихідного сигналу генератора при напрузі живлення 5 В. Відносний рівень другої гармоніки на 7 дБ, а третій на 3,5 дБ більше, чим в роботі [35], що зв'язано з меншою навантаженою добротністю контуру L_2C_2 . Разом з тим спектральні характеристики автогенератора, що досліджувався, близькі до тих, що публікувалися раніше, тому цей автогенератор може служити базою для порівняння і шумових характеристик ВЧ і НВЧ автогенераторів класу Е.

Характерний хід частотної залежності спектра фазового шуму автогенератора класу Е показано на рис. 5.8 при різних напругах живлення. Представлено спектральну щільність фазового шуму відносно рівня несучої – потужність шуму у смузі 1 Гц, поділена на потужність першої гармоніки напруги генератора на вході спектроаналізатора. Шум при відстроюванні від несучої більше ніж на 20 кГц, практично не залежить від напруги живлення.



а) б)
Рис. 5.8. Спектральна залежність фазового шуму при напрузі 3 В (а) і 6 В (б)

При менших відстанях от несучої залежність від напруги виражена сильно (рис. 5.9). При напрузі 3 В, коли вихідна напруга автогенератора, яка лінійно залежна від напруги живлення [1], становиться мала, шум поблизу несучої різко зростає і досягає значення -45 дБн/Гц при відстані від несучої 1 кГц. В той же час при напрузі живлення 6 В і такій же відстані від несучої шум знижується до -70 дБн/Гц.

Ця залежність пов'язана з ключовим режимом роботи автогенератора класу Е. Тільки при наявності достатнього рівня сигналу на затворі транзистора відбувається його чітке перемикавання, що сприяє збереженню стабільної частоти. Таким чином, для автогенератора класу Е основним механізмом зростання фазового шуму є збільшення часу перемикавання активного елемента (транзистора), що приводить до підвищення чутливості фази коливань к шумам, які діють на вході транзистора. Ці залежності необхідно враховувати при розробці теорії фазового шуму в автогенераторах класу Е.

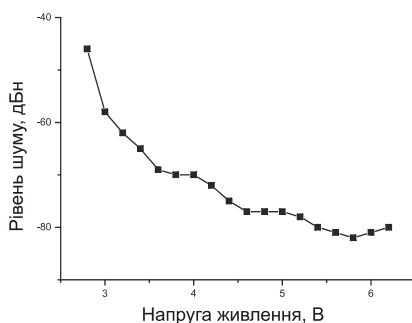


Рис. 5.9. Залежність відносного рівня фазового шуму автогенератора при відстані 2 кГц від несучій

За схемою рис. 5.10 було виконано генератор на польовому транзисторі 2N7000 при вихідних параметрах, як і у генератора на транзисторі IRF510 [191]. Підставою було використання транзистора з меншими вихідній і вхідній ємностями, що повинно сприяти більш швидкому перемиканню транзистора. Вивчити вплив цього параметру на шум генератора і було задачею дослідження. Відомо, що фазовий шум автогенератора залежить від форми кривих синхронізації на площині частота-напруга [203]. На рис. 5.11 показані експериментальні форми кривих синхронізації при різній потужності синхронізуючого сигналу на виході генератора синхросигналу. Суцільна лінія – апроксимовані експериментальні результати, пунктирна – частини синхронізаційного еліпсу, які не реалізуються в експерименті. Нахил еліпсу в даному експерименті відповідає формі передаточної функції вихідного кола підсилювача (і автогенератора) класу Е. Діапазон захоплення частоти обмежено точками, де дотична до еліпсу становиться вертикальною. Видно, що діапазон захоплення частоти автогенератора класу Е несиметричний відносно частоти вільних коливань. Це може потребувати зміни передаточної функції вихідного кола для того, щоб скористатися перевагами синхронізованого автогенератора класу Е.

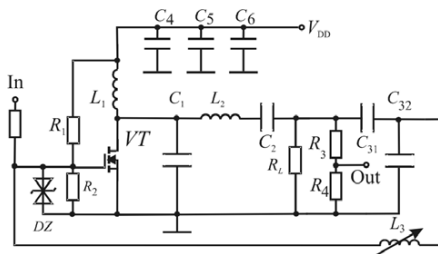


Рис. 5.10. Схема автогенератора класу Е для вивчення впливу синхронізації на рівень шуму

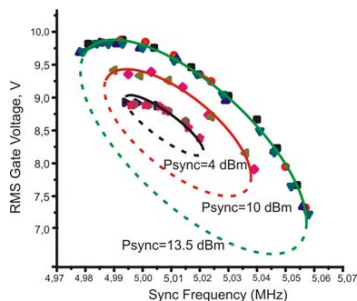
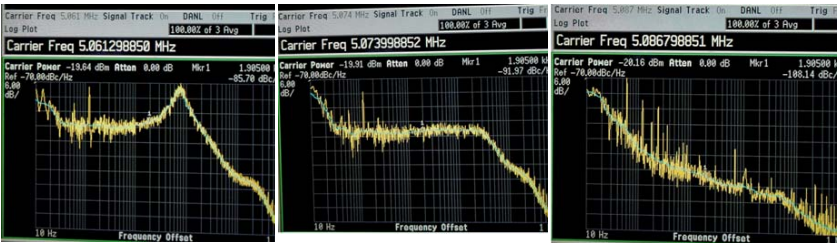


Рис. 5.11. Експериментальні еліпси синхронізації для автогенератора рис. 5.10

Вимірювання фазового шуму проводилось з використанням спектроаналізатора Agilent E4440A і генератора сигналів Agilent 33250A. При різних рівнях сигналу від генератора проводилось вимірювання фазового шуму в трьох точках діапазону захопту частоти. Результати для напруги синхронізованого генератора 2 В (-4,1 дБм) показані на рис. 5.12. Можна зробити висновок, що застосування синхронізації дозволяє суттєво знизити рівень фазових шумів автогенератора класу Е, табл. 5.3.

Спектральна щільність потужності шуму змінюється в діапазоні синхронізації.

Одним з пояснень подібних залежностей може бути зростання відносного рівня сигналу синхронізації при зростанні частоти внаслідок залежності вихідної потужності автогенератора від частоти [10, 35]. Також потрібно звернути увагу на процеси у вхідному колі підсилювача – така залежність шуму може бути зв’язана з переваженням кола затвору транзистора і включенням в роботу захисного стабілітрона DZ , рис. 5.10. Ще один аспект залежностей зв’язано з використанням подільника напруги R_3 і R_4 , який було введено через обмеження по вхідному рівню спектроаналізатору Agilent E4440A – 1 В. Наявність цього дільника могло незначно підвищити рівень шуму.



а) спектр шуму поблизу нижньої межі діапазону захвата частоти б) спектр шуму поблизу частоти автономних коливаний в) спектр шуму поблизу верхньої межі діапазону захвата частоти

Рис. 5.12. Спектр шуму автогенератора при різних частотах сигналу синхронізації

Таблиця 5.3

Фазовий шум, дБн/Гц		
P_{sync} , дБм	$\Delta f = 1$ кГц	$\Delta f = 10$ кГц
Без синхронізації	-73,2	-86,7
-6,6	-90,3	-88
0,8	-97	-97,9

Проведене експериментальне дослідження синхронізованого потужного ВЧ автогенератора класу Е на МОН ПТ показало, що його характеристики відповідають загальній теорії синхронізованих автогенераторів з урахуванням особливостей роботи режиму класу Е [48]. Фазовий шум розглянутого пристрою склав -97 дБн/Гц при відстані 1 кГц від

несучої і потужності сигналу синхронізації 0,8 дБм при вихідній потужності 27,8 дБм. Таким чином, використання синхронізації може розширити використання такого пристрою з високим ККД як автогенератор класу Е.

5.4. Методи аналізу шумів автогенератора з використанням функції імпульсної чутливості

В роботах [70, 204, 205] була розроблена теорія розрахунку фазових шумів автогенераторів на основі функції імпульсної чутливості (ФІЧ) $\Gamma(\omega_0\tau)$, яка описує збурення фази генератора у відповідь на прикладений у момент часу τ імпульс струму малої тривалості (δ – імпульс). Ця функція визначається з виразу

$$h(t, \tau) = \frac{\Gamma(\omega_0\tau)}{q_{\max}} u(t - \tau), \quad (5.1)$$

де $h(t, \tau)$ – відгук фази на одиничну дію, $u(t - \tau)$ – функція одиничного скачка, $q_{\max}$ – максимальна варіація заряду на еквівалентній ємності в точці прикладення імпульсу. Використавши функцію імпульсної чутливості, вихідний зсув фаз $\phi(t)$ можна вирахувати через інтеграл Дюамеля:

$$\phi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{\phi}(t, \tau) i(\tau) d\tau = \frac{1}{q_{\max}} \int_{-\infty}^t \Gamma(\omega_0\tau) i(\tau) d\tau, \quad (5.2)$$

де $i(t)$ представляє вхідний шумовий струм, інжектований у вузол схеми, що розглядається. Таким чином, для кожного джерела шуму необхідно знати свою функцію імпульсної чутливості [70].

Функцію імпульсної чутливості можна визначити декількома шляхами, один з них – прямий розрахунок, коли вирішуються рівняння, що описують стан електричного кола під впливом інжектowanego заряду в вузол схеми (або імпульсу напруги у гілку, яка містить індуктивність). На рис. 5.13 показана ідеалізована схема для розрахунку ФІЧ автогенератора класу Е в точці затвора [206]. Генератор струму i створює короткий імпульс струму, а потім визначається зміна фази вихідного сигналу на навантаженні R_L , наприклад по зміні фази перетину напруги з нулем з позитивною похідною. По визначенню ФІЧ для циклостационарного процесу повинна бути періодичною, але в численному експерименті для точці прикладення імпульсу на затворі транзистора вона виявляється не періодичною, що може бути обумовлено процесами згасання коливань в резонансних колах та малим часовим проміжком між збудженням імпу-

лєсу та вимірюванням, рис. 5.14. Періодичний характер має ФІЧ при дії імпульсу в колі стоку транзистора, рис. 5.15, що є результатом ключового режиму роботи активного елемента в режимі класу E.

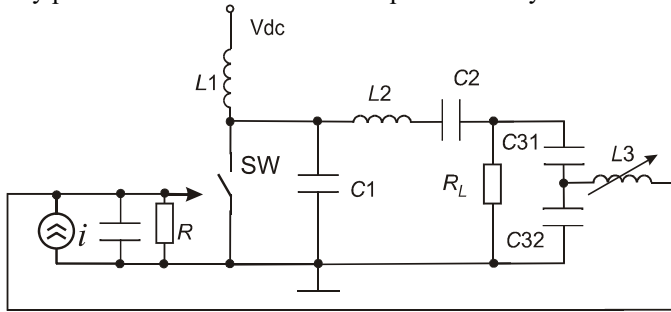


Рис. 5. 13. Схема для розрахунку функції імпульсної чутливості

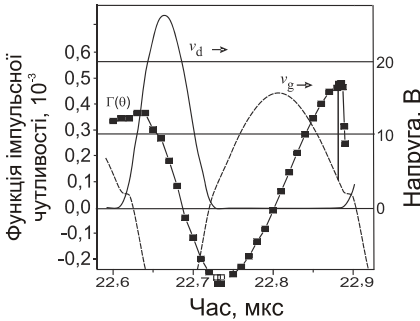
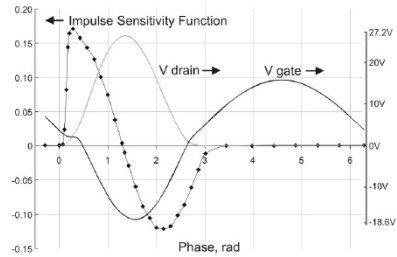


Рис. 5.14. Функція імпульсної чутливості по затвору, умовні одиниці



5.15. Функція імпульсної чутливості по стоку, умовні одиниці

Іншим методом розрахунку ФІЧ є аналітичний [70, 204, 207], при якому використовується періодичність процесів в системі і застосовується математичний апарат диференціальних рівнянь з періодичними граничними умовами (теорема Флоке). В [70] виводиться вираз для наближеного значення ФІЧ в довільному вузлі схеми.

$$\Gamma(x) = \frac{f'(x)}{f'_{\max}}, \quad (5.3)$$

де f – залежність нормованої напруги, що описує форму сигналу, $f'_{\max}$ – максимальне значення першої похідної на періоді сигналу.

На рис. 5.16 показано сигнал, що представляє собою апроксимацію вихідного сигналу підсилювачу класу E трьома гармоніками [208] і

його похідна (рис. 5. 16). Спостерігається певна відповідність форм функцій імпульсної чутливості, отриманих двома методами.

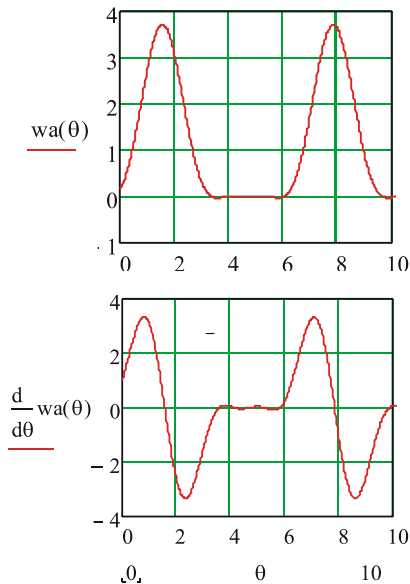


Рис. 5.16. Апроксимація напруги на стоці та її похідна, θ – рад

Таким чином, для автогенератора, який працює в ключовому режимі класу Е, визначено функції імпульсної чутливості, що позволитим скласти алгоритм розрахунку його фазових шумів.

5.5. Вимірювання параметрів стабільності автогенератора у часовій області

Для практичних завдань важливо мати детальний опис характеристик стабільності генераторів частоти, в число цих характеристик входять і шуми всілякої природи і з різними спектральними характеристиками [209-211]. Шуми (короткочасну нестабільність) генераторів ВЧ і НВЧ можна вимірювати двома способами – в частотній і часовій областях. Ці способи еквівалентні в математичному плані, однак мають свої переваги та недоліки у конкретних реалізаціях [209, 212]. Для вимірювання в частотній області існують моделі спектроаналізаторів з опціями

вимірювання фазових шумів. Вони виконують своє призначення, але мають високу вартість і, крім того, для деяких застосувань бажано знати статистичні характеристики випадкового процесу, що забезпечують вимірювання у часовій області. Вимірювання за допомогою частотомірів не забезпечують потрібну точність для аналізу шумів, тому для широкого вживання були розроблені прилади, які названо аналізаторами часових інтервалів, і які забезпечують вимірювання поспіль багато періодів сигналу з високою точністю [213, 214]. Однак ці прилади недостатньо розповсюджені і мають чималу вартість, тому представляє інтерес розглянути використання цифрового осцилографу для точного вимірювання періоду сигналу, який має високу точність аналого-цифрового перетворення [215, 216].

В основу вимірювання стабільності генераторів, в тому числі шумів, повинні бути закладені три основних принципи: 1) стабільність опорного генератора вимірювального пристрою (установки) має бути вище, ніж у генератор, параметри якого вимірюють; 2) пристрій порівняння фази має забезпечувати адекватну точність; 3) вимірювальна установка має бути екранована від зовнішніх впливів. Обов'язково повинна проводитися статистична обробка отриманих результатів [209, 217]. Використання цифрових осцилографів в даний час задовольняє цим вимогам і різними фірмами створюються пристрої для аналізу шумів в часовій області, наприклад [216].

В роботі [218] були проведені вимірювання статистичних параметрів ряду високочастотних генераторів з використанням апарату структурних функцій Колмогорова [209-211], конкретно дисперсії Аллена, яка прийнята за стандарт IEEE для вимірювання частотної стабільності в часовій області [212]. В термінах відліків фази, дисперсія Аллена може бути розрахована як

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2(N-2)\tau^2} \sum_{i=1}^{N-2} [x_{i+2} - 2x_{i+1} + x_i]^2, \quad (5.4)$$

де x_i – i -та фаза з $N = M + 1$ значень фази, розташованих через інтервал вимірювання τ . Зв'язок зі спектральною щільністю шуму дається виразом

$$\sigma_y^2 = \int_0^{\infty} S_y(f) \frac{2 \sin^4 \pi f \tau}{(\pi f \tau)^2} df, \quad (5.5)$$

де f – частота, $S_y(f)$ – спектральна щільність потужності. Перевагою двохвибіркової дисперсії Аллена є її збіжність для шуму виду $1/f$ [209,

219]. Використання статистичних методів вимірювання нестабільності дозволяє детально визначити вид шуму [209, 211, 217, 220], як показано на рис. 5.17, що може бути корисно для аналізу роботи електронних пристроїв.

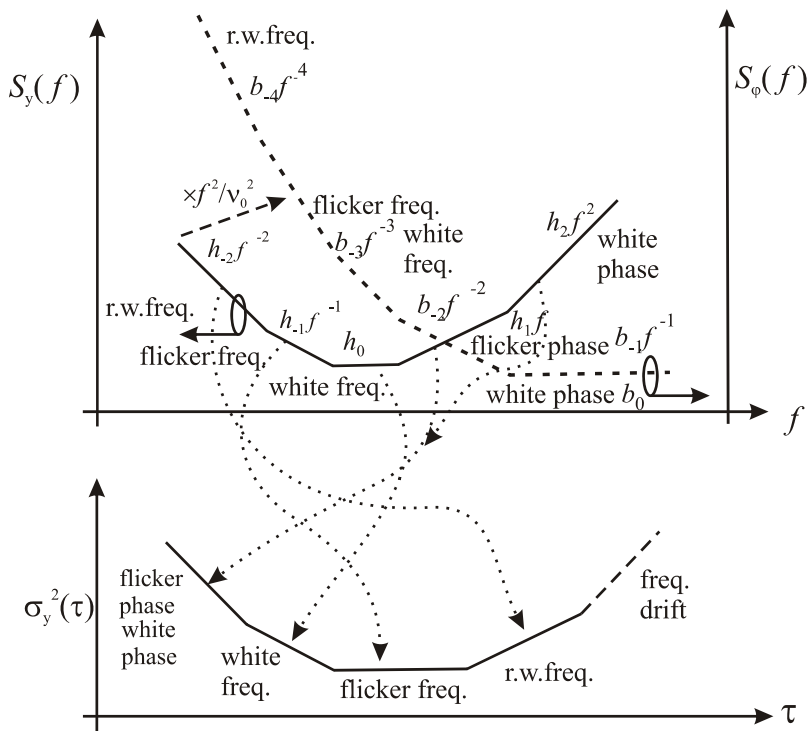


Рис. 5.17. Відповідність між залежностями типу шуму в частотній і часовій областях [217, 220]

Використовуючи можливості осцилографа Agilent 6102A [215] записувати дані в файл, було отримано дані про осцилограми сигналів генераторів, потім в програмі, яку була написана на алгоритмічній мові Паскаль, було проведено обробку даних з розрахунком різних статистичних характеристик процесу. В табл. 5.4 наведено дані по дисперсії Аллена для трьох генераторів і ідеального сигналу, який сформовано математично, τ – час усереднювання. Результати показують, що обробка даних в програмі проводиться коректно, але точність вимірювань недостатня для отримання адекватної інформації про шуми.

