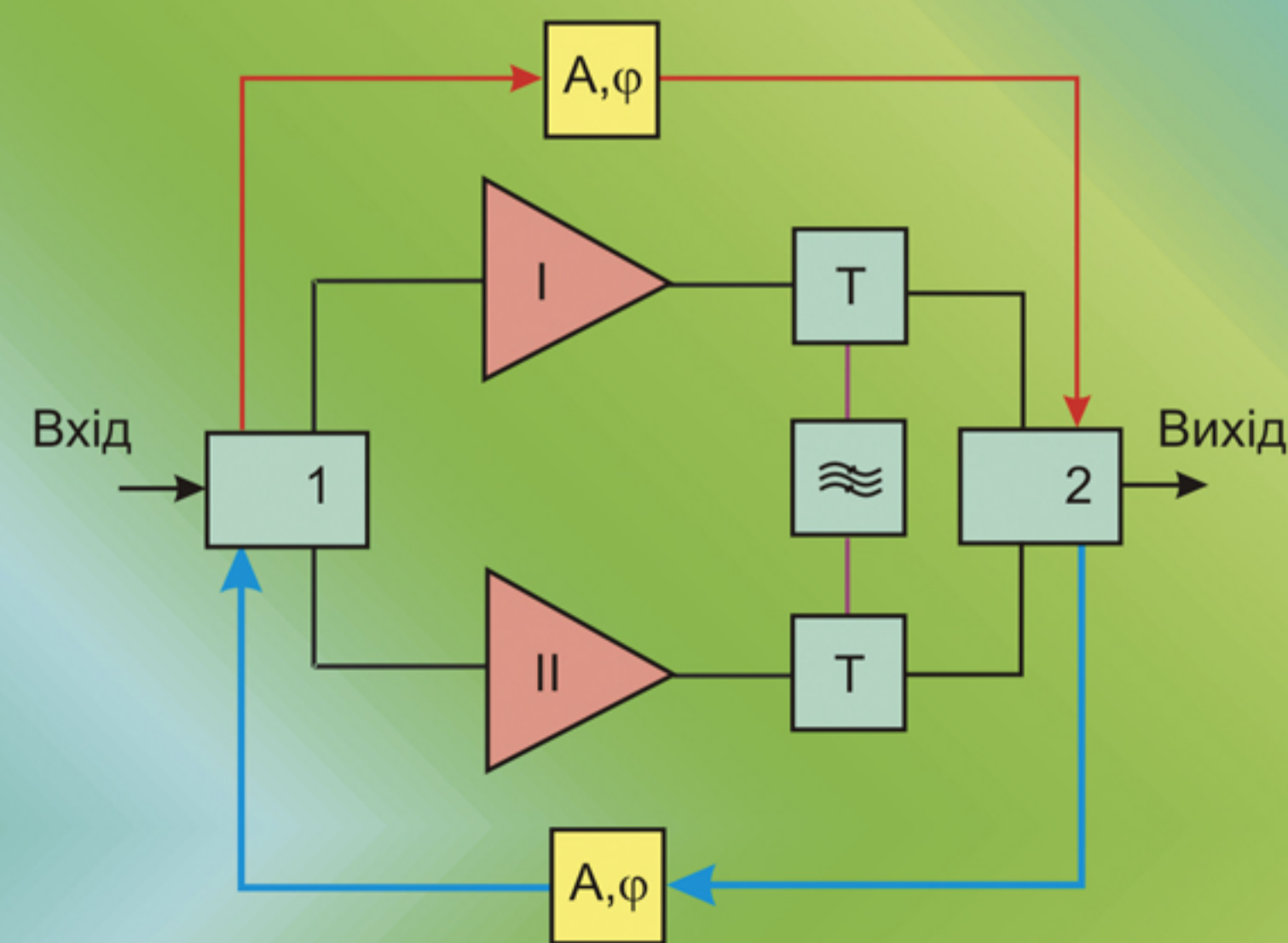


# ПРОСТОРОВО-РОЗВИНЕНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

Крижановський В.Г.  
Чернов Д.В.