Таблиця 5.4

Дисперсія Аллена за результатами вимірювань

$\frac{\tau}{2}$	$\sigma_y^2(\tau)$ Ідеальний генератор	$\frac{\tau}{2}$	$\sigma_y^2(\tau)$ Г4-158	$\sigma_y^2(\tau)$ Г3-109	$\frac{\tau}{2}$	$\sigma_y^2(\tau)$ Генератор класу Е
$25 \cdot 10^{-7}$	$2,357 \cdot 10^{-23}$	$25 \cdot 10^{-7}$	$6,204 \cdot 10^{-5}$	$1,869 \cdot 10^{-3}$		
$40 \cdot 10^{-7}$	$1,661 \cdot 10^{-18}$	$50 \cdot 10^{-7}$	$8,002 \cdot 10^{-5}$	$1,932 \cdot 10^{-3}$	$52 \cdot 10^{-7}$	$4,418 \cdot 10^{-5}$
$50 \cdot 10^{-7}$	$3,221 \cdot 10^{-23}$	$100 \cdot 10^{-7}$	$1,746 \cdot 10^{-4}$	$2,075 \cdot 10^{-3}$	$100 \cdot 10^{-7}$	$2,673 \cdot 10^{-3}$

Низька точність пов'язана з визначенням фази перетину з нулем методом інтерполяції. На рис. 5.18 показано різні випадки появи похибки визначення часової (фазової) координати в залежності від похибки визначення напруги внаслідок кінцевої розрядності аналого-цифрового перетворювача.

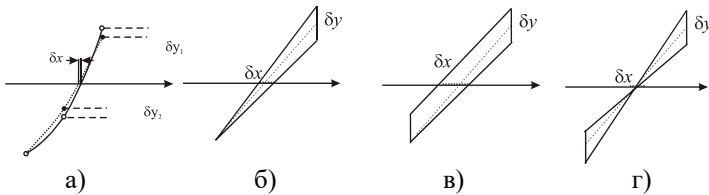


Рис. 5.18. Можливі випадкові похибки визначення фази

На рис. 5.18а показано виникнення помилки при сплайн-апроксимації (кубічний сплайн); рисунки в) і г) відповідають випадку максимальної і мінімальної похибки. Якщо замінити синус поблизу нуля лінійною функцією, то можна побудувати рисунок для визначення похибки в даному випадку.

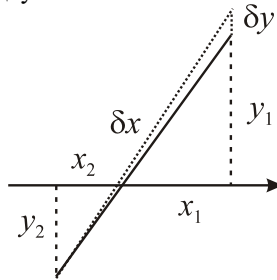


Рис. 5.19. До розрахунку величини похибки

Звідси

$$\delta x = \frac{\delta y \cdot x_2 + x_2 y_1 - x_1 y_2}{\delta y + y_1 + y_2} = \frac{\delta y \cdot x_2}{\delta y + y_1 + y_2}. \quad (5.6)$$

Швидкість зміни похибки на осі x від величини похибки на осі y дорівнює

$$\frac{d}{d\delta y} \left(\frac{\delta y \cdot x_2}{\delta y + y_1 + y_2} \right) = \frac{x_2}{\delta y + y_1 + y_2} - \frac{\delta y \cdot x_2}{(\delta y + y_1 + y_2)^2}. \quad (5.7)$$

Обидва вирази показують, що похибка може бути досить великою при малому часовому кроці (рівному $x_1 + x_2$), так як в цьому випадку є велика ймовірність отримання малих значень напруг, які асоційовані з координатою y , і відповідно великою похибкою визначення часу.

Приймаючи $\delta y \ll y_1$ і $y_1 < y_2$, похибка визначення фази буде

$$\delta x \approx \delta y \cdot \frac{x_2}{y_2} \approx \delta y, \quad (5.8)$$

тобто для осцилографа Agilent DSO6102A це біля 0,2%, що недостатньо для обчислення структурних функцій з метою визначення шумів генераторів. Домінувати в виміряних шумах може шум процесу аналого-цифрового перетворення з дискретністю 8 двійкових розрядів. Що підтверджують гістограми розподілення миттєвої частоти.

Для вимірювання у часовій області потрібно використовувати вимірювачі інтервалів часу, які мають, з одного боку, більшу точність, з другого – можливість збирати дані великого числа вимірювань один за одним без «мертвого часу» або з мінімальним «мертвим часом».

Висновки по розділу 5. Проблема фазових шумів в потужних автогенераторах з високим ККД є актуальною, і ряд розробок демонструють можливі шляхи поліпшення шумових параметрів при збереженні високого ККД.

Варіанти автогенераторів з високим ККД та їх застосування

Підсилювачі і автогенератори з високим ККД (класів Е і F) можуть служити основою різних радіотехнічних пристроїв ВЧ і НВЧ діапазонів, для яких важливо мати високий ККД. Наряду з комунікаційними і радіолокаційними системами високоефективні підсилювачі та автогенератори широко використовуються в технологічних системах, передачі і перетворенні енергії, в системах освітлення.

6.1. Електронний баласт

Пристрої освітлення з ВЧ і НВЧ збудженням потребують джерел ВЧ і НВЧ потужності з високим ККД. Розглянемо питання функціонування і управління параметрами підсилювача класу Е в складі регульованого інвертора і електронного баласту на базі автогенератора класу Е.

Проблемою, яка виникає при розробці багатьох ВЧ і НВЧ комплексів, є сумісна робота електронних компонентів, які входять до їх складу. В цьому плані ВЧ і НВЧ пристрої з високим ККД є пристроями, у яких ці проблеми досі вивчені недостатньо. Необхідність вивчення роботи підсилювачів і автогенераторів класів Е і F в умовах змінних навантажень та тривалої експлуатації є підґрунтям розгляду високочастотних енергетичних застосувань таких пристроїв [221]. До їх числа відносяться, наприклад, електронні баласты – пристрої для створення високочастотного сигналу достатньої потужності для піджигу і стабільного існування газового розряду в колбах з електродами і без електродів [222-225]. Лампи з електродами працюють звичайно у НЧ і ВЧ діапазонах, безелектродні лампи – в ВЧ і НВЧ діапазонах. Були розроблені нові конструкції електронних баластів для люмінесцентних ламп, що побудовані на основі автогенератору класу Е, який розглянуто в главі 1.

Проблемою, яка встає при розробці схеми баласту, є отримання двох режимів роботи підсилювачу: режиму піджигу, при якому на лампі створюється висока ВЧ напруга для пробоя газу в лампі при низькій напрузі живлення, і режиму класу Е для підтримки горіння. Ці режими повинні бути отримані без будь-якої перестройки контуру. Запропонована схема дозволяє задовольнити ці вимоги, вона показана на рис. 6.1 [48, 59, 226].

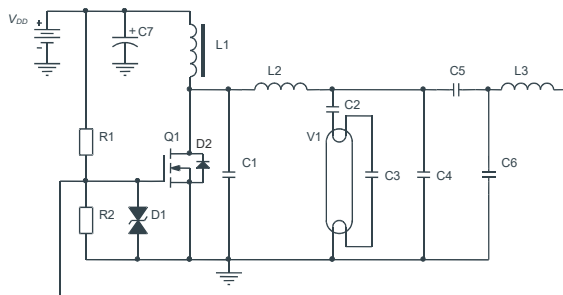


Рис. 6.1. Схема баласту на основі автогенератора класу Е

Баласт містить тільки один ключовий елемент і не потребує схеми управління. Крім цього, він при запуску працює у режимі ПНН, що зберігає високий ККД пристрою. Складну проблему для баластів представляє отримання високої напруги для піджигу лампи, проте її можна значно знизити, якщо використати підігрів катодів. Наприклад, напруга пробоя лампи при холодних катодах складає 470 В для обраного типу лампи, а при підігрітих катодах знижується до 250 В. Ємність C_3 попереджує шунтування лампи в робочому режимі і обмежує струм ниток розжарювання при запуску. Ємність C_2 спільно з C_3 і C_4 разом з вхідним імпедансом кола ЗЗ створюють трансформатор опорів, який перетворює опір лампи у навантажувальний опір підсилювача, що задовольняє оптимальному режиму. В результаті оптимізації параметрів автогенератора були отримані однакові частоти запуску і робочого режиму баласту, що є перевагою розробленого баласту. В режимі запуску автогенератор працює у субоптимальному режимі класу Е [227], а в робочому режимі – в класі Е.

Вимірний ККД автогенератора в такій схемі дорівнює 83 % при потужності постійного струму 22,3 Вт і вихідній потужності 18,5 Вт.

Використання властивостей зміни вихідної потужності при незначній зміні ККД підсилювачу класу Е при зміні частоти поблизу робочій, використано в електронному баласті зі стабілізацію ви-

хідної потужності [228], який дозволяє збільшити час роботи від батарей (рис. 6.2).

Поставлена задача вирішується за рахунок того, що в електронний баласт вводиться схема стабілізації напруги на люмінесцентній лампі, заснована на залежності вихідної напруги баласту від частоти, напруга генерується автогенератором класу Е. При зміні напруги живлення баласту ця схема змінює ємність напівпровідникового діоду (варикапа), а це визиває зміну частоти генерації і напруга на лампі відновлює своє значення, при цьому залишаються сталими потужність, що розсіюється лампою і та, що споживається від батареї. Для типового кислотного акумулятора це може забезпечити термін роботи лампи на 8% більший.

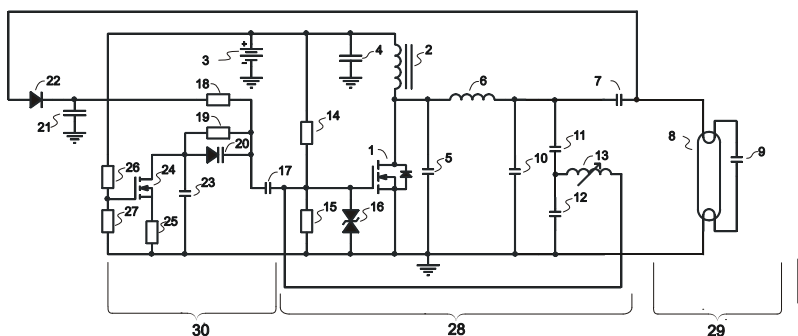


Рис. 6.2. Схема електронного баласту на основі автогенератора класу Е зі стабілізацією потужності, що споживається

На рис. 6.3 представлені залежності потужності, яка розсіюється на лампі і ККД баласту. Видно, що в робочій точці при зменшенні потужності, що споживається, росте ККД, але при цьому падає і світловий потік лампи. Але при стабілізації напруги на лампі (потужності споживання) світловий потік буде постійним. Збільшення рівня потужності, яка споживається, понад оптимального, не призводить до пропорційного збільшення світлового потоку, тому стабілізація напруги на лампі позитивно позначається на її роботі. Стабілізація напруги на лампі стабілізує струм, що споживається від джерела живлення, це зменшує споживання енергії від акумулятора.

Такий баласт орієнтовано на застосування в фотовольтаїчних системах освітлення, але може використовуватися всюди, де застосовуються акумулятори в якості джерела живлення.

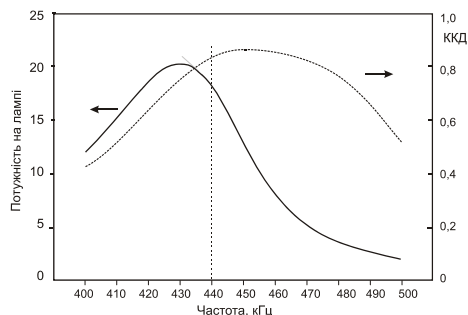


Рис. 6.3. Залежності вихідної потужності і ККД електронного баласту від частоти генерації

6.2. Широкопasmовий автогенератор класу J на GaN HEMT

В роботі [229] вперше представлено широкопasmовий перестроюваний потужний автогенератор класу J¹⁰. Підсилювач класу J в складі автогенератора спроектовано для отримання широкої смуги і високих енергетичних характеристик з використанням GaN HEMT. Сталий режим генерації отримано за допомогою позитивного зворотного зв'язку у вигляді лінії затримки зі змінною довжиною для настройки частоти генерації.

Високий ККД, велика потужність і широкопasmові характеристики потужних автогенераторів потребуються в багатьох системах, таких як бездротові комунікації, радары і т.д. Нещодавно про підвищення вихідної потужності і ККД для багатьох типів автогенераторів було повідомлено в чисельних публікаціях [5-8]. Але більшість цих потужних автогенераторів працює на одній частоті або у вузькому діапазоні.

До сьогоdnішнього часу ключові режими роботи підсилювачів були запропоновані для отримання високого ККД і високої вихідної потужності. В таких режимах транзистор працює як ідеальний ключ і вихідне коло контролює состав гармонік [230]. Проте із-за впливу вихідної ємності транзистора, складно контролювати імпеданс на частотах другої та третьої гармонік. Також така топологія не пристосована для отримання широкої смуги частот, так як умови на гармоніках залежать

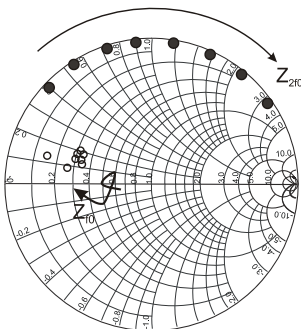
¹⁰ Точного визначення класу J в даний час ще нема, під цією назвою об'єднують декілька варіантів побудови вихідної ланки і режимів роботи активного елемента.

від робочої частоти. Ці обмеження погіршують загальні характеристики підсилювачів.

Недавно було запропоновано підсилювач класу J [104], який дає рішення для несприятливих ефектів ключового режиму підсилення, оскільки потенційно демонструє високий ККД, лінійність і широку смугу робочих частот.

Побудова підсилювача класу J. Високий ККД і широка смуга частот можуть бути отримані в підсилювачах потужності класу J. Ця топологія збільшує основну складову напруги шляхом додавання напруги другої гармоніки за рахунок введення реактивного навантаження. В результаті створюється фазовий зсув між вихідним струмом і напругою. Тому широка смуга частот та високий ККД можуть бути отримані при використанні топології класу J [231, 232].

В цій розробці використано транзистор CGH40010 GaN HEMT фірми Cree. На основі метода варіації навантаження, промодельованого в програмному комплексі Advanced Design System, з використанням нелінійної моделі, представленій постачальником, визначені оптимальні навантаження на основній частоті і вищих гармоніках для ПП класу J. Умови зміщення для спроектованого підсилювачу були: стокова напруга 28 В і напруга на затворі -2,8 В. На рис. 6.4 на діаграмі Сміта показано результат моделювання для узгоджувальної ланки, яка створює навантажувальний імпеданс. Імпеданс на другій гармоніці має малу дійсну частину і велику реактивну. Оптимальний навантажувальний імпеданс на першій і другій гармоніках рівний $16.924 + j9.828 \Omega$ і $0.596 + j74.836 \Omega$, відповідно.



freq 2,0 - 6,8 GHz

Рис. 6.4. Зміна навантажувального імпедансу на частоті основного сигналу і другої гармоніки

Топологія вхідної й вихідної узгоджувальних ланок ПП класу J показана на рис. 6.4. В табл. 6.1 зведені розміри відрізків ліній передачі. ПП класу J було виконано на матеріалі TACONIC TLX-5 з діелектричної проникністю 2,33 і товщиною 0,504 мм. На рис. 6.6 представлені вихідна потужність, коефіцієнт підсилення, стоковий ККД виготовленого підсилювача в залежності від частоти. Вихідна потужність більше 39 дБм і стоковий ККД більше 40% в смузі від 2 ГГц до 3,25 ГГц.

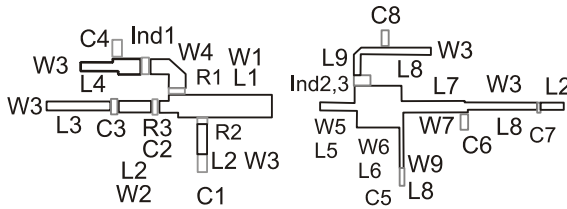


Рис. 6.5. Топологія вхідної і вихідної узгоджувальних ланок

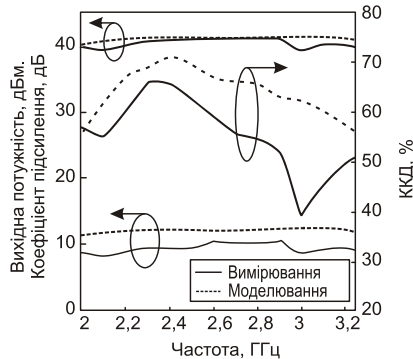


Рис. 6.6. Залежності енергетичних характеристик ПП класу J від частоти

Реалізація широкосмугового потужного автогенератора. Пропонується на основі ПП реалізувати автогенератор. В автогенераторі з лінією затримки, яка виконує роль позитивного зворотного зв'язку, частка енергії з виходу підсилювача подається на його вхід [83, 195, 233, 234]. Частота генерації визначається при досягненні потужності насичення підсилювача. Довжина лінії зворотного зв'язку вибирається $n\lambda$. Тому частота генерації визначається умовами самозбудження автогенератора – рівністю нулю зсуву фаз в кільці ЗЗ.

Таблиця 6.1

Параметри топології підсилювача

Параметр	Значення, мм	Параметр	Значення, мм	Параметр	Значення
W1	4	L1	17,58	R1	200 Ом
W2	2	L2	5	R2	1 кОм
W3	1,47	L3	10	R3	100 Ом
W4	2,68	L4	9,42	Ind 1,2,3	10 нФ
W5	1,67	L5	8,2	C1,3,8	10 пФ
W6	9,37	L6	9,75	C2	2,2 пФ
W7	2,5	L7	14,73	C4,7	5,6 пФ
W8	12,43	L8	16,2	C5	100 пФ
W9	4,5	L9	1	C6	1,2 пФ

Позитивний зворотній зв'язок складено з спрямованого відгалужувача зі змінним коефіцієнтом перехідного згасання, коаксіальних кабелів, циркулятора і механічного фазообертача. Зсув фаз в петлі 33 регулювався довжиною коаксіальних кабелів і механічних фазообертачів, вихідна потужність контролювалася змінним керованим відгалужувачем. Для отримання того же результату, як і в ПП класу J, перехідне згасання встановлювалось на рівні коефіцієнту підсилення ПП.

Вимірний рівень перехідного згасання спрямованого відгалужувачу 6,6 дБ, і коефіцієнт підсилення виготовленого підсилювача класу J був 8,4 дБ. Різниця в 1,8 дБ виникла через втрати в пасивних компонентах. У зовнішньому колі автогенератора використовується циркулятор для запобігання впливу віддзеркалень від входу підсилювача на коло 33.

Експериментальні результати. На рис. 6.7 показано залежності ККД і вихідної потужності автогенератора в залежності від частоти генерації. Спектр вихідного сигналу вимірювався спектроаналізатором Agilent E4440 в діапазоні 470 кГц при полосі 50 МГц. Вимірний результат – вихідна потужність 40 дБм при відносній смузі 47,62% в діапазоні 2-3,25 ГГц. В табл. 6.2 представлені вимірні значення фазового шуму при частотній дистанції від несучої 10 кГц і 100 кГц.

В [229] запропоновано потужний, такий, що може змінювати частоту, автогенератор класу J, який складається з підсилювача класу J і зовнішнього кола 33. ПП класу J використовує GaN НЕМТ. Отримано вихідну потужність 40 дБм при відносній смузі частот 47,62% в діапазоні 2-3,25 ГГц.

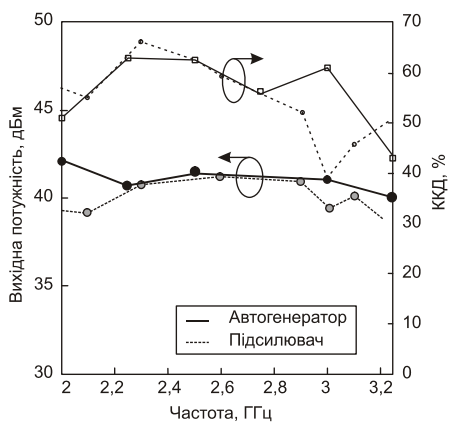


Рис. 6.7. Експериментальні значення ККД і вихідної потужності

Таблиця 6.2

Фазовий шум автогенератора на різних частотах

Частота, ГГц	Довжина лінії затримки, мм	Фазовий шум
2	70	10 кГц: -77,23 дБн/Гц 100 кГц: -106,97 дБн/Гц
2,25	48	10 кГц: -98,33 дБн/Гц 100 кГц: -121,92 дБн/Гц
2,5	31	10 кГц: -79,91 дБн/Гц 100 кГц: -105,71 дБн/Гц
2,75	14	10 кГц: -58,32 дБн/Гц 100 кГц: -103,38 дБн/Гц
3	140	10 кГц: -63,15 дБн/Гц 100 кГц: -111,44 дБн/Гц
3,25	116	10 кГц: -61,78 дБн/Гц 100 кГц: -101,03 дБн/Гц

6.3. Автогенератори класу F

Розглянемо близькі до наведених раніше АГ класу Е автогенератори класу F, які в НВЧ діапазоні дуже близькі до класу Е, оскільки на НВЧ звичайно враховуються навантажувальні імпеданси на кінцевому числі гармонік. Побудова навантажувальних ланок виглядає схоже у цих АГ, і відмінність полягає у створенні на частоті другої гармоніки або близького до нуля, або до нескінченності навантажувального імпе-

дансу. Крім того, в класі F можна розширити діапазон вихідної ємності транзистора, яка обмежена у класі E. Тому в діапазоні НВЧ було розроблено різні конструкції автогенераторів класу F.

Досягнення високого ККД в автогенераторах надзвичайно важливо для того, щоб отримати високу вихідну потужність при мінімальному споживанні енергії, що збільшує час роботи від батарей, дозволяє виключити каскади попереднього підсилення і використовувати пряму модуляцію при мінімальній складності пристрою.

Деякі методи може бути використано для проектування автогенераторів з високим ККД. Запропонований в роботі [82] підхід засновано на класичній схемі, що полягає у використанні високоефективного ПП, забезпеченого відповідним колом ЗЗ [18]. Ясно, що відповідна техніка побудови ПП може варіюватися, й подальша ступінь свободи виражається у виборі схеми кола ЗЗ. Було обрано використання підсилювачу класу F спільно з використанням фільтруючої структури ЗЗ.

Метод розрахунку. Використаний метод добре відомий під назвою «Метод негативного опору». В цьому випадку активний прибор використовується для створення імпедансу з негативною дійсною частиною. Вихідна навантажувальна ланка перетворює вихідне навантаження у оптимальний навантажувальний імпеданс прибору. На додаток вихідне коло використовується для задоволення умов генерації (рис. 6.8).

В даному випадку підсумковий ККД автогенератора завжди малий і його важко контролювати. Більш того, при застосуванні цього методу, часто важко визначити гілку зворотного зв'язку, так як остання входить в середину активного прибору.

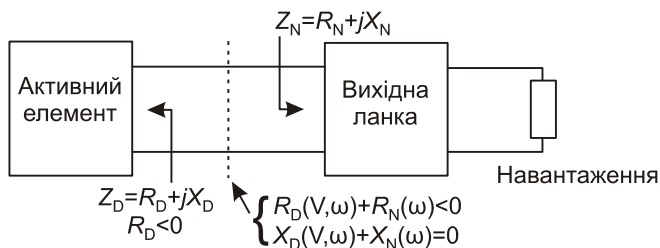


Рис. 6.8. Типовий метод проектування ВЧ автогенератора

Як вже казали, автогенератор з високим ККД можна отримати, якщо охопити колом зворотного зв'язку підсилювач з високим ККД [18]. На рис. 6.9 представлена блок-схема автогенератора, де на вхід підсилювача передається мала частка вихідної потужності генератора.

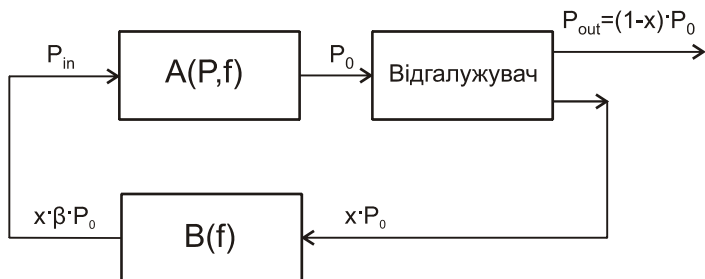


Рис. 6.9. Метод побудови автогенератора зі зворотним зв'язком

Звичайна передавальна лінія може бути використана для передачі малої частини вихідної потужності на вхід підсилювача, але використання фільтра має декілька переваг. Найважливіше, що коливання можуть існувати тільки в смузі пропускання фільтра. Фактично вони можливі тільки на частоті, де підсилення в замкнутому колі більше одиниці. Підсилювач демонструє високе підсилення в широкій смузі частот, і тому трудно вибрати потрібну частоту генерації, смуго-пропускаючий фільтр (СПФ) може бути використано для полегшення селекції частоти генерації. Частота генерації може бути визначена шляхом аналізу фази в колі ЗЗ.

Для проектування такого виду потрібно мати ПП з високим ККД і передавати малу частину вихідної потужності через коло ЗЗ на вхід підсилювача.

З іншого боку, якщо підвищити порядок фільтра, то зростають пов'язані з ними втрати, але швидкість зміни фази від частоти значно збільшується, що потенційно поліпшує шумові характеристики (рис. 6.10).

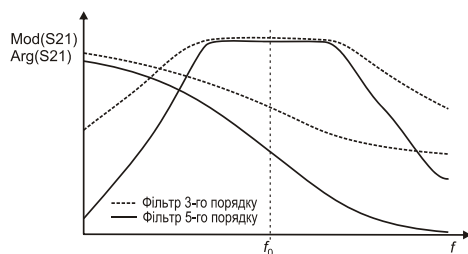


Рис. 6.10. Амплітуда і фаза двох смуго-пропускаючих фільтрів з різним порядком (третім і п'ятим)

Якщо ПП демонструє високий коефіцієнт підсилення, то втрати в фільтрі стають незначними для загального КПД автогенератора.

При таких умовах високий порядок фільтру може бути застосовано для зниження фазового шуму автогенератора. Використання фільтра високого порядку може мати деякі ризики. Зсув фаз сигналу при проходженні фільтру високого порядку може бути значно більше 360° .

Якщо це брати до уваги при визначенні умов самозбудження, то їх потрібно перевіряти більше, ніж на одній частоті, в цьому випадку умови самозбудження можуть виконуватися на кількох частотах і буде важко отримати бажану частоту.

Довжина лінії, що з'єднує фільтр зі входом і виходом ПП, повинна обиратися для роботи фільтра з максимальною похідною фази по частоті. При таких умовах, з мінімальним зсувом частоти генерації, фільтр може маскувати усі потенційні розлади (вплив паразитних елементів, не ідеальність моделей приборів, похибки довжини лінії і фазові варіації внаслідок впливу шумів).

Метод створення потужного автогенератора з високим ККД має декілька важливих переваг, розділяючи вплив ПП і фільтру (тобто кола ЗЗ). Підсилювач відповідає за вихідні характеристики (потужність і ККД), тоді як коло ЗЗ відповідає за умови самозбудження, частоту генерації та фазовий шум. Тому ПП потрібно проектувати для досягнення високого ККД щоб підвищити ККД автогенератора.

ККД перетворення енергії автогенератора прямо залежить від ККД по доданій потужності (РАЕ, ККД_{дп}) ПП. Зокрема, ККД автогенератора сягає максимуму якщо задовольнити умови роботи ПП при максимумі ККД_{дп}.

УМ класу F. Першим кроком для отримання автогенератора з високим ККД є реалізація підсилювача з високим ККД.

Ідеальний ККД підсилювача класу А – 50%. В класі В підсилювач має ідеальний ККД рівний 78,5%. І, нарешті, підсилювач класу F може досягнути в ідеальному випадку ККД 100%. Тому внаслідок високого максимального ККД в роботі [82] обрано використання класу F для побудови високоефективного автогенератора.

Високий ККД ПП класу F пояснюється використанням спеціальних навантажень на виході активного елемента на частотах гармонік. Проведення аналізу режиму роботи транзистора методом варіації навантаження забезпечить визначення навантажувальних імпедансів на гармоніках для отримання максимального ККД на робочій частоті.

Вихідна навантажувальна ланка повинна мати оптимальний навантажувальний імпеданс на основній частоті та інші відповідні (звичайно реактивні) навантаження на вищих частотах (ідеальні – коротке замикання і холостий хід на парних і непарних гармоніках відповідно).

Якщо навантаження на гармоніках відповідно налаштовані, напруга на кристалі транзистора формується схожою на прямокутний сигнал, в той час як струм стоку має вигляд половини синусоїди. На дода-

ток, добуток струму та напруги завжди малий. Це забезпечує мале розсіювання енергії активним прибором і підвищує ККД (рис. 6.11а).

Контролювати усі гармоніки дуже складно. На практиці приймаються до уваги тільки друга і третя гармоніки. В цьому випадку струм стоку і напруга на стоці мають вигляд, схожий на форми, які зображені на рис. 6.11б. На частині періоду і напруга і струм обидва не дорівнюють нулю. Це призводить до розсіювання енергії на приборі і ККД зменшується.

Навантажувальна крива такого підсилювача при отриманні максимальної вихідної потужності повинна забезпечити досягнення максимального струму і максимальної напруги на приборі. Навантажувальна крива показана на рис. 6.11в.

Тестовий макет. Для перевірки підходу, який був описаний раніше, було розроблено високоефективний автогенератор для роботи на частоті 5 ГГц. Підсилювач з високим ККД було побудовано за схемою класу F [2], використано 1 Вт PHEMT виробництва фірми SELEX – Sistemi Integrati, яка також надала нелінійну модель транзистора.

На рис. 6.12 зображені залежності енергетичних параметрів від вихідної потужності. Коли підсилювач працює з 2 дБ компресією, його вихідна потужність сягає 18,5 дБм, при таких умовах потрібно забезпечити загасання в колі зворотного зв'язку 17,5 дБм і ПП буде працювати в точці максимального ККД по доданий потужності.

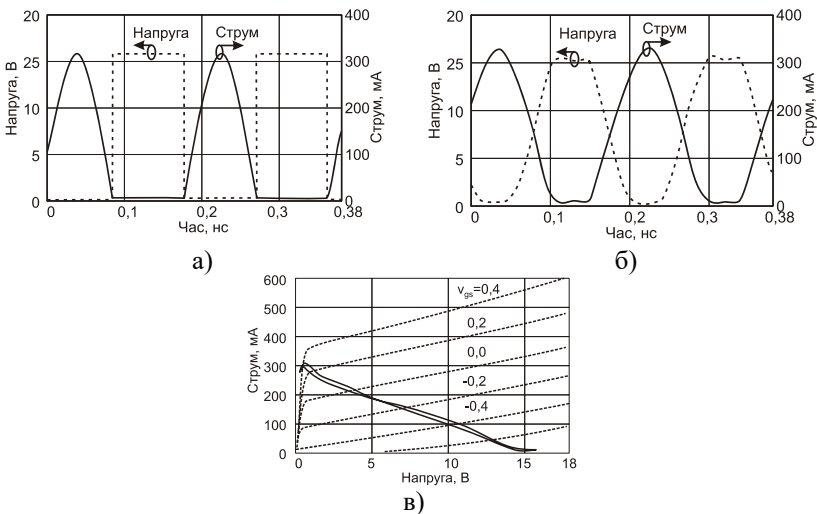


Рис. 6.11. а) ідеальні форми струму і напруги стоку, б) форми струму і напруги в реальному підсилювачі, в) навантажувальна крива

Коло 33 містить СПФ Баттерворта третього порядку, тому діапазон частот, де підсилення в замкнутому колі більше одиниці, обмежено.

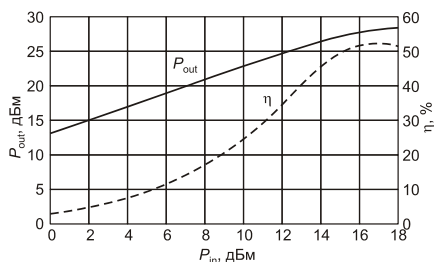


Рис. 6.12. Енергетичні характеристики підсилювача

Макет автогенератора було реалізовано з використанням підкладки ТММ10і ($\epsilon_r = 10$, $h = 0,635$ мм, золоте покриття провідника) виробництва Rogers Corporation. В табл. 6.3 наведено основні параметри автогенератора.

Таблиця 6.3

Вимірні характеристики автогенератора

Напруга живлення, В	Струм, мА	Споживана потужність, Вт	Вихідна потужність	Частота, МГц	ККД, %	Фазовий шум при	
						100 кГц	1 МГц
8	167	1,336	27,8 дБм	5010	45,1	-103,8 дБн/Гц	-125,8 дБн/Гц

Перевагою автогенератора є малий рівень гармонік на виході завдяки вихідному колу класу F, яке створює на стоці транзистора на частоті другої гармоніки імпеданс, близький до нуля.

6.4. Автогенератор з налаштуванням на гармоніках

В роботі [196] розглядається автогенератор, який автори відносять до класу «налаштований на гармоніках», оскільки його не можна класифікувати як класи F чи F^{-1} , бо при наявності реактивного навантаження воно не дорівнює ані нулю, ані нескінченності. Така характеристика навантаження є результатом експериментального визначення оптимальних імпедансів методами «source- and load-pull» моделювання. Автогенератори з налаштуванням на гармоніках відомі своїм високим ККД на високих частотах [83, 233, 234, 236]. В [234] ПП з високим ККД

було спроектовано в першу чергу з узгодженням на частоті гармонік. Тобто, вихідна узгоджувальна ланка проектується для забезпечення оптимального імпедансу високоефективного ПП на частотах основної (f_0) і вищих гармонік ($2f_0$ і $3f_0$)¹¹. Тоді, коло 33 встановлюється між входом та виходом ПП для отримання умов генерації. Для того, щоб мінімізувати вплив кола 33 на характеристики ПП, що розробляється, використовуються 50-Омні керований відгалужувач, фазообертач і феритовий вентиль, які були встановлені у коло 33. Ці зовнішні компоненти ведуть до зростання розмірів схеми та знижують ККД. Виміряний ККД 58% при вихідній потужності 47,9 Вт на частоті 2,45 ГГц.

Нещодавно була запропонована проста нелінійна методика для потужних автогенераторів, які використовують метод маніпулювання гармоніками при малому розмірі та високому ККД [197]. Послідовний LC контур, який застосовано у колі 33, дозволяє незалежно проектувати кола 33 і навантажувальні ланки, при цьому забезпечуються умови збудження та отримання оптимального навантажувального імпедансу на частотах f_0 , $2f_0$ і $3f_0$. Для цього методу не потрібно інтерактивної процедури або громіздких зовнішніх компонентів, які використовувались у [197]. Спроекований АГ показав високий ККД 80% при вихідній потужності 3,3 Вт на частоті 2,42 ГГц.

Однак введене в [197] для простоти припущення, що імпеданс на вході є коротко замкнутий, лімітує характеристики. Добре відомо, що вхідний імпеданс на гармоніках, наприклад, на основній частоті, значно впливає на ККД та вихідну потужність ВЧ ПП [237, 238]. Тому для отримання оптимальних показників потрібно враховувати вхідні імпеданси при проектуванні НВЧ автогенератора.

В роботі [196] пропонується удосконалена топологія автогенератора з налаштуванням на гармоніках з урахуванням ефекту вхідного імпедансу на основній частоті та її гармоніках. На додаток, метод проектування пропонує рівняння для отримання оптимального автогенератора, що дозволяє послідовно «крок-за кроком» проектувати коло 33, навантаження і вхідну ланку. Запропонований метод перевірено шляхом моделювання з ідеальними компонентами.

Метод проектування автогенератору. На рис. 6.13 показана схема запропонованого АГ. Він містить транзистор, коло 33, навантажувальну та вхідну ланки. Декілька LC контурів впроваджені для незалежного проектування кожної ланки схеми. Кожний коливальний контур має резонансну частоту f_0 , яка дорівнює частоті генерації. В порів-

¹¹ Реально це один з високоефективних класів, але вплив паразитних елементів корпусу транзистора веде до появи інших умов на виводах транзистора.

нянні з топологією, що презентована в [197], вхідна ланка і два LC контури зі сторони затвору, що додані у цій топології, створюють ефект вхідного навантаження на основній частоті та її гармоніках, який впливає на ККД та вихідну потужність.

GaN HEMT фірми Cree Inc. моделі CGH40006P обрано, як транзистор, який вже було використано для запропонованого методу. Для моделювання використана нелінійна модель транзистора, яка була надана виробником. Її точність була перевірена у багатьох публікаціях [197, 239, 240]. Було обрано центральну частоту f_0 рівну 2,45 ГГц, що належить до промислової частоти. При моделюванні використовувалися значення напруги на затворі $V_{GG} = -2,8$ В і $V_{DD} = 28$ В, відповідно.

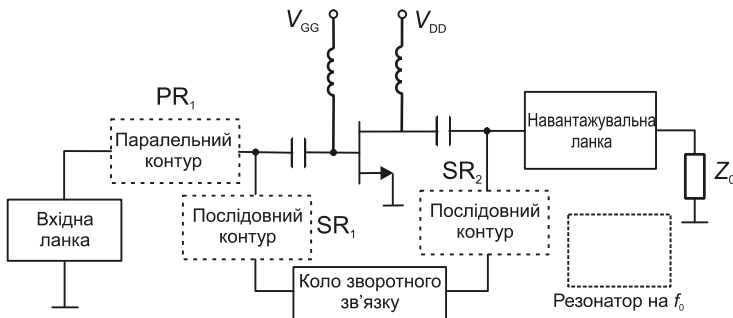


Рис. 6. 13. Блок-схема автогенератору

Оптимізація автогенератору з маніпулюванням гармоніками.