Розглядаються питання побудови широкого кола підсилювачів для сучасних систем зв'язку та споріднених систем. Основною темою посібника є розв'язання протиріччя між досягненням високого коефіцієнта корисної дії та лінійністю системи. Підручники на цю тему практично відсутні, тому посібник призначено для вивчення методів побудови, методики розрахунку та перспектив розвитку підсилювачів Догерті, Шірекса та ін.

Посібник рекомендовано для студентів, магістрів та аспірантів вищих навчальних закладів за напрямом «Прикладна фізика» та споріднених спеціальностей.



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ДОНЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
ІМЕНІ ВАСИЛЯ СТУСА

*В. Г. Крижановський, Д. В. Чернов*

## **ПРОСТОРОВО-РОЗВИНЕНІ ПІДСИЛЮВАЧІ**

Навчальний посібник

Вінниця  
ТОВ «ТВОРИ»  
2018

УДК 621.375.1(075.8)

К 822

Автори: *В. Г. Крижановський*, проф. кафедри радіофізики та кібербезпеки.  
*Д. В. Чернов*, старший науковий співробітник.

Рецензенти: *Й. Й. Білинський*, д-р техн. наук професор, зав кафедри електроніки та наносистем Вінницького національного технічного університету.  
*В. І. Оборжицький*, д-р техн. наук завідувач кафедри радіоелектронних пристроїв та систем Національного університету «Львівська політехніка».

*Рекомендовано до друку вченою радою  
ДонНУ імені Василя Стуса (протокол № 2 від 28.09.2018)*

**Крижановський В. Г., Чернов Д. В.**

К 822 Просторово-розвинені підсилювачі: навчальний посібник /  
В. Г. Крижановський, Д. В. Чернов – ТОВ «ТВОРИ», 2018. –  
112 с.

ISBN 978-617-7710-09-6

Розглядаються питання побудови широкого кола підсилювачів для сучасних систем зв'язку та споріднених систем. Основною темою посібника є розв'язання протиріччя між досягненням високого коефіцієнта корисної дії та лінійністю системи. Підручники на цю тему практично відсутні, тому посібник призначено для вивчення методів побудови, методики розрахунку та перспектив розвитку підсилювачів Догерті, Шірекса та ін.

Посібник рекомендовано для студентів, магістрів та аспірантів вищих навчальних закладів за напрямом «Прикладна фізика».

**УДК 621.375.1(075.8)**

© Крижановський В. Г., 2018

© Чернов Д. В., 2018

© ДонНУ імені Василя Стуса, 2018

© ТОВ «ТВОРИ», 2018

ISBN 978-617-7710-09-6

## ПЕРЕДМОВА

Розвиток сучасної телекомунікаційної галузі також пов'язано зі зменшеним споживанням енергії, а в усіх бездротових пристроях одним з головних споживачів енергії є підсилювачі радіосигналу – підсилювачі потужності, які генерують сигнал, що подається в антену. Підвищення коефіцієнта корисної дії (ККД) цього підсилювача обумовлює збільшення часу роботи від батареї, зменшення споживання енергії від мережі електропостачання, зниження вартості затрат на споживання та зменшення викидів CO<sub>2</sub>. Тому підвищення ККД було довгий час однією з головних задач розробників радіоапаратури.

З розвитком сучасних широкосмугових телекомунікаційних систем, які використовують цифрові сигнали, складні методи модуляції, багато несучих частот та інші методи створення сигналів, наближених до теоретичних меж інформаційної ємності, існуючі конструкції підсилювачів з високим ККД перестали задовольняти вимогам по підсиленню сигналів з наявністю амплітудної модуляції, а якраз багато сучасних видів модуляції створюють сигнали з наявністю як фазової, так і амплітудної модуляції. Причиною цього є протиріччя між отриманням високого ККД, для якого потрібні нелінійні режими роботи активних пристроїв (транзисторів), і підсиленням складного сигналу, для якого потрібен лінійний режим роботи.

Над вирішенням цієї проблеми і зараз працюють багато вчених і розробників апаратури з багатьох країн, є змога у реальному часі спостерігати, як удосконалюються вже відомі і розробляються нові методи підсилення сигналів. Причому цей процес йде паралельно з удосконаленням підсилювачів різних класів, транзисторів, узгоджувальних ланок та інших вузлів підсилювачів та компонентів систем. Завдяки цьому ми бачимо успіхи телекомунікаційних систем.

Посібник призначено студентам вищів, магістрам та аспірантам відповідних спеціальностей. Передбачається, що читачі мають підготовку у межах загального курсу радіотехніки та техніки надвисоких частот.

Автор дякує всім співробітникам кафедри радіофізики та кібербезпеки Донецького національного університету імені Василя Стуса за співробітництво.

## ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

- АМ – амплітудна модуляція  
АП – активний прилад  
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика  
АЕ – активний елемент  
БТ – біполярний транзистор  
ВАХ – вольт амперна характеристика  
ВВІМ – ввімкнений стан транзистора (відповідає замкнутому стану ключа)  
ВЧ – висока частота, високочастотний  
ВИМК – вимкнений стан транзистора  
КЗ – коротке замикання  
КВТ – коефіцієнт використання транзистору  
ККД – коефіцієнт корисної дії  
ККДп – ККД по доданій потужності (РАЕ – power added efficiency)  
КПН – комплементарний перемикач напруги  
КПС – комплементарний перемикач струму  
КСХ – коефіцієнт стоячій хвилі  
МОП ПТ – польовий транзистор с ізольованим затвором (структура метал – окисел – напівпровідник)  
ЗЗ – зворотний зв'язок  
ПНН – перемикання при нульовій напрузі (ZVS – zero voltage switch)  
ПНС – перемикання при нульовому струмі  
ПТ – польовий транзистор  
ПТШ – польовий транзистор с бар'єром Шотткі  
НВЧ – надвисока (-кі) частота (-ти), надвисокочастотний  
СДР – система диференціальних рівнянь  
СЛАР – система лінійних алгебраїчних рівнянь  
ТПП – транзисторний підсилювач потужності  
ПП – підсилювач потужності  
ФНЧ – фільтр нижніх частот  
ФЧХ – фазо-частотна характеристика  
ШИМ – широтно-імпульсна модуляція  
ХХ – холостий хід

## ВСТУП

За останні роки ідея використання підсилювачів потужності (ПП) з високим коефіцієнтом корисної дії (ККД) перейшла з області наукових досліджень у стабільну практику розробки конкурентоздатної радіоапаратури.

У зв'язку з цим зросло значення теоретично та методично правильної концепції застосування методів підвищення ККД у реальних системах. Це в деякій мірі вже зроблено у галузі силової електроніки. В ній вдале застосування методів розрахунку та конструкцій високоефективних конверторів потужності постійного струму у змінний струм багато в чому пояснюється роботою при низьких робочих частотах та постійних значеннях потужності. У радіотехнічних системах в ВЧ та НВЧ діапазонах підсилювачі з високим ККД повинні працювати саме як пристрої, які зберігають на виході максимально інформації про сигнал, що подається, його амплітудний та фазовий спектри, і лише підвищуючи його потужність. Оскільки при наближенні до 100 % ККД підсилювач прагне функціонувати як нелінійних пристрій, фактично ключовий, то виникає протиріччя між отриманням високого ККД та лінійністю підсилювача.

Це протиріччя було предметом розгляду протягом всієї історії розвитку підсилювальної техніки, але для високоефективних підсилювачів воно має принципове значення, оскільки висуває жорстку дилему – або високий ККД, або лінійність підсилення. Рішення, придатні у разі використання класу С у відносно вузькій смузі частот, не можуть бути використані у випадку режимів, наближених до ключових, коли існує мінімальний рівень вхідного сигналу, потрібний для реалізації ключового режиму. Значні зусилля розробників були витрачені в останні роки за для вирішення цієї проблеми, і найкращі результати були отримані при використанні методів, відомих з першої половини минулого століття. Це – підсилювачі Догерті, Шірекса (дефазовані), підсилювачі за схемою Кана (усунення та відновлення обвідної) та їх численні варіанти. Сучасні реалізації цих принципів відрізняються елементною базою, зокрема широко використовується інтегральна технологія виготовлення таких підсилювачів, а також витонченою схемотехнікою, використан-

ням великої кількості ефектів взаємодії активного пристрою та узгоджувальних ланок, що можливо на основі детального моделювання фізичних процесів у підсилювачі в цілому.