Першим кроком проектування є пошук оптимальних вхідних та навантажувальних імпедансів Z_{Sopt} і Z_{Lopt} для отримання високих ККД та вихідної потужності, як показано на рис. 6.14 [240]. Для досягнення цієї мети використовувалося моделювання методом варіації навантажувальних імпедансів на вході та виході транзистора на частоті $f_0 = 2,45$ ГГц для доступної потужності джерела (P_{avs}) 30 дБм. Оптимальний імпеданс джерела на f_0 ($Z_{Sopt,1}$) сягає $9 + j17$ Ом, його отримано за результатами моделювання зі змінним імпедансом джерела вхідного сигналу. $Z_{Sopt,2}$ і $Z_{Sopt,3}$ зафіксовано на рівні $j200$ Ом і $-j200$ Ом, відповідно. На рис. 6.15а-с показані контури постійної вихідної потужності P_{out} і ККД за доданою потужністю (PAE) на діаграмі Сміта на частотах f_0 , $2f_0$ і $3f_0$. Контури на одній з частот отримані при навантаженні на інших частотах, рівному оптимальному [239]. Треба визначити, що як

показано на рис. 6.15б-с, вихідна потужність і ККД не дуже чутливі до навантаження на гармоніках, поки воно є індуктивним. Оптимальний навантажувальний імпеданс $Z_{Lopt,1} = 16 + j26$ Ом, $Z_{Lopt,2} = j26$ Ом і $Z_{Lopt,3} = j15$ Ом. Вони зображені білими крапками на рис. 6.15а-с.

Потім проведено моделювання методом гармонійного балансу для передбачення P_{out} і ККДдп в оптимізованому ПП за умови роботи транзистора при оптимальних навантаженнях на гармоніках (рис. 6.14). Оптимізований ПП демонструє ККДдп 85,3%, стоковий ККД 86,8%, та P_{out} 39,2 дБм при $P_{avs} = 30$ дБм, як показано на рис. 6.15д. Ця вихідна потужність і стоковий ККД відповідають найкращому рівню, який можна отримати при побудові автогенератора з маніпулюванням гармоніками на цьому транзисторі.

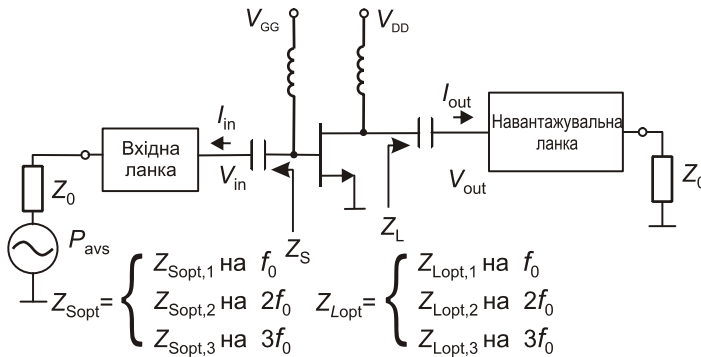


Рис. 6.14. Моделювання методом варіації навантаження

Синтез кола зворотного зв'язку. LC резонатор на рис. 6.13 використовується для перевірки топології при модулюванні, тому його вважають ідеальним. На основній частоті схема рис. 6.13 буде виглядати як на рис. 6.16. Вихідне і коло зворотного зв'язку на рис. 6.16 синтезуються таким чином, щоб у транзисторі можна було зберегти струми та напруги (V_{in}, V_{out}, I_{in} та I_{out} на рис. 6.14) на оптимальному рівні у оптимізованому ПП [18, 197]. Ці напруги і струми розраховані при використанні методу гармонічного балансу для оптимізованого ПП при $P_{avs} = 30$ дБм і мають значення: $I_{in} = 0,421e^{j122^\circ}$, $V_{in} = 0,696e^{-j54,3^\circ}$, $I_{out} = 1,02e^{-j25,2}$ і $V_{out} = 31,1e^{j33,3^\circ}$.

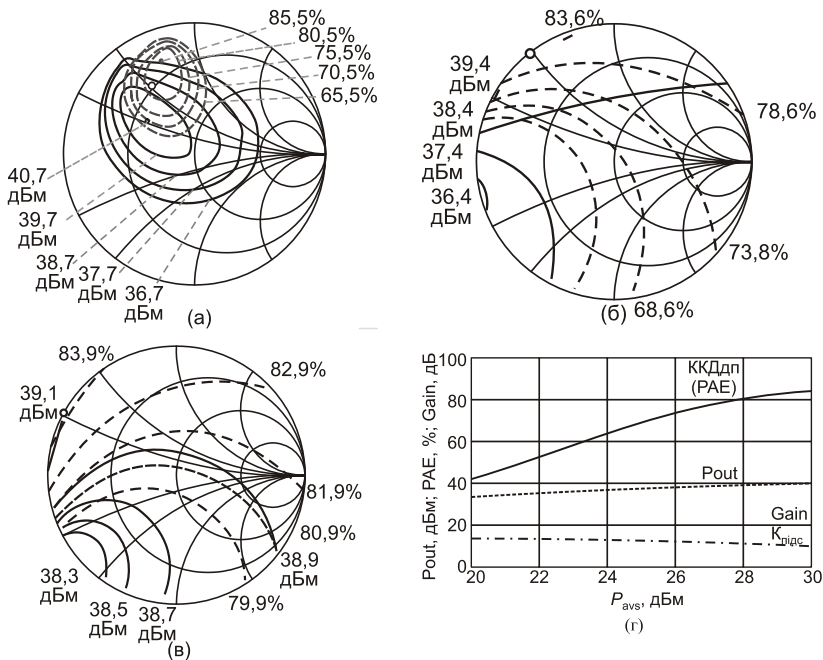


Рис. 6.15. Контури рівних P_{out} (щільна лінія) та ККДдп (штрихова лінія) при (а) f_0 , (б) $2f_0$ і (в) $3f_0$. Білі точки визначають обраний для проєктування АГ імпеданс. (г) вихідні параметри в залежності від P_{avs}

Повне коло зворотного зв'язку (коло, що охоплює) П- або Т-типу може бути розраховано, використовуючи ці напруги та струми у записках навантаження. В роботі [196] обрано П-коло, як зображено на рис. 6.16. Тоді, елементи B_1 , G_1 , B_2 і B_3 знаходяться з наступних рівнянь [18]

$$\begin{bmatrix} G_1 \\ B_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{V_{out}\} & -\text{Im}\{V_{out}\} \\ \text{Im}\{V_{out}\} & \text{Re}\{V_{out}\} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \text{Re}\{I_{in} + I_{out}\} + B_3 \text{Im}\{V_{in}\} \\ \text{Im}\{I_{in} + I_{out}\} - B_3 \text{Re}\{V_{in}\} \end{bmatrix} \quad (6.1a)$$

$$\begin{bmatrix} B_2 \\ B_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Im}\{V_{out}\} - \text{Im}\{V_{in}\} & -\text{Im}\{V_{in}\} \\ \text{Re}\{V_{in}\} - \text{Re}\{V_{out}\} & \text{Re}\{V_{in}\} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \text{Re}\{I_{in}\} \\ \text{Im}\{I_{in}\} \end{bmatrix}. \quad (6.16)$$

Розраховані значення $B_1 = -0,0144$, $G_1 = 0,0169$, $B_2 = -0,0135$, і $B_3 = 0,0270$. Реактивні частини B_1 , B_2 , і B_3 визначає коло 33, тоді як реальна частина відповідає за навантажувальне коло на частоті f_0 . Ви-

хідне коло на частотах $2f_0$ і $3f_0$ буде визначено далі. Відповідні схемні елементи за результатами розрахунку $L_1 = 4,53$ нГн, $R_1 = 1/G_1 = 59,3$ Ом, $L_2 = 4,81$ нГн і $C_3 = 1,76$ пФ на частоті $f_0 = 2,45$ ГГц.

Проектування вихідної ланки. Вставляючи розраховане коло 33 в схему рис. 6.13, отримаємо рис. 6.17. Ця схема еквівалента топології, що представлена на рис. 6.13, не тільки на основній частоті, але і на частотах вищих гармонік. Як розглянуто раніше, навантажувальна ланка проектувалась на вхідний опір R_1 на f_0 , тому

$$Z_{OM,1} = R_1. \quad (6.2a)$$

Відмітимо, що Z_L , це паралельне з'єднання Z_{OM} і Z_{FD} , як зображено на рис. 6.17. Тому реальна частина $1/Z_{Lopt,1}$ формується вихідною ланкою $1/Z_{OM,1}$ і уявною частиною імпедансу кола 33 $1/Z_{FD}$.

Ідеальний послідовний LC контур SR_2 на стоковому боці кола зворотного зв'язку є розімкнутим на частотах вищих гармонік, так що коло 33 не впливає на Z_L на цих частотах. Тому вихідне коло може бути розраховано на $2f_0$ і $3f_0$, щоб забезпечити

$$Z_{OM,i} = Z_{Lopt,s}, \text{ де } i = 2, 3. \quad (6.2b)$$

Рівняння (6.2) показують, яке навантаження потрібно транзистору на гармоніках, щоб мати оптимальний навантажувальний імпеданс.

Проектування вхідної ланки. Аналогічно, вхідне коло може бути спроектовано для забезпечення оптимального імпедансу. Імпеданс входу на основній частоті $Z_{IM,1}$ на рис. 6.17 може бути додатково визначено, оскільки паралельний контур PR_1 на основній часті має нескінченний опір. Тому

$$Z_{IM,1} = arbitrary. \quad (6.3a)$$

Затвор транзистору на рис. 6.17 навантажено на частоті f_0 на оптимальний імпеданс $Z_{Sopt,1}$ завдяки правильному розрахунку кола 33.

Маючи ідеальні коливальні контури SR_1 і PR_1 , вхідна ланка на частотах вищих гармонік може бути розрахована для забезпечення

$$Z_{IM,i} = Z_{Sopt,i} \text{ де } i = 2, 3. \quad (6.3b)$$

Рівняння (6.3) показують, як забезпечити транзистору оптимальний вхідний імпеданс Z_{Sopt} .

Моделювання спроектованого автогенератора. Обрана топологія АГ на рис. 6.17 була промодельована з використанням ідеальних

значень для L , C , Z_{OM} і Z_{IM} . Для проведення аналізу використовувалися ідеальний спрямований відгалужувач з джерелом зовнішнього сигналу V_{ex} , який подавався у коло ЗЗ, що дозволяло перевіряти сигнал інжекції і сигнал ЗЗ (V_{inj} і V_{fb} відповідно). Тоді частота і амплітуда V_{ex} визначаються моделюванням методом гармонічного балансу для отримання умов генерації, тобто підсилення у замкнутій петлі V_{fb}/V_{inj} дорівнює одиниці [236]. Так із моделювання схеми на рис. 6.17 було знайдено генерацію на частоті $f_0 = 2,45$ ГГц при $P_{out} = 39,1$ дБм і ККД 85,3%, що співвідноситься майже з тими ж результатами, що були отримані для оптимізованого ПП з табл. 6.4. Результат показує, що транзистор у складі автогенератора працює з оптимальними імпедансами на вході та виході на частотах f_0 , $2f_0$ і $3f_0$ як в оптимальному ПП на рис. 6.14.

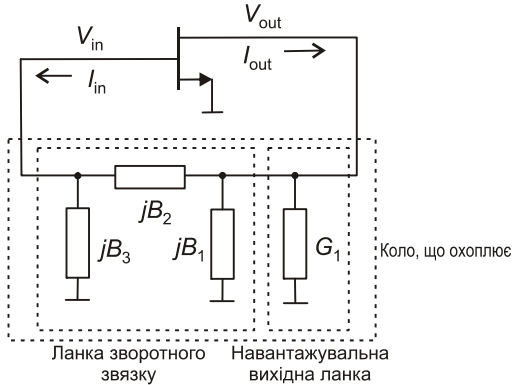


Рис. 6.16. Синтезовані кола зворотного зв'язку та вихідне коло на частоті f_0 . Ця схема є еквівалентною схемі рис. 6.13 на частоті f_0

Таблиця 6.4

Характеристики промодельованого автогенератору

	Ідеальні компоненти					Реальні компоненти
	ПП (рис. 6.14)	АГ (рис. 6.17)	АГ без SR_2 і PR_1 (рис. 6.18)	АГ з резонатором (Р)	АГ з Р і модифікацією	Кінцева схема (рис. 6.22)
P_{out} , дБм	39,2	39,1	39,0	38,8	39,1	38,1
ККД, %	86,8	85,3	84,5	81,6	83,6	80,0

Проектування автогенератора з урахуванням реальних елементів.

Спрощення топології автогенератора. LC контури на рис. 6.17 були розраховані за допущеннями, що вони складені з ідеальних елементів з нескінченною добротністю Q . На практиці, однак, вони мають кінцеву добротність, що веде до деградації параметрів. Тому бажано зменшити кількість LC контурів. На щастя, можна видалити один з контурів з кола 33 без деградації параметрів. В [196] видалено контур SR_2 (замінено на провідник) як показано на рис. 6.18. Тоді вихідна ланка має бути модифікована, так щоб транзистор продовжував «бачити» оптимальний імпеданс Z_{Lopt} . Видалення SR_2 не впливає на імпеданс Z_L на f_0 , тому що модифіковано вихідну ланку на рис. 6.18, спроектовано, щоб мати той самий імпеданс на основній частоті, як (6.2а), тобто

$$Z'_{OM,1} = Z_{OM,1}. \quad (6.4a)$$

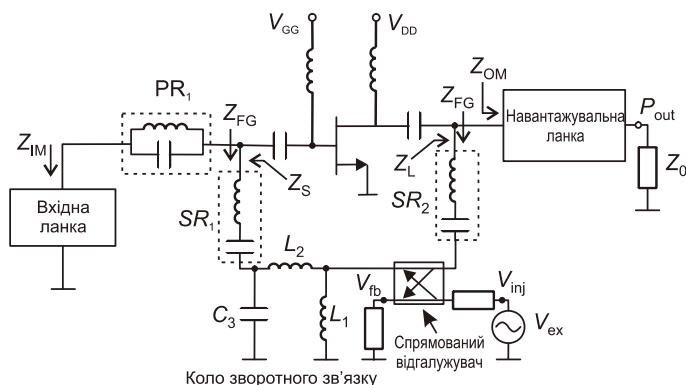


Рис. 6.17. Кінцева топологія з П-типом кола 33. Ідеальний спрямований відгалужувач та зовнішнє джерело сигналу V_{ex} введені у коло 33 для моделювання генерації

З іншого боку, на імпеданс Z_L , який бачить транзистор на частотах $2f_0$ і $3f_0$, впливає Z_{FD} , тобто $1/Z_L$ даний як $1/j\omega L_1 + 1/(j\omega L_2 + 1/j\omega C_3)$ внаслідок контуру SR_1 , що залишився. Вихідна ланка повинна бути змінена, щоб виконувалися $Z_{L,2} = Z_{Lopt,2}$ і $Z_{L,3} = Z_{Lopt,3}$. Модифікований вихідний імпеданс $Z'_{OM,2}$ і $Z'_{OM,3}$ просто отримати з наступних рівнянь:

$$\frac{1}{Z'_{OM,i}} + \frac{1}{Z_{FD,i}} = \frac{1}{Z_{Lopt,i}}, \text{ де } i = 2, 3. \quad (6.46)$$

Вхідна ланка на рис. 6.17 повинна конструюватися для забезпечення оптимального навантаження на гармоніках. Для транзистора, який використовується у цьому АГ, методом варіації навантаження на вході було знайдено, що велике реактивне навантаження належить до оптимальних імпедансів $Z_{Sopt,2}$ і $Z_{Sopt,3}$. Тому розімкнуті лінії було обрано для створення $Z_{Sopt,2}$ і $Z_{Sopt,3}$. Тоді паралельний LC контур PR_1 можна буде видалити, як показано на рис. 6.18. Відмітимо, що взагалі, вхідна ланка і PR_1 на рис. 6.17 не можуть бути видалені для інших технологій транзисторних мікросхем і робочих частот [237].

Як порівнюється у табл. 6.4, параметри моделювання схеми рис. 6.18 майже дорівнюють таким у схемі рис. 6.17. Тому схема рис. 6.18 реалізується з використанням реальних елементів схеми.

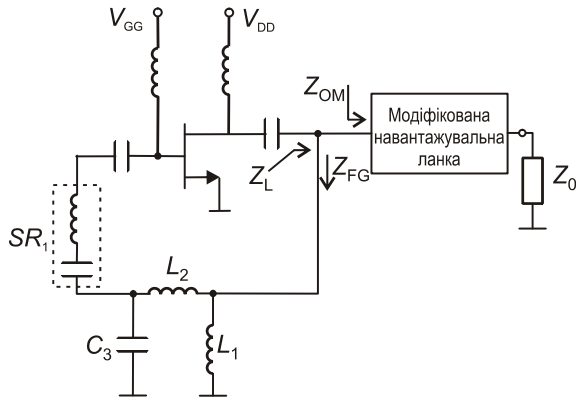


Рис. 6.18. Топологія автогенератора, що використовує реальні компоненти

Реалізація кола зворотного зв'язку. LC контур SR_1 у колі ЗЗ пеє характеристики по фазовому шуму, також як і ККД, внаслідок його малої добротності. Для того, щоб полегшити цю проблему, для заміни SR_1 використано напівхвильовий мікросмужковий резонатор, який, взагалі, демонструє більш високу добротність, ніж LC контур [241]. Він має смугопропускні властивості на f_0 , такі ж, як і у LC контурі. Однак, він пропускає сигнал на гармоніках, що є небажаним у даному застосуванні. Для придушення гармонік використовується резонатор зі

ступінчатою зміною імпедансу (РСЗІ), використаний за схемою рис. 6.19, де Z_{01} і Z_{02} обрані 50 і 70 Ом, відповідно. Більше значення Z_{02}/Z_{01} зменшує довжину резонатора [242]. Для того, щоб зв'язати резонатор з мікросмужковою лінією, використовується відрізок зв'язаної лінії на обох кінцях резонатору (рис. 6.19б). Кожна зв'язана лінія проектується так, щоб мати парний і непарний імпеданси $Z_{0e} = 70$ і $Z_{0o} = 38$ Ом, відповідно. Електрична довжина θ у моделюванні визначена рівною 40° .