ККД та лінійність ПП продовжують бути ключовим фактором сучасних комунікаційних систем. Існує компроміс між цими показниками, і дійсним досягненням було б задовольнити обидва одночасно.

Зрозуміло, що розглянути сучасний стан всього цього напрямку в одній книзі неможливо, тому коло задач, що розглядається, обрано з урахуванням досвіду автора.

У посібнику розглядаються питання класифікації підсилювачів на основі різних критеріїв, і віднесення різних режимів ПП до того або іншого класу є непростю задачею. В науковому товаристві йде процес уточнення класифікації у міру накоплення знань та зміни актуалізації тих чи інших сторін процесу перетворення енергії джерел живлення постійного струму в енергію ВЧ та НВЧ діапазонів. Важливість питань класифікації полягає перш за все у правильному формуванні у дослідника (розробника) відповідної парадигми побудови тієї або іншої схеми підсилювача.

Головним напрямом посібника є розгляд питань використання підсилювачів з високим ККД у складі просторово-розвинених підсилювачів потужності з метою поліпшення їх частотних та динамічних властивостей, середньо та максимального ККД, підвищення функціональних характеристик.

У посібнику наведено нові результати про просторово-розвинені підсилювачі потужності з використанням високоефективних підсилювачів у своєму складі, розглянуто питання побудови узгоджувальних ланок для таких підсилювачів, висвітлено результати експериментальних досліджень.

## КЛАСИФІКАЦІЯ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ

На сьогодні загальна кількість назв класів роботи підсилювачів потужності (ПП) ВЧ та мікрохвильового діапазонів перевищала три десятки [1–15], тому актуальним є питання правильного застосування цих назв. У роботах [1–8, 17, 18] розглядаються способи класифікації ПП, однак сучасний стан цієї галузі електроніки потребує уточнення правил класифікації ПП.

Основною характеристикою ПП є ККД підсилювача, незважаючи на те, що у практичних конструкціях на перший план виходить лінійність підсилення сигналу. Спосіб досягнення високих значень ККД є головним критерієм для класифікації ПП. З метою підвищення лінійності процесу підсилення при збереженні високого ККД зараз набувають розвитку складні схеми підсилювачів, які пропонується виділити в окремий тип – просторово-розвинені підсилювачі [18].

Їх основою є одиночні каскади підсилення, які можна назвати канонічними або зосередженими підсилювачами. Способи класифікації цих ПП є предметом дискусії.

Проведемо аналіз отримання максимального (у разі відсутності втрат 100 %) ККД у нелінійній системі, якою є ПП.

### **1.1. Умови отримання 100 % ККД підсилювача, що визначені у частотній області**

На рис. 1.1 показано узагальнену схему кола, яке містить один нелінійний елемент – активний опір, яким можна управляти, і тоді схема відтворює підсилювач. У реальних підсилювачах також істотне значення можуть мати нелінійні ємності транзистора, і ці залежності детально обговорюються у науковій літературі [19].



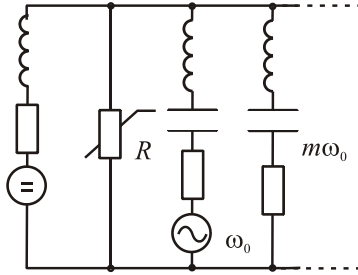


Рис. 1.1. Коло з нелінійним опором

Грунтуючись на роботі Пантелла [20], розглянемо процеси у ПП як у колі з нелінійним опором. На рис. 1.1 перша гілка – це джерело постійного струму з дроселем, друга – нелінійний опір, третя – генератор на частоту  $\omega_0$ , четверта – одна з нескінченного числа гілок, що налаштовані на гармоніки основної частоти. Припустимо, що напруга є однозначною функцією струму, тому і струм, і напруга на нелінійному елементі можуть бути розкладені в ряд Фур'є. Ряди Фур'є запишуться як

$$v = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} V_m e^{jmx}, \quad i = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} I_m e^{jmx}, \quad x = \omega_0 t.$$