На рис. 6.19в показано амплітуди S_{11} та S_{21} спроектованого РСЗІ при основній частоті 2,45 ГГц. Як і очікувалось, резонанси на гармоніках відрізняються від $2f_0$ і $3f_0$ завдяки використанню РСЗІ. Окрім цього, РСЗІ має реактивні імпеданси на частотах $2f_0$ і $3f_0$. Однак, імпеданс, який не відповідає відкритому відрізку лінії на гармоніках, веде до погіршення характеристик автогенератора. Для моделювання АГ з РСЗІ було додано 50-Ом лінію довжиною $\theta = 290^\circ$ для компенсації ненульового зсуву фаз у РСЗІ (фазовий зсув S_{21} на рис. 6.19в), щоб схема генерувала на частоті f_0 . Комп'ютерне моделювання дає P_{out} 38,8 дБм при ККД 81,6%. Це легке зниження характеристик може бути відновлене зміною $Z'_{OM,2}$ і $Z'_{OM,3}$, приймаючи до уваги реактивний імпеданс РСЗІ на частотах $2f_0$ і $3f_0$ і вплив додаткової 50-Ом лінії. Моделювання з модифікованими $Z'_{OM,2} = j34$ Ом і $Z'_{OM,3} = j39$ Ом показує відновлення характеристик, тобто $P_{out} = 39,1$ дБм і ККД = 83,6%, як показано у табл. 6.4.

Зосереджені елементи, які використовуються в колі ЗЗ, також мають такий недолік як мала добротність, що веде до погіршення характеристик. Для виправлення цих проблем, вони також виконуються у вигляді відрізків передаючих ліній. Тобто індуктивність, що шунтує, L_1 синтезується з використанням шлейфу з коротким замиканням (КЗ) на кінці TL_{F1} , послідовна індуктивність – як відрізок з високим хвильовим опором TL_{F2} , і ємність, що шунтує, C_3 – шлейф з розімкнутим (холостий хід (XX)) TL_{F3} , як зображено на рис. 6.20.

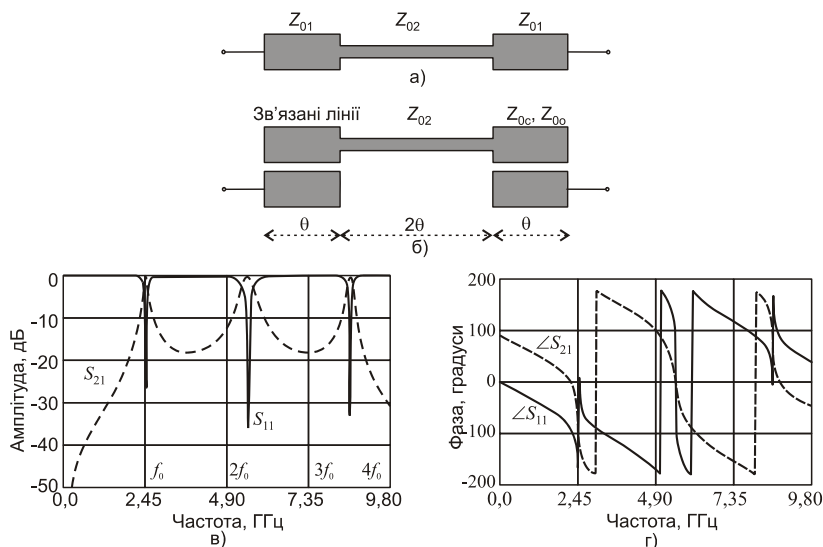


Рис. 6.19. Напівхвильовий резонатор. (а) РСЗІ, (б) РСЗІ з паралельно зв'язаними секціями, (в) амплітуда S_{11} і S_{21} за результатами моделювання у розробленому РСЗІ, (г) фаза за результатами моделювання

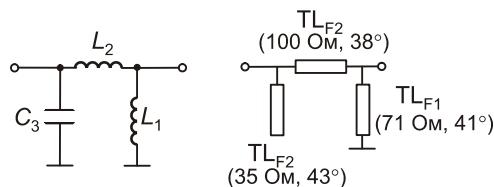


Рис. 6.20. Коло зворотного зв'язку на розподілених елементах

Реалізація вихідної ланки. Вихідна ланка повинна формувати оптимальні навантажувальні імпеданси, як зображено на рис. 6.21. У точці А повинно бути віртуальне коротке замикання на частотах $2f_0$ і $3f_0$. Це можливо, оскільки оптимальні імпеданси на обох частотах $2f_0$ і $3f_0$ покривають широкий діапазон в області індуктивного опору і є близькими, як показано на рис. 6.15б і 6.15в [197]. TL_3 та TL_5 дозволяють мати у точці А віртуальне КЗ на частоті $2f_0$, де TL_3 має довжину у чверть довжини хвилі на f_0 і шлейф з XX TL_5 є чверть хвильовим на $2f_0$. Відкритий (з XX на кінці) шлейф TL_2 з довжиною в чверть хвилі на $3f_0$ забезпечує у точці А віртуальне КЗ на частоті $3f_0$. TL_3 викорис-

товується як частина кола підводу напруги живлення з розімкнутим шлейфом TL_4 довжиною у чверть довжини хвилі на f_0 . Узгоджувальне коло, що залишилося, проектується для забезпечення $Z'_{OM,1}$ на f_0 .

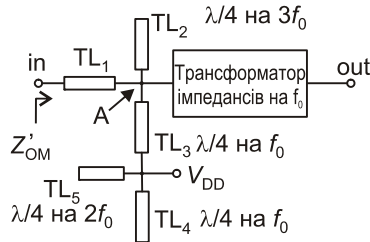


Рис. 6.21. Вихідна ланка для узгодження на гармоніках

Фінальний дизайн. Проектування автогенератора було виконано з використання підкладки Taconic TLY-5 з діелектричною проникністю 2,2 і товщиною 0,508 мм (20 mil). На рис. 6.22 показано повну схему автогенератора. Коло 33 реалізовано з розподіленими елементами, такими як відрізки ліній, шлейфи і напівхвильові резонатори, разом з конденсаторами для блокування постійного струму (3,3 пФ). Для акуратного передбачення характеристик АГ було проведено електромагнітне моделювання схеми.

Моделювання режиму автоколивань було проведено для схеми рис. 6.22 з використанням ідеального відгалужувача та зовнішнього джерела сигналу, як показано на рис. 6.17. Воно підтвердило, що коливання виникають на частоті 2,45 ГГц. В цьому моделюванні навантажувальний імпеданс (Z_L на рис. 6.22) було отримано шляхом обчислення співвідношення напруги стоку до струму стоку на кожній із гармонік при генерації на частоті f_0 . На рис. 6.23а показано порівняння між обчисленим навантажувальним імпедансом та оптимальним імпедансом за результатами моделювання зі змінним навантаженням (load-pull). Ці графіки гарантують, що транзистор в спроектованому АГ працює з оптимальним навантажувальними імпедансами. Розраховані напруга на стоці та струм стоку представлені на 6.23б. Форми сигналів не виглядають оптимальними, оскільки спостерігається велике перекриття між формами напруги та струму. Це є наслідком дії паразитних елементів транзистора. Параметри за моделюванням – P_{out} 38,1 дБм та ККД 80,0% на частоті f_0 . Ці результати моделювання враховують вплив втрат у мікросмужкових лініях і паразитні елементи у конденсаторах. Також

вони демонструють, що вихідна ланка і коло 33 оптимально спроектовані та забезпечують роботу з великим ККД.

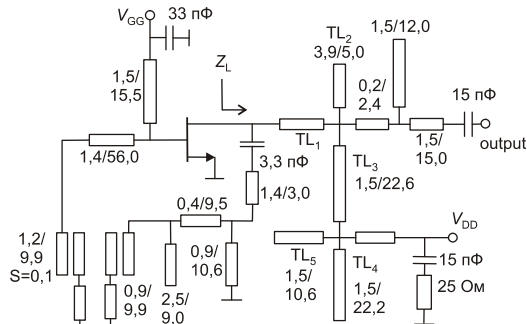


Рис. 6.22. Схема реалізованого автогенератора. Розміри мікросмушкових ліній у мм, S – зазор у зв’язаних лініях

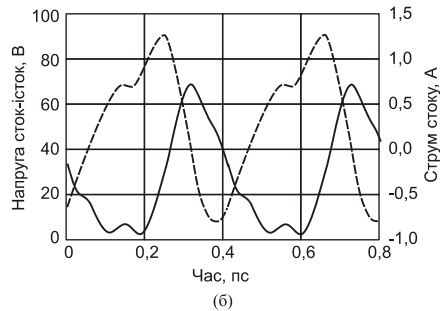
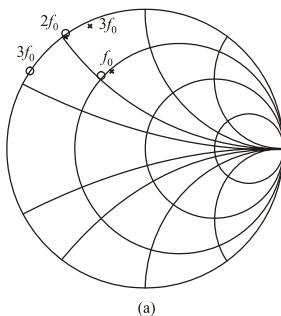


Рис. 6.23. Результати моделювання схеми рис. 6.22. (а) навантажувальні імпеданси транзистора, білі крапки презентують моделювання зі змінним навантаженням (load-pull), хрестики – модулювання АГ. (б) форми напруги сток-істок і струм стоку

Експериментальне дослідження. Експериментальний макет розташовано на алюмінієвому радіаторі, також додані конденсатори нанофарадного рівня у кола подачі напруги на стік та затвор транзистора [196].

На рис. 6.24 показано виміряні P_{out} , ККД η та частота генерації в залежності від напруг V_{GG} та V_{DD} . Потрібно зауважити, що не проводилося ніякого налаштування виготовленого АГ перед вимірюваннями. На рис. 6.24а частота генерації змінюється тільки на 2 МГц, в той час як V_{GG} змінюється від -4,2 до -2,2 В, що свідчить про значно меншу варіацію частоти у порівнянні з [197], забезпечуючи добру частотну стабільність при

зміні V_{GG} . Вихідна потужність P_{out} змінюється тільки на 0,7 дБ при зміні V_{GG} , тому що транзистор працює практично в насиченому режимі. З іншого боку, P_{out} є строгою функцією V_{DD} , що ілюструється рис. 6.24б.

Виготовлений автогенератор видає P_{out} 39,6 дБм при ККД 78,75% на частоті 2,446 ГГц при $V_{GG} = -2,8$ В і $V_{DD} = 28$ В, що дуже близько до результатів моделювання.

Максимальний ККД 83,1% отримано при $V_{GG} = -4$ В і $V_{DD} = 30$ В, в цьому режимі P_{out} 37,8 дБм і $f_0 = 2,448$ ГГц.

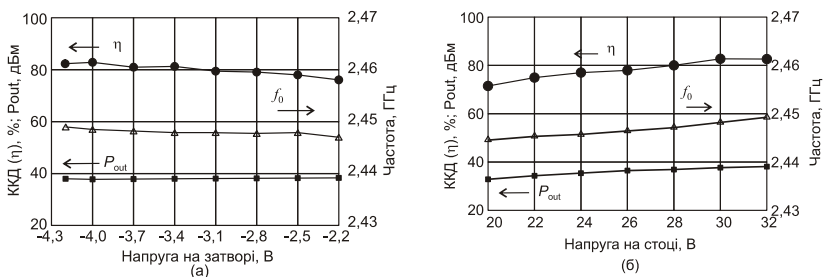


Рис. 6.24. Виміряні ККД (η), вихідна потужність (P_{out}) та частота генерації в залежності від (а) напруги на затворі при напрузі на стоці 30 В, (б) напруги на стоку при напрузі на затворі -4,0 В

Фазовий шум вимірювався аналізатором сигналів Agilent N9020A. При умовах максимального ККД фазовий шум -138 дБн/Гц при відстані від несучої 1 МГц. Друга та третя гармоніки у вихідному сигналі -52,5 дБн та -50,1 дБн, відповідно. Заслуговує уваги, що ККД вище на 2%, а P_{out} на 2,7 дБ, ніж у автогенераторі в [21], який виготовлено на тому ж транзисторі і на ту ж частоту. Фазовий шум також менше на 15 дБ завдяки використанню резонатора.

Таким чином, в роботі [196] було продемонстровано придатність нелінійного методу розрахунку автогенератора з високим ККД з використанням методу маніпулювання на гармоніках.

Висновки по главі 6. Існує багато різновидів автогенераторів з високим ККД окрім класу E – класу F та інших, які можуть застосовуватися у різних діапазонах частот, та за різним призначенням.

ВИСНОВОК

Проведений розгляд сучасного стану автогенераторів класу E показує, що ця галузь знань досягла розвинутого стану і даний вид автогенераторів широко застосовується у різних радіотехнічних системах, де їх високий ККД та проста конструкція допомагає вирішити проблеми енергоефективності та економічної доцільності. Показником розвитку є розробка автогенераторів класу E в вигляді інтегральних мікросхем, та просування цієї технології у НВЧ діапазон. Як можна побачити з наведеного розгляду, успішне проектування автогенераторів класу E потребує чіткого розуміння мети розробки, вибору схеми, яка найбільш відповідає поставленій задачі, урахування параметрів транзистора та паразитних параметрів всіх елементів схеми, та повного розуміння процесів, які протікають у автогенераторі.

Зрозуміло, що є ще багато питань у теоретичному та практичному планах, які встають перед дослідниками та розробниками радіотехнічних систем по використанню високоефективних автогенераторів, але напрямки вирішення цих проблем вже активно вивчаються. Це дозволило в останні роки покращити шумові та енергетичні параметри автогенераторів класу E, про що свідчать наведені у даній книзі приклади.

Автори сподіваються, що читачі цієї книги зроблять наступні кроки по удосконаленню та впровадженню автогенераторів з високим ККД, зокрема класу E¹².

¹² Нагадуємо, що англійською мовою «class E» промовляється як «клас І», тому і українською було б доцільно казати так само.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД / В.Г. Крыжановский. – Донецк: Апекс, 2004. – 448 с.
2. Grebennikov A. Switchmode RE Power Amplifiers / Grebennikov A., Sokal N.J. – Burlington: Newnes, Elsevier, 2007. – 423 p.
3. Kazimierczuk M. K. RF Power Amplifier / Kazimierczuk M.K. – Chichester, John Wiley & Sons, 2008. – 405 p.
4. Rudiakova A.N., Krizhanovski V.G. Advanced Design Techniques for RF Power Amplifiers. – Springer, 2006. – P. 146. ISBN 1-4020-4638-3.
5. Colantonio, Paolo. High efficiency RF and microwave solid state power amplifiers / Paolo Colantonio, Franco Giannini, Ernesto Limiti. – NY, John Wiley & Sons Ltd, 2009. – 502 p.
6. Albulet M. RF Power Amplifiers. Atlanta: Noble publ. – 2001. – 376 p.
7. Ebert J. Class E High-Efficiency Tuned Power Oscillator / Ebert J., Kazimierczuk M. // IEEE J. of Solid-State Circuits. – 1981. – V. SC-16, №2. – P.62-66.
8. Prigent M. High efficiency Free Running Class F Oscillator / Prigent M., Camiade M., Pataut G., Reffet D. et al. // 1995 MTT-S Int. Microwave Symp. Digest 1995. – V. III. – P.1317-1320.
9. Bryerton E.W. A 5-GHz High-Efficiency Class-E Oscillator / Bryerton E.W., Shiroma W.A., Popovic Z.B. // Microwave and Guided Wave Letters 6.12. – 1996. – P.441-443.
10. Крыжановский В.Г. Методика разработки и характеристики автогенератора класса Е / Крыжановский В.Г., Рудякова А.Н., Чернов Д.В. // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2002. – №2. – С. 9-12.
11. Chernov D.V. Class-E MOSFET low-voltage power oscillator / Chernov D.V., Kazimierczuk M.K., Krizhanovski V.G. // Proc. of IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems. Phoenix, AZ, May 2002. – V. 5. – P.509-512.
12. Ellinger F. Design of a Low-Supply-Voltage High-Efficiency Class-E Voltage-Controlled MMIC Oscillator at C-Band / Ellinger F., Lott U., Bachtold W. // IEEE Tran. on MTT, January 2001. – V. 49, № 1. – P. 203–206.

13. Laskovski A. N., Yuce M. R. Class-E Oscillators as Wireless Power Transmitters for Biomedical Implants / A. N. Laskovski, M. R. Yuce /3rd Int. Symp. on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies (ISABEL), 2010 Rome, 7-10 Nov. 2010. P. 1-5.
14. Duarte R. M. Design Methodology for Class E Power Oscillators/ R. M. Duarte, R. L. de Oliveira Pinto, F. R. de Sousa Design //XII Microelectronics Students Forum (SForum 2012), Brazil 30.08-2.09.12.
15. Mikołajewski M. A self-oscillating h.f. power generator with a Class E resonant amplifier/ M. Mikołajewski //Bulletin of The Polish Academy of Sciences Technical Sciences, V. 61, № 2, 2013, P. 527- 534
16. Oh H.-S. A Power-Efficient Injection-Locked Class-E Power Amplifier for Wireless Sensor Network/ H.-S. Oh, T. Song, E. Yoon, C.-K. Kim //IEEE Microwave and Wireless Components Letters, V. 16, № 4, April 2006.– P.173-175
17. Jeon Y.-S. Novel High-Efficiency Linear Transmitter Using Injection-Locked Pulsed Oscillator / Jeon Y.-S., Yang H.-S., Nam S. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters.– 2005.–V. 15, № 4.–P. 214-216.
18. Jeon S. Nonlinear Design Technique for High-Power Switching-Mode Oscillators / Jeon S., Suarez A., B. Rutledge D.// IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques.– 2006.–V. 54, № 10.–P. 3630-3640.
19. Cantu H. I. Inverse Class E amplifier and oscillator phase noise characteristics / Cantu H.I., Mury T., Fusco V.F. // European Microwave Conf., 9-12 Oct. 2007: proc. – Munich, Germany, 2007. – P. 740–742.
20. Matsuo M. Design of a High-Efficiency Class DE Tuned Power Oscillator/ M.Matsuo, H.Sekiya, T.Suetsugu, K.Shinoda and S.Mori // IEEE Trans. Circuits and Systems-I: Fundamental Theory Appl., CASI-47, 1645–1649 (2000)
21. Kim B.K. Frequency-tunable, Broadband, Class-J Power Oscillator using GaN HEMT/ B.K. Kim, S.H. Kim, J.J. Choi, J.H. Choi, J.H. So // Int. J. of Innovative Research in Advanced Engineering (IJIRAE) V. 2, Iss. 1 (Jan. 2015).–P. 126-129.
22. Troyk P.R. Inductively-Coupled Power and Data Link for Neural Prostheses using a Class-E Oscillator and FSK Modulation / P.R. Troyk, G.A. DeMichele /Proc. of the 25th Annual Int. Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 2003, V. 4, P.3376-3379.
23. Zierhofer C. M. High-efficiency coupling-insensitive transcutaneous power and data transmission via an inductive link/ C. M. Zierhofer, E. S. Hochmair // IEEE Transactions on Biomedical Engineering, V.37, Iss. 7, July 1990.– Page(s): 716 -722.
24. Ma Q. Power-oscillator based high efficiency inductive power-link for transcutaneous power transmission / Q. Ma, M. R. Haider, S. Yuan, S. K. Islam//2010 53rd IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2010.– P. 537-540

25. Moore W. H. Transcutaneous RF-Powered Implantable Minipump Driven By A Class-E Transmitter/ W.H.Moore, D.P. Holschneider, T.K. Givrad, J.-M. I. Maarek //IEEE Trans. On Biomedical Engineering, V. 53, № 8, Aug. 2006, P. 1705-1708.
26. Miskiewicz R.M. Contactless power interface for plug-in electric vehicles in V2G systems / R.M. Miskiewicz, A.J. Moradewicz// Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences, Power Electronics, V.59, №. 4.– 2011.– P. 561-568.
27. Hayati M. Generalized Design Considerations and Analysis of Class-E Amplifier for Sinusoidal and Square Input Voltage Waveforms / M. Hayati, A. Lotfi, M. K. Kazimierzczuk, H. Sekiya // IEEE Transactions on Industrial Electronics, V. 62, №1.– 2015. –P. 211-220.
28. Grebennikov A. High-efficiency Class-E power amplifier with shunt capacitance and shunt filter/ A. Grebennikov // IEEE Trans. Circuits and Systems – I: Regular Papers, V. CAS-I-63, 2016 Issue: 1.– P. 12-22.
29. Andrei Grebennikov RF and Microwave Transistor Oscillator Design./ Andrei Grebennikov //John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, 2007.– p. 442.
30. Kotzebue K. L. A Technique for the Design of Microwave Transistor Oscillators / K.L. Kotzebue// IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1984, V.32, P.719–721.
31. Полупроводниковые приборы в схемах СВЧ. Под ред. М. Хауэса, Д.Моргана. Перевод с англ. под ред. В.С. Эткина. М. Мир, 1979.– с.444.
32. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов.–4-е изд.–М.: Радио и связь, 1986.– с.512.
33. Babaie M. A Class-F CMOS Oscillator/ M. Babaie, R. B. Staszewski // IEEE Journal Of Solid-State Circuits, V.48, №.12, December 2013.–P.3120-3133.
34. Kazimierzczuk M. A New Approach to the Design of Tuned Power Oscillator // IEEE Trans. on Circuits and System.–CAS-29.– № 4, April 1982.– P. 262-267.
35. Kazimierzczuk M. K., Krizhanovski V. G., Rassokhina Ju. V., Chernov D. V. Class-E MOSFET Tuned Power Oscillator Design Procedure // IEEE Trans. On Circuits and Systems I. Regular Papers.– V.52, №6.– June 2005.– P.1138-1147.
36. Sokal N.O., Raab F.H. Harmonic Output of Class-E RF power amplifier and load coupling network design. //IEEE J. of Solid-state Circuit, V. SC-12, № 1, February 1977, p.86-88.
37. ST Microelectronics Technical Data, *Designer's Data Sheet MTP3055E*, <http://www.st.com>.
38. Фуско В. СВЧ цепи. М.: Радио и связь.–1990.–288 с.
39. Sokal N.O., Sokal A.D. Class E – a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers //IEEE Journal of Solid-State Circuits.– V. SC-10, №3, June 1975.