Постійний струм відповідає  $m = 0$ . Так як струм і напруга – реальні величини, то

$$V_m = V_{-m}^*, \quad I_m = -I_{-m}^*.$$

Середня потужність, що асоційована з  $m$ -ю гармонікою, дорівнює

$$W_m = 2 \operatorname{Re} [V_m I_m^*] = V_m I_m^* + V_m^* I_m.$$

Комплексна амплітуда гармоніки дорівнює

$$V_m = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v e^{-jmx} dx, \tag{1.1}$$

тому

$$\sum_{m=-\infty}^{m=\infty} jmV_m I_m^* = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} jm I_m^* e^{-jmx} dx . \quad (1.2)$$

Суму в правій частині можна висловити

$$\frac{\partial i}{\partial x} = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} I_m j m e^{jmx} = - \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} I_m^* j m e^{-jmx} .$$

Підставляючи цей вираз у (1.2), отримаємо

$$\sum_{m=-\infty}^{m=\infty} jmV_m I_m^* = -\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v \frac{\partial i}{\partial x} dx = -\frac{1}{2\pi} \int_{i(0)}^{i(2\pi)} v di . \quad (1.3)$$

Помноживши (1.1) на  $-m^2 I_m^*$ , отримаємо

$$\sum_{m=-\infty}^{m=\infty} -m^2 V_m I_m^* = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} -m^2 I_m^* e^{-jmx} dx . \quad (1.4)$$

Рівняння (1.4) можна переписати у формі

$$- \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} m^2 V_m I_m^* = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} dx . \quad (1.5)$$

Праву частину проінтегруємо частинами і, враховуючи періодичний характер струму та напруги, отримаємо

$$\sum_{m=-\infty}^{m=\infty} m^2 V_m I_m^* = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\partial i}{\partial x} \left( \frac{\partial v}{\partial x} \right)^2 dx . \quad (1.6)$$

Враховуючи

$$\sum_{m=-\infty}^{m=\infty} m^2 V_m I_m^* = \sum_{m=0}^{m=\infty} m^2 [V_m I_m^* + V_m^* I_m] = \sum_{m=0}^{m=\infty} m^2 W_m ,$$

отримаємо бажане співвідношення [20]

$$\sum_{m=0}^{m=\infty} m^2 W_m = h_m , \quad (1.7)$$

де

$$h_m = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\partial i}{\partial v} \left( \frac{\partial v}{\partial x} \right)^2 dx .$$

У правій частині стоїть різниця енергій усіх гармонік сигналу, що надходять та виділяються на нелінійному опорі. Якщо опір лінійний, то

$$\frac{\partial i}{\partial v} = G = \text{const} .$$

Тоді

$$h_m = 2G \sum_{m=0}^{m=\infty} m^2 V_m V_m^* .$$

Тобто  $W_m = 2G V_m V_m^*$  і уся потужність на кожній гармоніці розсіюється у опорі.

Попередньо вважалось, що опір позитивний, і потужність у ньому розсіювалась; якщо опір негативний (тобто  $\partial i / \partial v \leq 0$ ), то він сам генерує потужність і необхідність у генераторі на частоті  $\omega_0$  зникає.

Якщо процес перемикання транзистора стаціонарний та близький до ключового, то можна припустити залежність  $\partial i / \partial v$  тільки від часу та розкласти цю величину у ряд Фур'є

$$\frac{\partial i}{\partial v}(t) = G(\omega t) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} G_r e^{jr\omega t} ,$$

так як  $\partial i / \partial v$  – реальна величина, тоді  $G_{-r} = G_r^*$ , і вираз для  $h_m$  приймає вигляд

$$h_m = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{r=-\infty}^{r=\infty} G_r e^{jrx} \left( \frac{\partial v}{\partial x} \right)^2 dx .$$

У свою чергу

$$\begin{aligned} \left( \frac{dv}{dx} \right)^2 &= \frac{dv}{dx} \frac{dv^*}{dx} = \frac{d}{dx} \sum_m V_m e^{jmx} \frac{d}{dx} \sum_n V_n^* e^{-jnx} = \\ &= \sum_{m,n} V_m V_n^* (-mn) e^{j(m-n)x} \end{aligned}$$