40. Raab F. H. Idealized Operation of the Class E tuned power amplifier // IEEE Trans. On Circuits and Systems.– V. CAS-24, №12.– December 1977.– P.725-735.
41. Крыжановский В.Г. Методика проектирования и исследование усилителя класса Е / В.Г. Крыжановский, А.Н. Рудякова, Д.В. Чернов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.–2001.–№4-5.– С.11-15.
42. Крыжановский В.Г. Явление неоднозначности при работе автогенератора класса Е / В.Г. Крыжановский, Д.В. Чернов /В кн. "Форум "Всемирный год физики в Московском унив. 15-17 сент. 2005" Конф. молодых ученых. Сб. материалов": МГУ, 2005.–С. 23-25.
43. Sokal N.O. Class-E RF Power Amplifiers // QEX, Jan/Feb 2001.–P. 9-20.
44. Kurokawa K. Injection locking of microwave solid-state oscillators / Kurokawa K. // Proc. IEEE, Oct. 1973. –V.61. –P.1386-1410.
45. Biswas B. N. Subharmonic Synchronization of Class-C Oscillator/ Biswas B. N., Mukhopadhyay M., Shome N. R., Ray S. K. // IEEE Trans. on Circuits and Systems.–V. CAS-29.– № 4, April 1982.–P. 257-261.
46. Huang C.-C. Analysis of MESFET Injection-Locked Oscillators in Fundamental Mode of Operation/ Huang C.-C., Chu T.-H. // IEEE Trans. on MTT. –V. 42, № 10. –P.1851-1857 (October 1994).
47. Sokal N.O., Redl R. Power Transistor Output Port Model For Analyzing A Switching-Mode RF Power Amplifier or Resonant Power Converter // RF Design, P. 45-48 and 50-53, June 1987.
48. Kazimierzczuk M. K. Injection-Locked Class-E Oscillator/ M.K. Kazimierzczuk, V.G. Krizhanovski, Ju. V.Rassokhina, D.V. Chernov // IEEE Trans. On Circuits and Systems I. Regular Papers.– V. 53, №6.– June 2006.– P.1214-1222.
49. Адлер Р. Исследование явлений синхронизации генераторов // ТИИЭР, 1973. –Т.61, №10.–С.5-11. (Adler R. A Study of Locking Phenomena in Oscillators // Proc. IRE. –V.34, №6. – P. 351-357 (June 1946)).
50. Cantrell W.H. Tuning Analysis for the High-Q Class-E Power Amplifier// IEEE Trans. on MTT, V. 48, №12.–P.2397-2402.
51. Raab F. H. Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave/ F.H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P.B. Kenington, Z.B. Popovic, N. Potheary, J.F. Sevic, N.O. Sokal // IEEE Trans. of MTT. – V.50, №3, (March 2002).– P.814-826.
52. Крижановський В.Г. Корекція амплітудно-частотної характеристики при зміні частоти в синхронізованих автогенераторах класу Е/ В.Г. Крижановський, Д.В. Чернов //Міжнародна наукова конференція "Каразінські природознавчі студії", 14-16 червня 2004 р. Матеріали конференції, Харків, ХНУ, Україна. – С. 136-138.
53. Крыжановский В.Г. Автогенератор класса Е в режиме синхронизации FSK сигналом/ В.Г. Крыжановский, Д.В. Чернов, Ю.В. Рассохина

//Радиотехника, Всеукраинский межв. Н.-т. сб., Харьков, Вып. 147, 2006. – С.92-98.

54. Kazimierczuk M. K. Collector Amplitude Modulation of the Class E Tuned Power Amplifier // IEEE Trans. on circuits and systems.–V. CAS-31.– №6, June 1984.–P. 543-549.
55. Nagashima T. Locking Range Derivations for Injection-Locked Class-E Oscillator Applying Phase Reduction Theory/ T. Nagashima, X. Wei, H.-A. Tanaka, H. Sekiya // IEEE Transactions on Circuits and Systems–I: Regular Papers, V. 61, №10, Oct. 2014. – P. 2904-2911.
56. Nagashima T. Numerical derivations of locking ranges for injection-locked class-E oscillator/ T. Nagashima, X. Wei, H. Tanaka, H. Sekiya //Proc. IEEE PEDS, Kitakyushu, Japan, Apr.2013.–P.1021–1024.
57. Ahn D. Class-D CMOS oscillators/ D. Ahn, S. Hong // IEEE J. Solid-State Circuits, V. 48, №12.–P. 3105–3119, Dec. 2013.
58. Hase H. Novel design procedure for MOSFET class-E oscillator/ H. Hase, H. Sekiya, J. Lu, T. Yahagi // IEICE Trans. Fund., V. E87-A, №9, P. 2241–2247, Sep. 2004.
59. Krizhanovski V.G. Low-Voltage Electronic Ballast Based on Class E Oscillator/ V.G. Krizhanovski, D.V. Chernov, M.K. Kazimierczuk // IEEE Transactions On Power Electronics, V. 22, № 3, May 2007.–P. 863-870
60. Nerone L. R. Novel self-oscillating class E ballast for compact fluorescent lamps // IEEE Trans. Power Electron., V. 16, № 2, P. 175–183, Mar. 2001.
61. H. Hase, H. Sekiya, J. Lu, and T. Yahagi, “Resonant dc/dc converter with class E oscillator,” IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, V. 53, № 9.– P. 2025–2035, Sep. 2006.
62. Andersen T. A VHF class E DC-DC converter with self-oscillating gate driver/ T. Andersen, S. K. Christensen, A. Knott, M. A. E. Andersen// Proc. IEEE APEC, Fort Worth, TX, USA, Mar. 2011, P. 885–891.
63. Pinto R.L.O. Efficiency modeling of class-E power oscillators for wireless energy transfer / R.L.O. Pinto, R.M. Duarte, F.R. Sousa, I. Muller, V.J. Brusamarello // IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2013. – P. 1-5.
64. Mirzaei A. The quadrature LC oscillator: A complete portrait based on injection locking / A.Mirzaei, M. E. Heidari, R. Bagheri, S. Chehraz, A. A. Abidi // IEEE J. Solid-State Circuits, V. 42, № 9. – P.1916-1932, Sept. 2007.
65. Maffezzoni P. Analysis of oscillator injection locking through phase domain impulse-response/ // IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, V. 55, № 5. – P. 1297-1305, Jun. 2008.
66. Chen C.T. High-gain and high efficiency EER/Polar transmitters using injection-locked oscillators/ C.T. Chen, T. S. Horng, K. C. Peng, C. J. Li //IEEE Trans. Microw. Theory Tech., V. 60, № 12. – P.4117-4128, Dec. 2012.
67. Dunwell D. Modeling oscillator injection locking using the phase domain response/ D. Dunwell, A. C. Carusone //IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, V. 60, № 11. – P. 2823–2833, Nov. 2013.

68. Maffezzoni P. Nonlinear phase-domain macro modeling of injection-locked frequency dividers // IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, V. 60, № 11, P. 2878-2887, Nov. 2013.
69. Bhansali P. Gen-Adler: The generalized Adler's equation for injection locking analysis in oscillators/ P. Bhansali, J. Roychowdhury / Proc. ASP-DAC, Yokohama, Japan, Jan. 2009, P. 522-527.
70. Hajimiri A. A general theory of phase noise in electrical oscillators/ A. Hajimiri, T.H. Lee //IEEE J. Solid-State Circuits, V. 33, № 2, P. 179-194, Feb. 1998.
71. Kuramoto Y. Chemical Oscillations, Waves, Turbulence. New York: Springer-Verlag, 1984.
72. Winfree A. T. The Geometry of Biological Time. New York: Springer, 1980.
73. A. Pikovsky, M. Rosenblum, and J. Kurths, Synchronization: A Universal Concept in Nonlinear Sciences. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2001.
74. S. Boccaletti, J. Kurths, G. Osipov, D. L. Valladares, and C. S. Zhou, "The synchronization of chaotic systems," Phys. Rep., V. 366, № 1/2, P. 1–101, Aug. 2002.
75. H. Tanaka, A. Hasegawa, H. Mizuno, and T. Endo, "Synchronizability of distributed clock oscillators," IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl., V. 49, № 9, P. 1271-1278, Sep. 2002.
76. M. Bonnin, F. Corinto, and M. Gilli, "A phase model approach synchronization analysis of coupled nonlinear oscillators," in Proc. ECCTD, Antalya, Turkey, Aug. 2009, P. 335-338.
77. M. Bonnin, F. Corinto, and M. Gilli, "Phase model reduction and synchronization of nonlinear oscillators by a periodic force," in Proc. ISCAS, Paris, France, May 2010, P. 3385-3388.
78. M. Bonnin and F. Corinto, "Phase noise and noise induced frequency shift in stochastic nonlinear oscillators," IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, V. 60, № 8, P. 2104-2115, Aug. 2013.
79. A. Buonomo and A. L. Schiavo, "Analytical approach to the study of injection-locked frequency dividers," IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, V. 60, № 1, P. 51-62, Jan. 2013.
80. A. Buonomo, A. L. Schiavo, M. A. Awan, M. S. Asghar, and M. P. Kennedy, "A CMOS injection-locked frequency divider optimized for divide-by-two and divide-by-three operation," IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, V. 60, № 12, P. 3126-3135, Dec. 2013.
81. T. Suetsugu and M. K. Kazimierczuk, "Comparison of class-E amplifier with nonlinear and linear shunt capacitance," IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl., V. 50, № 8, P. 1089-1097, Aug. 2003.
82. Massari A. 5 GHz high efficiency oscillator with filtering feedback network / A. Massari; E. Limiti / 2011 Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits, 2011.– P. 1-4.

83. Hwang W. J. High-Efficiency Power Oscillator using Harmonic-tuned Matching Network / W. J. Hwang, S. W. Shin, G. W. Choi, H. J. Kim, J. J. Choi /MTT '09. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2009. 7-12 June 2009.—P. 1505-1508
84. Прудис И.Н. Транзисторные антенны-автогенераторы СВЧ-диапазона / Прудис И.Н., Голинский В.Д., Сторож В.Г. // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.—2007.—№2.—С. 13-16.
85. Weiss M.D. Time-domain optical sampling of switched-mode microwave amplifiers and multipliers / M. D. Weiss, M. H. Crites, E. W. Bryerton, J. F. Whitaker, Z. Popovic // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 1999, V. 47, № 12.—P. 2599-2604.
86. Макаров Д.Г., Крыжановский В.В. Расчет и моделирование усилителя класса Е в интегральном исполнении на частоту 2,4 ГГц /Макаров Д.Г., Крыжановский В.В. // Радиофизика и электроника, том 12, № 2, 2007, С. 439-443. – ИРЭ НАН Украины, 2007.
87. Alinikula, P. Optimum component values for a lossy Class E power amplifier. / Alinikula, P. //In: 2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest (Cat. №03CH37411). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2003.—V. 3.—P. 2145-2148.
88. Крыжановский В. Г. Построение СВЧ усилителя класса Е на SiC транзисторе с большим сопротивлением в открытом состоянии/ Крыжановский В. Г., Макаров Д. Г., Кишинский А. А. //Изв. ВУЗов “Радиоэлектроника”, 2010.—Т.53. №6.—С.13-21.
89. Mader T.B. The transmission-line class-E amplifier /Mader T.B., Popovic Z.B.// IEEE Microwave Guided Wave Lett., V.5, P. 290-292, Sept. 1995.
90. Martinez R. D. A general approach for the S-parameter design of oscillators with 1 and 2-port active devices/ Martinez R. D., Compton R. C. // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., V. 40, № 3, P. 569-574, Mar. 1992.
91. Johnson K. M. Large signal GaAs MESFET oscillator design /Johnson K. M. // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., V. 27, № 3. – P. 217-227, Mar. 1979.
92. Крыжановский В.Г. Генератор класса Е на связанных микрополосковых линиях / Крыжановский В.Г., Принцовский В.А., Роменский А.Э. // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: 15-я международная Крымская конференция. Севастополь, 12-16 сентября 2005 г.: Материалы конференции.— Севастополь: Вебер, 2005.— Т.1— С.156-157.
93. Крыжановский В.Г. Автогенератор класса Е СВЧ диапазона / Крыжановский В.Г., Принцовский В.А. // Изв. ВУЗов “Радиоэлектроника”.— 2006.— Т.49, №11.— С.43-51.
94. Mader B. Switched-Mode High-Efficiency Microwave Power Amplifiers in a Free-Space Power-Combined Array / Mader B., Bryerton E., Markovic M., Forman M. et al. // IEEE Trans. on MTT.— 1998.—V. 46, № 10.— P. 1391-1398.

95. Крыжановский В.Г. СВЧ усилитель класса Е в микрополосковом исполнении / Крыжановский В.Г., Принцовский В.А. //Изв. ВУЗов “Радиоэлектроника”.– 2005.– Т.48, №1.– С. 3-10.
96. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ /Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. –М: Связь, 1971.– 388 с.
97. Choi D.K. The Effect of Transistor Feedback Capacitance in Class-E Power Amplifiers / Choi D.K., Long S.I. // IEEE Tran. On Circuits and Systems–I: Fundamental Theory And Applications.– 2003.– V. 50, № 12.– P. 1556-1559.
98. Крыжановский В.Г. Амплитудно-фазовая конверсия в усилителях класса Е / Крыжановский В.Г., Принцовский В.А. // Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития: 2-й Международный радиоэлектронный форум: сборник научных трудов. Т. V. СВЧ-техника и оптоэлектроника.–Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2005.–С. 105-107.
99. Kucera J. J. Low DC power cascode LNA’s for 1.6 GHz and 5.2 GHz wireless applications/ J. J. Kucera, U. Lott //European Solid State Circuits Conf., Sept. 1998, P. 336-338.
100. Warren A. Large and small signal oscillator analysis/ A. Warren, J. M. Golio, W. L. Seely //Microwave J., P. 229-246, May 1989.
101. Lee M.-Q. Analytic design of high efficiency harmonic loading oscillator using harmonic two signal method/ M.-Q. Lee, S. Nam, Y. Kwon, K. Yeom// IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., V. 3, 1997. – P. 1495-1498.
102. Lin C.-H. A Broadband Injection-Locking Class-E Power Amplifier / C.-H. Lin, H.-Y. Chang // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, V. 60, № 10, Oct. 2012.– P. 3232-3242
103. Wang H. MMICs in the millimeter-wave regime/ H. Wang, K.-Y. Lin, Z.-M. Tsai, L.-H. Lu, H.-C. Lu, C.-H. Wang, J.-H. Tsai, T.-W. Huang, and Y.-C. Lin //IEEE Microw. Magazine, V.1. – P. 99-117, Jan. 2009.
104. Cripps S. C. RF Power Amplifier for Wireless Communication. Boston, MA: Artech House, 1999.
105. H. Wang. Millimeter-wave integrated circuits /H. Wang, K.-Y. Lin, R.-C.Liu, and H.-Y.Chang //Encyclopedia of RF and Microwave Engineering. – K. Chang, Ed. : Wiley, 2005, V. 4, P. 3021-3046.
106. Kee S. D. The class-E/F family of ZVS switching amplifier/S.D. Kee, I.Aoki, A.Hajimiri, D. Rutledge // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – V. 51, № 6. – P. 1677-1690, Jun. 2003.
107. S. Jeon. Global stability analysis and stabilization of a class-E/F amplifier with a distributed active transformer / S. Jeon, A. Suárez, and D. B. Rutledge // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. –V. 53, № 12. – P. 3712-3722, Dec. 2005.
108. K.-C. Tsai. Gray A 1.9-GHz, 1-W CMOS class-E power amplifier for wireless communication / K.-C. Tsai, P. R. Gray // IEEE J. Solid-State Circuits. – V. 34, № 7. – P. 962-970, Jul. 1999.