Тоді вираз для  $h_m$  приймає вигляд

$$\begin{aligned}
h_m &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d(x) \sum_{r=-\infty}^{\infty} G_r e^{jrx} \left( \frac{\partial v}{\partial x} \right)^2 = \\
&= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d(x) \sum_{r=-\infty}^{\infty} G_r \sum_{m,n} V_m V_n^* (-mn) e^{j(m-n+r)x} = \\
&= \sum_{m,n} G_{n-m} V_m V_n^* (-mn).
\end{aligned}$$

І вираз для дійсної потужності буде мати вигляд [19]

$$\sum_{m=0}^{\infty} m^2 P_m = \sum_{m,n} G_{n-m} V_m V_n^* (-mn).$$

Ця формула пов'язує потужності, що виділяються на гармоніках основної частоти, з напругами, які існують на всіх часових гармоніках при наявності нелінійної провідності. Якщо провідність лінійна, то  $G_{n-m} \equiv G_0$  і рівняння переходить у тотожність. З іншого боку, якщо нелінійна провідність прагне до ключу, що характеризується наявністю двох станів  $G_{off} = 0$  і  $G_{on} = G_{ON}$ , де «off» і «on» – відповідно розімкнутий та замкнений стан ключу, а  $G_{ON}$  достатньо велика (яка прагне до нескінченності) провідність замкнутого ключа, ( $G_{ON} = 1/R_{ON}$ , де  $R_{ON}$  – опір ключа у стані «замкнено»), то звертаючись до рівняння, яке отримане з (5) і (7)

$$-\sum_{m=0}^{\infty} m^2 P_m = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} dx, \quad (1.8)$$

отримаємо для правої частини, інтегруючи по частинах

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} dx = \frac{1}{2\pi} \left[ v \frac{\partial i}{\partial x} \Big|_0^{2\pi} - \int_0^{2\pi} \frac{\partial v}{\partial x} \frac{\partial i}{\partial x} dx \right].$$

Оскільки струм та напруга є періодичними функціями з періодом  $2\pi$ , то перший член у дужках дорівнює нулю та

$$\sum_{m=0}^{\infty} m^2 P_m = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\partial v}{\partial x} \frac{\partial i}{\partial x} dx = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Delta V \delta(x-x_1) \Delta I \delta(x-x_2) dx.$$

Отримали результат, який співпадає з результатами Молнара [21] і Казимірчука [22]. Потужність, яка генерується ключовим елементом на усіх гармоніках, залежить (утворюється лише при наявності) від стрибків струму та/або напруги на ключі. При реалізації режиму роботи без стрибків струму та напруги (режим класу  $E_M$  [6])

$$\sum_{m=1}^{\infty} m^2 P_m = 0. \quad (1.9)$$

Тобто з роботи Пантелла [20] виходить результат Теледжи, Молнара и Сокала [6], де вираз (1.9) трактується як нове загальне рівняння для ПП, що містять лінійні або нелінійні кола, якими управляє ідеальний ключ та які працюють у режимі без втрат з гладкими формами напруги і/або струму. «І» – у випадку нелінійного кола, а також лінійного з наявністю інжекції гармонік, «або» – якщо коло лінійне.

Роботи Молнара та Казимірчука [21, 22], які присвячені розгляду роботи ідеального ключового підсилювача у часовій області, показали, що 100 % ККД можна отримати тільки за умови виконання відповідних умов:

- наявності стрибка (розриву першого роду) у часових формах залежності струму та напруги на активному елементі;
- наявності форм струму і напруги на активному елементі, які більше нуля, примикають, але не перекриваються;
- відсутності розсіювання енергії на частотах вищих гармонік, які обов'язково повинні бути присутніми у струмі і/або напрузі на активному елементі внаслідок умови 1.

Слідуючи роботі [23] при отриманні ККД, який дорівнює 100 %, у полігармонічних підсилювачах повинна виконуватися умова, схожа з (1.8), записана у вигляді

$$\sum_{n=2}^{\infty} V_n I_n \cos(\varphi_n - \psi_n) = 0, \quad (1.10)$$

де  $\varphi_n$  і  $\psi_n$  – фази напруги та струму  $n$  – гармоніки. Рівняння (1.10) виконується в чотирьох випадках ( $n \geq 2$ ):

- а) усі  $V_n = 0$  і  $I_n = 0$ ,
- б) не всі  $I_n = 0$ , але всі  $V_n = 0$ , або навпаки,
- в) або  $V_n = 0$ , або  $I_n = 0$ ,
- г)  $\cos(\varphi_n - \psi_n) = 0$ .