109. R. Brama. A 30.5 dBm 48% PAE CMOS class-E PA with integrated balun for RF applications / R. Brama, L. Larcher, A. Mazzanti, F. Svelto // IEEE J. Solid-State Circuits, V. 43, № 8. – P. 1755-1762, Aug. 2008.
110. P. Heydari. A novel high frequency, high-efficiency, differential class-E power amplifier in 0.18- μ m CMOS / P. Heydari and Y. Zhang // Proc. Int. Symp., 2003, P. 455-458.
111. K. L. R. Mertens. A 700-MHz 1-W fully differential CMOS class-E power amplifier / K. L. R. Mertens, M. S. J. Steyaert // IEEE J. Solid-State Circuits, V. 37, № 2. – P. 137-141, Feb. 2002.
112. J.-S. Paek. A 29 dBm 70.7% PAE injection-locked CMOS power amplifier for PWM digitized polar transmitter / J.-S. Paek, S. Hong // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., V. 20, № 11. – P. 637-639, Nov. 2010.
113. A. Suárez. Global Stability Analysis of Microw / A. Suárez, R. Quer // Circuits. Boston, MA: Artech House, 2003, ch. 2.
114. Kuo N.-C. DC/RF hysteresis in microwave pHEMT amplifier induced by gate current—Diagnosis and elimination/ N.-C. Kuo, P.-S. Chi, A. Suárez, J.-L. Kuo, P.-C. Huang, Z.-M. Tsai, H. Wang // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., V. 59, № 11. – P. 2919-2930, Nov. 2011.
115. C.-H. Lin. A high efficiency broadband class-E power amplifier using a reactance compensation technique / C.-H. Lin, H.-Y. Chang // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. V. 20, № 9. – P. 507-509, Sep. 2010.
116. G.D. Vendelin. Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques/ G.D. Vendelin. – 2nd ed. New York: Wiley, 2005, ch. 9.
117. C. Yoo. A common-gate switched 0.9-W class-E power amplifier with 41% PAE in 0.25- μ m CMOS / C. Yoo, Q. Huang // IEEE J. Solid-State Circuits, V. 36, № 5. – P. 823-830, May 2003.
118. I. Aoki. Distributed active transformer – A new power-combining and impedance-transformation technique / I. Aoki, S. D. Kee, D. B. Rutledge, and A. Hajimiri // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., V. 50, № 1. – P. 316-331, Jan. 2002.
119. G. Gonzalez. Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design. / G. Gonzalez. – Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1984, ch. 5.
120. A. Grebennikov. RF and Microwave Transmitter Design / A. Grebennikov – New York: Wiley, 2011, ch. 11.
121. 0.5 μ m InGaAs pHEMT/Enhancement Depletion-Model Device (E/D-Mode) Device Model Handbook. – ver. 1.2.2, Win Semiconductors Corp., 2007.
122. Deal W.R. Integrated-Antenna Push-Pull Power Amplifiers / Deal W.R., Radisic V., Qian Y., Itoh T. // IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques. – 1999. – V. 47, № 8. – P. 1418-14-25.
123. Kykkotis C. Active antenna oscillator arrays in communication systems / Kykkotis C., Hall P.S., Ghafouri-Shiraz H. // 1997 MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. – 1997. – V. 2. – P. 591-594.

124. Chang K. Active Integrated Antennas / Chang K., York R. A., Hall P. S., Itoh T. // IEEE Tran. On Microwave Theory and Techniques.– 2002.– V. 50, № 3.–P. 937-944.
125. Крыжановский В.Г. Кольцевой СВЧ автогенератор класса Е на двух транзисторах / Крыжановский В.Г., Принцовский В.А. // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: 18-я международная Крымская конференция. Севастополь, 8-12 сентября 2008 г.: Материалы конференции.– Севастополь: Вебер, 2008.–С.61-62.
126. Крыжановский В.Г. Кольцевой генератор ВЧ и СВЧ диапазонов / Крыжановский В.Г., Григоров К.А., Принцовский В.А., Рассохина Ю.В. // Электронная компонентная база, состояние и перспективы развития: 1 международная научная конференция в рамках 3 Международного научного форума "Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития" 30 сентября-3 октября 2008. Харьков-Судак, 2008: сборник научных трудов АН ПРЭ, ХНУРЭ.– 2008.– Т. III.– С. 5-6.
127. Крыжановский В.Г. Анализ области устойчивой работы кольцевого автогенератора класса Е / В.Г. Крыжановский, Ю.Г. Охрименко, Д.В. Чернов // Радиотехника. Межвед. науч.-техн. сб. 2013. Вып. 175.–С.189-194
128. El-Hamamsy S.-A. Design of high-efficiency RF Class-D power amplifier // IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 9 Issue: 3, May 1994.– P. 297-308.
129. www.fairchildsemi.com/ds/BS/BS170.pdf
130. H. Sarnago. A novel class E RF self-oscillating topology for induction heating applications / H. Sarnago, A. Mediano, D. Palacios, and A. Santolaria // Proc. 14th Eur. Conf. on Power Electronics and Appl. (EPE 2011) (1), CD-ROM (2011).
131. D. Petreus. Design of a plasma generator based on E power amplifier and impedance matching / D. Petreus, A. Grama, S. Cadar, E. Plaian, and A. Rusu // Proc. 12th Int. Conf. on Optimization of Electrical and Electronic Equip.– OPTIM 2010 (1), 1317-1322 (2010).
132. C. Thongsongyod. Design of Class E inverter electronic ballast for 35 W automotive HID lamp / C. Thongsongyod, A. Nathakaranakule, and I. Boonyaroonate // Proc. ECTI-CON 2008 (1), 1041-1044 (2008).
133. A. Georgiadis. Improving range of passive RFID tags utilizing energy harvesting and high efficiency Class-E oscillators / A. Georgiadis, A. Collado // Proc. 6th Eur. Conf. on Antennas and Propagation (EUCAP) (1), 3455-3458 (2011).
134. P. Dziurdzia M. Low voltage integrated converter for waste heat thermoelectric harvesters / P. Dziurdzia, M. Mysiura, A. Gołda // Metrol. Meas. Syst. XIX (1), 159-168 (2012).
135. R.M. Moradewicz. Contactless energy transfer system with FPGA – controlled resonant converter / R.M. Moradewicz and M.P. Kaźmierkowski // Bull. Pol. Ac.: Tech. 57 (9), 3181-3190 (2010).

136. M.K. Kazimierzczuk. Resonant Power Converters / M.K. Kazimierzczuk, D. Czarkowski. – Wiley, New York, 1995.
137. H.-N. Toussaint. Transistor power oscillator electronically tunable from 250 to 500 MHz / H.-N. Toussaint // Proc. IEEE 56 (2), 226-227 (1968).
138. M. Mikołajewski. A Class E amplifier for induction heating with burst control of output power / M. Mikołajewski // Proc. PES-7, 49-52 (2009), (in Polish).
139. M. Mikołajewski. A Class E amplifier with output power burst control / M. Mikołajewski // Electrotechnical News 11, 50-52 (2011), (in Polish).
140. M.K. Kazimierzczuk. A new approach to the design of tuned power oscillators / M.K. Kazimierzczuk // IEEE Trans. Circ. Syst. CAS-29 (4), 261-267 (1982).
141. M.K. Kazimierzczuk. Synthesis of LC oscillators / M.K. Kazimierzczuk, D. Murthy-Bellur // Int. J. Electrical Engineering Education 49 (1), 26-31 (2012).
142. Крыжановский В.Г. Автогенератор класса Е с расширенной полосой перестройки / Крыжановский В.Г. // Радиотехника. Межвед. науч.-техн. сб. 2013. Вып. 175. – С. 184-188
143. Крыжановский В.Г. Двухчастотный усилитель с высоким КПД / Крыжановский В.Г. // Радиотехника, Всеукраинский межв. Н.-т. сб., Харьков, Вып. 150, 2007. – С.39-46.
144. Крыжановский В.Г. Усилитель класса Е, нагруженный на пьезопреобразователь / Крыжановский В.Г. // Радиотехника, Всеукраинский межв. Н.-т. сб., Харьков, Вып. 145, 2006. – С.40-47.
145. Bohn F., Hajimiri S.A. Switchless multi-resonant, multi-band power amplifier. Pat. USA 7 092 691. H 04B 1/18. Заявл. 5.12.2002, опубл. 15.08.2006.
146. Крижановський В.Г., Принцовський В.А., Чернов Д.В. Підсилювач класу Е. Патент України на корисну модель №20289, зареєстровано 15.01.2007 р., бюл. №1 По заявці № 200608234 від 21.07.06 р.
147. Chen K. Design of Highly Efficient Broadband Class-E Power Amplifier Using Synthesized Low-Pass Matching Networks/ Chen K., Peroulis D. //IEEE Trans. On Microw. Theory and Tech., V. 59, № 12, Dec. 2011. – P. 3162-3173.
148. [http://www.fritz.dellsperger.net/ Smith V3.10. Computer Smith-Chart Tool and S-Parameter Plot](http://www.fritz.dellsperger.net/Smith_V3.10.Computer_Smith-Chart_Tool_and_S-Parameter_Plot) June 18 2010.
149. Смит Ф. Круговые диаграммы в радиоэлектронике (Линии передачи и устройства СВЧ). Пер. англ. Под ред. М.Н. Бергера и Б.Ю. Капилевича. М. Связь, 1976.-144 с.
150. Крижановський В. В. Патент на корисну модель № 92161, Україна. МПК H03B 5/00. Крижановський В. В., Чернов Д. В., Охрименко Ю. Г., Данилов В. В. Автогенератор класу Е. Опубліковано 11.08.14. Бюл. №15. МПК H03B 5/00.
151. V.V. Krizhanovskii. Experimental Study of Phase Noise in Synchronized HF Class E Oscillator / V.V. Krizhanovskii // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science. Proc. of the XIth Int.

- Conf. TCSET'2012 Lviv – Slavske, Ukraine, Feb. 21-24, 2012. Lviv Polytechnic National University, 2012.–P.171.
152. D. G. Makarov. Class E oscillator with electrically elongated feedback network/D.G.Makarov, V.V.Kryzhanovskiy, D.V.Chernov// 2016 Intern. Conf. Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo) Year: 2016, P.1-3.
 153. T. Ohira. What in the word Q? / T. Ohira // Microwave Magazine, June 2016, P. 42-49.
 154. T. Ohira. Extended Adler's injection locked Q factor formula for general one- and two-port active device oscillator / T. Ohira // IEICE Electronics Express, V. 7, № 19. –P. 1486-1492.
 155. H. R. Bae. Efficiency enhanced class-E power amplifier using the second harmonic injection at the feedback loop / H. R. Bae, C. S. Cho, J. W. Lee // Proc. Eur. Microwave Conf. (EuMC2010), Paris, France, Sep. 2010. – P. 1042-1045.
 156. M. Albulet. Effect of switch duty ratio on the performance of class E amplifiers and frequency multipliers / M. Albulet, R. E. Zulinski // IEEE Trans. Circuits Syst. I, V. 45, № 4. – P. 325-335, Apr. 1998.
 157. H. Sekiya. Design procedure for class E switching circuits allowing implicit circuit equations / H. Sekiya, T. Ezawa, Y. Tanji// IEEE Trans. Circuits Syst. I, V. 55, № 11. –P. 3688-3696, Dec. 2008.
 158. J. Ribas. High frequency electronic ballast for metal halide lamps based on a PLL controlled class E resonant inverter / J. Ribas, J. Garcia, J. Cardesin, M. Dalla-Costa, A. J. Calleja, E. L. Corominas // Proc. Power Electronics Specialists Conf, PESC '05, Recife, Brazil, Jun. 2005. – P. 1118-1123.
 159. A. Mediano. Design of class E amplifier with nonlinear and linear shunt capacitances for any duty cycle / A. Mediano, P. Molina-Gaudò, C. Bernal // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., V. 55, № 3. – P. 484-492, Mar. 2007.
 160. X. Wei. Design of class-E amplifier with MOSFET linear gate-to-drain and nonlinear drain-to-source capacitances / X. Wei, H. Sekiya, S. Kuroiwa, T. Suetsugu, M. K. Kazimierczuk // IEEE Trans. Circuits Syst. I, V. 58, № 10. – P. 2556-2565, Oct. 2011.
 161. Miyahara R. Design of Class-E Oscillator With Second Harmonic Injection / R. Miyahara, X. Wei, T. Nagashima, T. Kousaka, H. Sekiya // IEEE Transactions on Circuits and Systems–I: Regular Papers, V. 59, № 10, October 2012.– P. 2456-2467
 162. A. Telegdy. Class-E switching-mode tuned power amplifier–High efficiency with slow-switching transistor / A. Telegdy, B. Molnár, N. O. Sokal // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., V. 51, № 6. – P. 1662-1676, Jun. 2003.
 163. A. Al Muhaisen. Novel wide band high-efficiency active harmonics injection power amplifier concept / A. Al Muhaisen, P. Wright, J. Lees, P. J. Tasker, S. C. Cripps, J. Benedikt // Proc. 2010 IEEEEMTT-S Int. Microwave Symp., Anaheim, CA, May 2010. – P. 664-667.

164. R. Miyahara. Design of class- E_M power amplifier taking into account auxiliary circuit / R. Miyahara, H. Sekiya, and M. K. Kazimierczuk // Proc. IEEE Ind. Electron. Conf. (IECON'08), Orland, FL, Nov. 2008. – P. 679-684.
165. R. Miyahara. Novel design procedure for class- E_M power amplifiers / R. Miyahara, H. Sekiya, and M. K. Kazimierczuk // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., V. 58, № 12. – P. 3607-3616, Dec. 2010.
166. Miyahara R. Design of class- E_M power amplifier with one input signal/ R. Miyahara, H. Sekiya // Proc. Energy Conversion Congress and Exposition, (ECCE'09), San Jose, CA, Sep. 2009. – P. 3859-3864.
167. Крыжановский В.Г. О классификации транзисторных усилителей мощности / В.Г. Крыжановский, А.С. Прилипская // Прикладная радиоэлектроника, 2010, Том 9, № 4. – С. 554-561.
168. M. K. Kazimierczuk. Generalization of conditions for 100-percent efficiency and nonzero output power in power amplifiers and frequency multipliers / M. K. Kazimierczuk // IEEE Trans. Circuits Syst. I, V. 33, № 8. – P. 805-807, Aug. 1986.
169. R. E. Zulinski and J. W. Steadman, "Performance evaluation of Class E frequency multipliers," IEEE Trans. Circuits Syst. I, V. TCSI-33, № 3, P. 343–346, Mar. 1986.
170. R. E. Zulinski. Idealized operation of Class E frequency multipliers / R. E. Zulinski and J. W. Steadman // IEEE Trans. Circuits Syst. I, V. TCSI-33, № 12. – P. 1209-1218, Dec. 1986.
171. M. Albulet. Analysis and design of the Class E frequency multipliers with RF choke / M. Albulet // IEEE Trans. Circuits Syst. I, V. 42, № 2. – P. 95-104, Feb. 1995.
172. H. Sekiya. Analysis and design of class DE amplifier with nonlinear shunt capacitances / H. Sekiya, T. Watanabe, T. Suetsugu, and M. K. Kazimierczuk // IEEE Trans. Circuits Syst. I, V. 56, № 10. – P. 2362-2371, Oct. 2009.
173. Lin, Chi-Hsien. A fully integrated 2.4-GHz 0.5-W high efficiency class-E voltage controlled oscillator in 0.15 μ m PHEMT process / Lin, Chi-Hsien and Li, Wen-Ping and Chang, Hong-Yeh // Microwave Conference Proceedings (APMC), 2011 Asia-Pacific. – P. 864-867, 2011.
174. Devine, R. Class E Colpitts oscillator for low power wireless applications / Devine, R and Tofighi, M-R // Electronics Letters, V. 44, № 21. – P.1257-1258, 2008.
175. N. Deltimple. Design of Class-E power VCO in 65nm CMOS technology / Deltimple, N., Deval, Y., Belot, D. and Kerherve, E // Application to RF transmitter architecture, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. – P.984-987, 2008.
176. Sang-Gug Lee. Technology trends in direct conversion receivers / Sang-Gug Lee, Vladimir V. Krizhanovskii // The Magazine of the IEEK, Sept. 2002. – V. 29, № 9. – P. 48-67.

177. Madureira H. Design of a class EF2 power oscillator for RF communication application /H. Madureira, N. Deltimple, E. Kerhervé, S. Haddad // 2013 IEEE 20th International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS), 2013. – P. 763 - 766.
178. Ozen, M.. Continuous Class-E Power Amplifier Modes / Ozen, M. and Jos, R. and Fager C. // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, V. 59, № 11, – P. 731-735, 2012.
179. Kaczmarczyk, Z. High-Efficiency Class E, EF2, and E/F3 Inverters / Kaczmarczyk, Z // IEEE Trans. on Industrial Electronics, V. 53, № 5. – P. 1584-1593, 2006.
180. Madureira H. Design and measurement of class EF2 power oscillator / H. Madureira; N. Deltimple, E. Kerherve, M. Dematos, S. Haddad //Electronics Letters, 2015, V. 51, Issue: 10, P. 744-745.
181. Chee, Y.H. An ultra-low-power injection locked transmitter for wireless sensor networks / Chee, Y.H., Niknejad, A.M., and Rabaey, J.M. // IEEE J. Solid-State Circuits, 2006, №41, (8). – P. 1740-1748.
182. El-Desouki, M.M. A low-power CMOS class-E power amplifier for bio-telemetry applications / El-Desouki, M.M., Jamel Deen, M., and Haddara, Y.M.// 2005 European Microwave Conf., Paris, France, October 2005, V. 1.
183. Kawoos, U. Issues in wireless intracranial pressure monitoring at microwave frequencies / Kawoos, U., Warty, R.V., Kralick, F.A., Tofighi, M.-R., and Rosen, A. // Progress in Electromagnetics Research Symp. (PIERS 2007), Beijing, China, March 2007, V. 3, (6). – P. 927-931.
184. H. Lim, Y. Yoon, C. Lee, I. Park, B. Song, and J. Cho. Implementation of a transcutaneous charger for fully implantable middle ear hearing device, Jan 2005. – P. 6813-6816.
185. P. Li. A wireless power interface for rechargeable battery operated medical implants / P. Li and R. Bashirullah // Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on, V. 54, № 10. – P. 912-916, Oct 2007.
186. P. Vaillancourt. Em radiation behavior upon biological tissues in a radio-frequency power transfer link for a cortical visual implant / P. Vaillancourt, A. Djemouai, J. Harvey, and M. Sawan. – V. 6, Oct 1997. – P. 2499-2502.
187. P. Troyk. Closed-loop class E transcutaneous power and data link for micro-implants / P. Troyk and M. Schwan // IEEE Transactions on Biomedical Engineering, V. 39, № 6. – P. 589-599, Jun 1992.
188. M. Kazimierzczuk. Class E tuned power amplifier with nonsinusoidal output voltage / M. Kazimierzczuk // Solid-State Circuits, IEEE Journal of, V. 21, № 4. – P. 575-581, Aug 1986.
189. A. N. Laskovski. Stacked spirals for use in biomedical implants / A. N. Laskovski, M. R. Yuce, and T. Dissanayake // Asia Pacific Microwave Conference, 2009. APMC 2009. – P. 389 - 392, 2009.
190. Georgiadis A. Improving range of passive RFID tags utilizing energy harvesting and high efficiency class-E oscillators / A. Georgiadis, A. Collado //

- 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). – P.1-4.
191. Krizhanovskii V. V. Experimental Study of Phase Noise in Synchronized HF Class E Oscillator / Vladimir V. Krizhanovskii // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: XIth Int. Conf. TCSET'2012, February 21-24, 2012: proc. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2012. – P. 171.
 192. D. B. Leeson. A simple model of feedback oscillator noise spectrum / D. B. Leeson // Proc. IEEE, V. 54. – P. 329-330, Feb. 1966.
 193. Ghorbani A. R. A 35.6dB, 43.3% PAE class E differential power amplifier in 2.4GHz with cross coupling neutralization for IoT applications/ A. R. Ghorbani, M. B. Ghaznavi-Ghouschi // 24th Iranian Conf. on Electrical Engineering (ICEE), 2016.
 194. Крыжановский В. В. Экспериментальное исследование фазового шума ВЧ автогенератора класса Е / Крыжановский В. В., Чернов Д. В. // Вісник Донецького національного університету: Сер. А: Природничі науки, 2010. – Вип. 2. – С. 123-126.
 195. Shin S. W. Frequency-tunable high-efficiency power oscillator using GaN HEMT / S. W. Shin, G. W. Choi, H. J. Kim, S. H. Lee, S. H. Kim, J. J. Choi // 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium.–P. 1000-1003.
 196. Jeong J. Design Technique for Harmonic-Tuned RF Power Oscillators for High-Efficiency Operation / J. Jeong, D. Jang // IEEE Trans. on Industrial Electronics, V. 62, № 1, Jan. 2015. – P. 221-228.
 197. Lee S. Harmonic-Tuned High Efficiency RF Oscillator Using GaN HEMTs /S. Lee, S. Jeon, J. Jeong// IEEE Microwave and Wireless Components Letters, V. 22, № 6, June 2012.–P.318-320.
 198. Принцовский В. А. Фазовые шумы автогенератора СВЧ класса Е / Принцовский В. А., Крыжановский В. В. // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2008»: 4-я межд. мол. науч.-техн. конф., 21-25 апреля 2008 г.: материалы конференции – Украина, Севастополь: СевНТУ, 2008. – С. 161.
 199. Rao Gudimetla V.S. Design and Validation of the Load Networks for Broadband Class E Amplifiers Using Nonlinear Device Model / Rao Gudimetla V.S., Kain A.Z. // MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, 1999: proc. Anaheim, CA, USA, 1999. – V. 2. – P. 823-826.
 200. Marković M. Nonlinear modeling of Class-E power Amplifiers / Marković M., Kain A., Popović Z. // Int. J. RF and Microwave CAE. – 1999. – V. 9. – P. 99-103.
 201. IRF510 datasheet. www.datasheetcatalog.com. 22.10.2010.
 202. Mediano A. Frequency Limitation of High-Efficiency Class E tuned RF Power amplifier Due to a Shunt Capacitance / Mediano A., Molina P. // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., MO4C-4, June 13-19, 1999: proc. – Anaheim, California, USA, 1999. – P. 363-366.

203. Ramírez F. Phase-Noise Analysis of Injection-Locked Oscillators and Analog Frequency Dividers / F. Ramírez, M. Pontón, S. Sancho, A. Suárez // IEEE Trans. On Microwave Theory Techn., Feb. 2008. – V. 56, № 2. – P. 393-407.
204. Lee T. H. Oscillator Phase Noise: A Tutorial / Lee T. H., Hajimiri A. // IEEE Journal of Solid-State Circuits, March 2000. – V. 35, № 3. – P. 326-336.
205. Hajimiri A. Jitter and Phase Noise in Ring Oscillators / Hajimiri A., Limotyrakis S., Lee T. H. // IEEE Journal of Solid-State Circuits, June 1999. – V. 34, № 6. – P. 790-804.
206. Крыжановский В. В. Моделирование функции импульсной чувствительности генератора класса Е / Крыжановский В. В. // Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій «РТ-2013»: 9-а міжн. мол. наук.-техн. конф., Севастополь, 22-26 квітня 2013 р.: матеріали конф. – Севастополь: СевНТУ, 2013. – С. 66.
207. Brambilla A. Computation of Period Sensitivity Functions for the Simulation of Phase Noise in Oscillators / Brambilla A., Maffezzoni P., Gajani G. S. // IEEE Transactions on Circuits and Systems, I: Regular Papers, April 2005. – V. 52, № 4. – P. 681-694.
208. Raab F. H. Class-E, Class-C, and Class-F Power Amplifiers Based Upon a Finite Number of Harmonics / Raab F. H. // IEEE Trans. of MTT, Aug. 2001. – V. 49, № 8. – P. 1462-1468.
209. Riley W.J. Handbook of Frequency Stability Analysis. / Riley W.J. – NIST Special Publication 1065. – 2008. – 124 p.
210. Рутман Ж. Характеристики нестабильности фазы и частоты сигналов высокостабильных генераторов / Рутман Ж. // ТИИЭР, 1978. – Т. 66, № 9. – С. 70-102.
211. Линдсей У.С. Теория нестабильности генераторов, основанная на структурных функциях / Линдсей У.С., Цзе Чжа Мин // ТИИЭР. 1976. – Т. 64, № 12. – С. 5-19.
212. Gierkink S. L. J. Control Linearity and Jitter of Relaxation Oscillators : Ph.D. dissertation [Electronic resource] / Gierkink S. L. J. – Universities Twente, 1999. – 221 p. – Available: www.ub.utwente.nl/web-docs/el/1/t000000f.pdf
213. Pendulum Instruments AB, CNT-90 Timer/Counter/Analyzer User's manual, rev 2 2005
214. TSC 5110A Time Interval Analyzer [Electronic resource] // Timing Solutions Corporation, 4775 Walnut St. Suite 1B, Boulder, CO 80301-2579. – Available : www.timing.com
215. http://ridl.cfd.rit.edu/products/manuals/Agilent/oscilloscopes/6000_series_pr og_guide.pdf
216. Анализ джиттера с помощью цифрового осциллографа R&S®RTO. Указания по применению [Электронный ресурс] – Available : http://www.rohde-schwarz.ru/products/Oscilloscopes/RTO/files/test_and_measurement/

217. Time and frequency: Theory and fundamentals [ed. Byron E. Blair]: NBS monograph 140. – 1974. – 459 p.
218. Krizhanovskii V. V. Time Domain Measurement of the Class E Oscillator Frequency Stability / Krizhanovskii V. V., Sergienko S. P. // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: XIIth International Conference TCSET'2014, February 25 - March 1, 2014: proc. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2014. – P. 234.
219. Walls F.L. Measurements of Frequency Stability / Walls F.L., Allan D.W. // Proceedings of IEEE. January 1986. – V. 74, № 1. – P. 162-168.
220. Burgoon R. Conversion between Time and Frequency Domain of Intersection Points of Scopes of Various Noise Processes. / Burgoon R., Fisher M.C. // 32nd Annual Symp. of Frequency Control, 31 May - 2 June, 1978: proc. – Atlantic City, New Jersey, USA, 1978. – P. 514-519.
221. Suetsugu T. Discrete control of class E amplifier with load fluctuation /T. Suetsugu// 2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2015.– P. 1-5.
222. Bairanzade M. Electronic lamp ballast design / Bairanzade M. //Semiconductor application note, Motorola, AN1543/D.– <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AN1543-D.PDF>.
223. Ponce V. Electronic ballast based on class E amplifier with a capacitive inverter and dimming for photovoltaic applications / Ponce V., Arau J., Alonco J. M., Rico-Secades M. // Applied power electronics: Conference and Exposition, 1998, APEC'98: Conference Proceedings 1998, Thirteenth Annual.– V.2.– 1998.– P.1156-1162.
224. Pat. USA 6 144 173, Cl. H05B 37/02. Single switch electronic ballast / Nerone L.R. Заяв. 10.11.1999, выдан 7.11.2000.
225. Мачехин Ю.П. Исследование спектра излучения безэлектродной серпной лампы / Мачехин Ю.П., Фролова Т.И., Ю.А. Грищенко. // Світлотехніка та електроенергетика.–2009.–№3.–С.46-49.
226. Декларационный патент Украины № 65418 А класс H05B 41/26, H05B 37/02. Электронный балласт /Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В., Чернов Д.В.; опубл. 15.03.2004, бюл. №3 по заявке 2003087430, от 6.08.2003 г.
227. Raab F.H. Suboptimum operation of class-E RF power amplifiers / Raab F.H. // Proc. RF Technology Expo '89, Santa Clara CA, Feb. 14-16, 1989.– P.85-98.
228. Патент України на корисну модель №31002. Електронний баласт зі стабілізацією потужності /Крижановський В.Г., Чернов Д.В., Лошак В.Г.; опубл. від 25.03.08 бюл. №6, 2008 рік, по заяві №200711441 від 15.10.2007р.
229. Kim B. K. Frequency-tunable, Broadband, Class-J Power Oscillator using GaN HEMT / B. K. Kim, S. H. Kim, J. J. Choi, J. H. Choi, J. H. So //International Journal of Innovative Research in Advanced Engineering (IJRAE) ISSN: 2349-2163 V. 2, Issue 1 (Jan. 2015). – P. 126-128.

230. Quach T. Broadband class-E power amplifier for space radar application / T. Quach, P. Watson, W. Okamura, E. Kaneshiro, et al. /IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium. 23rd Annual Technical Digest 2001. – P. 209-213.
231. P. Colantonio. High efficiency low-voltage power amplifier design by second harmonic manipulation / P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi and E. Limiti // Int. J. RF Microw. Comput-Aided Eng., V. 10, № 1. – P. 19-32, Jan. 2000.
232. P. Wright. An efficiency, linear, broadband class-J-mode PA realized using waveform engineering / P. Wright, J. Lees, P. J. Tasker, J. Benedikt and S. C. Cripps // IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. – P. 653-656, Dec. 2009.
233. S. W. Shin. Frequency-tunable 150W harmonic-tuned power oscillator / S. W. Shin and J. J. Choi // Microwave Opt Technol Lett., V. 53, № 6. – P. 1459-1462, June. 2011.
234. S. H. Kim. Combined power oscillator using GaN HEMT / S. H. Kim, H. J. Kim, S. W. Shin, J. D. Kim, B. K. Kim and J. J. Choi // IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., June. 2011.
235. P. Colantonio. On the Class-F Power Amplifier Design' / P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi, and E. Limiti // International Journal on RF and Microwave Computer-Aided Engineering, V.9, №2, March 1999. – P.129-149.
236. M.-Q. Lee. High-efficiency harmonic loaded oscillator with low bias using a nonlinear design approach / M.-Q. Lee, S.-J. Yi, S. Nam, Y. Kwon, and K.-W. Yeom // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., V. 47, № 9. – P. 1670-1679, Sep. 1999.
237. S. Gao. High-efficiency power amplifier design including input harmonic termination / S. Gao, P. Butterworth, S. Ooi, and A. Samvell // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., V. 16, № 2. – P. 81-83, Feb. 2005.
238. P. Saad. Design of a highly efficient 2–4-GHz octave bandwidth GaN-HEMT power amplifier / P. Saad, C. Fager, H. Cao, H. Zirath, and K. Andersson // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., V. 58, № 7. – P. 1677-1685, Jul. 2010.
239. J. Moon. Highly efficient saturated power amplifier / J. Moon, J. Lee, R. S. Pengelly, R. Baker, and B. Kim // IEEE Microw. Mag., V. 13, № 1. – P. 125-131, Jan. 2012.
240. K. Rawat. Design methodology for dual-band Doherty power amplifier with performance enhancement using dual-band offset lines / K. Rawat and F. M. Ghannouchi // IEEE Trans. Ind. Electron., V. 59, № 12. – P. 4831-4842, Dec. 2012.
241. D. M. Pozar. Microwave Engineering. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2005.
242. M. Makimoto. Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators / M. Makimoto and S. Yamashita // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., V. MTT-28, № 12. – P. 1413-1417, Dec. 1980.

Алфавітний покажчик

А

Автогенератор	
- класу E	7, 58, 101
- класу EF2	136
- класу E _M	131
- класу J	178
- кільцевий	87
- Колпіца	142
- з налаштуванням на гармоні- ках	183
Аналіз спектру	92, 140

Б

Баланс фаз	11, 67, 87
Баланс амплітуд	11, 66
Баркгаузена умови	11
Баласт електронний	171
Біомедичні застосування	144

В

Варактор	73, 140
----------	---------

Г

Гармоніки, рівень	20, 141
Гармонічний баланс	59, 186

Д

Діаграма Сміта	110, 175
Добротність	26, 105, 130
Друга гармоніка	133, 175, 183

Е

Еквівалентна	
Послідовна ємність	50
Еквівалентний послідовний опір	50

Є

Ємність	
- шунтуюча	77, 109
- прохідна	67

З

Зворотний зв'язок	8, 12, 58
-------------------	-----------

І

Імпеданс	
- навантажувальний	64,
- на гармоніках	183
Інтегральна схема	71, 85

К

Кварцовий генератор	147
ККД	11
ККДдп	75, 181
КМОН	37
Конструкції автогенераторів	
- кільцеві ВЧ	87, 92
- кільцеві НВЧ	89
- з ускладненою вихідною лан- кою	112
- з подовжений колом	33 117

Контур рівної потужності	187
Компресія	60
Комутаційні втрати	8

Л

Лінія навантаження	182
--------------------	-----

М

МОН ПТ	48, 87
Метод варіації навантаження	183

Н

Навантаження	
- оптимальне	64
- , XX	192
- , KЗ	192

О

Опір	
- навантаження	12
- навантажувальний	13
- негативний	73, 81
- у відкритому стані	17, 97

П

Підсилювачі потужності	
- класу F	178
- класу EF2	136
ПНП	
ПТШ	66, 182

Р

Реактивний опір	
Регенеративний режим	75

С

Синхронізація	34, 43
Система диференціальних рівнянь	22

Т

Трансформатор опорів	64, 194
Третя гармоніка	65, 186

У

Узгодження	64, 184
Узгоджувальна ланка	64

Ф

Фільтр	
- ФНЧ	78, 117
- СПФ Баттерворта	183

Ш

Шуми фазові	153
- автогенератору НВЧ	154, 178
- в режимі синхронізації	158
- вимірювання	158, 166

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА	3
СПИСОК СКОРОЧЕНЬ	4
ВСТУП	5
1. ВИСОКОЧАСТОТНІ АВТОГЕНЕРАТОРИ З ВИСОКИМ ККД КЛАСУ Е	7
1.1. Підсилювачі класу Е як складовий елемент автогенераторів класу Е	8
1.2. Типи використовуваних автогенераторів класу Е	8
1.3. Принципи побудови автогенераторів	9
1.4. Процедура розрахунку ВЧ автогенератора класу Е	11
1.4.1. Автономний ВЧ автогенератор класу Е	12
1.4.2. Характеристики автогенератора	18
1.5. Синхронізований автогенератор класу Е	19
1.5.1. Моделювання автогенератора	21
1.5.2. Синхронізація автогенератора класу Е	23
1.5.3. Наближений аналіз для смуги захоплення	25
1.5.4. Чисельне знаходження смуги захоплення	30
1.5.5. Трансформаторне коло для синхронізації автогенератора	32
1.6. Автогенератор класу Е в режимі синхронізації FSK сигналом	34
1.7. Визначення діапазону захоплення частоти з застосуванням теорії редукції фази	43
1.7.1. Синхронізований автогенератор класу Е	45
1.7.2. Теорія редукції фази для синхронізованого автогенератора	45
1.7.3. Розрахунок синхронізованого автогенератора класу Е	48
1.7.4. Зміни смуги частот в стані захоплення частоти	51
2. НВЧ АВТОГЕНЕРАТОРИ КЛАСУ Е	58
2.1. Особливості побудови автогенераторів класу Е на НВЧ	58
2.2. Приклади побудови автогенераторів класу Е на НВЧ	59
2.3. Автогенератор класу Е НВЧ діапазону на МСЛ	63
2.4. Інтегральні генератори класу Е	71
2.5. Підсилювачі класу Е в режимі регенеративного підсилення	75
3. КІЛЬЦЕВІ АВТОГЕНЕРАТОРИ КЛАСУ Е	87
3.1. Кільцевий автогенератор ВЧ на потужних МОН транзисторах	87
3.2. Кільцевий НВЧ автогенератор класу Е	89
3.3. Аналіз області стійкої роботи кільцевого автогенератора класу Е	92

4. НОВІ КОНСТРУКЦІЇ АВТОГЕНЕРАТОРІВ КЛАСУ Е	101
4.1. Потужний автогенератор на основі резонансного підсилювача класу Е	101
4.2. Автогенератор класу Е з розширеною смугою постійної вихідної потужності	106
4.2.1. Автогенератор з розширеним навантажувальним колом	106
4.2.2. Автогенератор класу Е з двоконтурним навантажувальним колом і колом зворотного зв'язку з паралельним контуром	112
4.3. Автогенератор класу Е з подовженим колом зворотного зв'язку	117
4.4. Автогенератор класу Е _м	131
4.5. Розробка автогенератора класу EF2 для ВЧ телекомунікаційних систем	136
4.6. Автогенератор класу Е за схемою Колпіца для малопотужних бездротових застосувань	142
4.7. Автогенератор класу Е як бездротовий передавач енергії для біомедичних імплантатів	144
5. ФАЗОВІ ШУМИ АВТОГЕНЕРАТОРА КЛАСУ Е	153
5.1. Огляд шумових характеристик автогенераторів класу Е	153
5.2. Моделювання та вимірювання фазових шумів НВЧ автогенератора класу Е	154
5.3. Вимірювання фазового шуму ВЧ автогенератора класу Е у режимі вільних коливань і в режимі синхронізації	158
5.4. Методи аналізу шумів автогенератора з використанням функції імпульсної чутливості	164
5.5. Вимірювання параметрів стабільності автогенератора у часовій області	166
6. ВАРІАНТИ АВТОГЕНЕРАТОРІВ З ВИСОКИМ ККД ТА ЇХ ЗАСТОСУВАННЯ	171
6.1. Електронний баласт	171
6.2. Широкопasmовий автогенератор класу J на GaN НЕМТ	174
6.3. Автогенератори класу F	178
6.4. Автогенератор з налаштуванням на гармоніках	183
ВИСНОВОК	197
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ	198
АЛФАВІТНИЙ ПОКАЖЧИК	216
ЗМІСТ	218

Наукове видання

Крижановський Володимир Григорович
Макаров Денис Григорович
Чернов Дмитро Вікторович
Крижановський Володимир Володимирович

Автогенератори класу Е

Технічний редактор А. А. Білявська

Підписано до друку 15.03.2017
Формат 64х90/16. Папір офсетний.
Друк цифровий. Гарнітура Times New Roman.
Умов. друк. арк. 13,75. Обл.-вид. арк. 12,79.
Наклад 300 прим. Зам. № 1712.

Віддруковано з оригіналів замовника.
ФОП Корзун Д.Ю.
21027, а/с 8825, м. Вінниця, вул. 600-річчя, 21.
Тел.: (0432) 603-000, 69-67-69.

Видавець ТОВ «Нілан-ЛТД»
Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до
Державного реєстру видавців, виготовлювачів і розповсюджувачів
видавничої продукції серія ДК № 4299 від 11.04.2012 р.
21027, а/с 8825, м. Вінниця, вул. 600-річчя, 21.
Тел.: (0432) 603-000, 69-67-69.
e-mail: info@tvoru.com.ua
<http://www.tvoru.com.ua>