Рівняння а) суперечить припущенню ідеального ключа і умові отримання 100 % ККД та відноситься до класу А з його 50 % ККД.

Рівняння б) відповідає прямим та інверсним АВ, В і С. ККД прагне до 100 % при прагненні числа гармонік струму до нескінченності, але вихідна потужність прагне до нуля внаслідок порушення умови 2.

Третє рівняння в) відповідає класам F та F інверсний. Згідно з роботами [2–5, 9] підсилювачі сімейства класу F можна трактувати як такі, в яких виконується умова існування парних гармонік у струмі та непарних у напрузі. В інверсному класі F склад гармонік змінюється, у струмі присутні непарні гармоніки, а в навантаженні – парні. Виконання цих умов вже повною мірою відповідає відсутності перекриття форм струму та напруги, а також наявності стрибка струму, або напруги.

Вже досліджено класи підсилення, в яких виконуються умови в) на одних гармоніках, і умови г) – на інших. Це класи E/F и DE [2, 4, 5, 9].

Якщо обмежитися частковим виконанням умов отримання високого ККД, то можна ввести інші класи підсилення, наприклад на основі класу В було введено [24] і багато дослідників вивчають клас J, який хоч і не має поки чіткого визначення, але маючи відносно просту структуру вихідної узгоджувальної ланки демонструє високі показники ККД та потенційно широку смугу робочих частот [25].

У зв'язку з цим можна визначити (та ввести поняття сімейства) класи сімейства F (класи F, F інверсний ( $F^{-1}$  або  $F_{inv}$ ), АВ/F, D, D інверсний) як підсилювачів, у яких прагнуть отримати симетричні форми струмів та напруги на активних елементах, а класи сімейства E (класи E, E інверсний, класи E/F і EF) – як підсилювачі, в яких умови мінімізації втрат виходять при несиметричних відносно центру інтервалу «ввімкнено» («вимкнено» для інверсних класів) формах струму та напруги. Таким чином задля отримання високого ККД потрібно забезпечити виконання умов (1.10) на максимально великій кількості гармонік. Тобто потрібно управляти (маніпулювати) певною кількістю гармонік струму та напруги активного елементу [17].

За існуючими традиціями найбільш розповсюдженими є три принципи класифікації підсилювачів потужності: за кутом відсічки

(кутом протікання струму); за режимом роботи активного елементу – генератор струму або ключ; за кількістю гармонік, якими можна управляти у вихідних колах підсилювача (тобто які присутні у струмі та в напрузі на активному елементі). Врахування цих ознак дозволяє конкретно назвати той чи інший клас роботи підсилювача.

Класифікація за кутом відсічки не повністю відповідає сучасному визначенню (поняттю) класів роботи транзисторних ПП. Підсилювачі класів E та F можуть мати кут відсічки, який відрізняється від  $90^\circ$  [2, 26].

Задля отримання 100 % ККД потрібно усунути втрати енергії у підсилювачі. Якщо знехтувати втратами в еквівалентних активних опорах схеми та потужністю управління транзистором, то залишаються втрати в транзисторі при його роботі в активному режимі та комутаційні втрати.

Втрати в активному елементі (АЕ) відбуваються, коли одночасно на ньому присутня напруга та скрізь нього протікає струм. Комутаційні втрати – процес розсіювання енергії, що запасається у реактивних елементах, які під'єднанні до ключа – у паралельній ємності та у послідовній індуктивності, ці втрати відбуваються при перемиканні активного елемента і навіть ідеального ключа. З точки зору принципу роботи підсилювача ці два випадки (паралельна ємність та послідовна індуктивність) є дуальними, тобто такими, що перетворюються один в інший при зміні форм струму на форми напруги та навпаки [2–5, 15, 27].

Усунення втрат за рахунок розсіювання енергії в активному елементі можна досягти виконанням умови 2, створивши на ньому такі форми напруги та струму, при яких інтеграл від добутку напруги на струм за період сигналу дорівнюватиме нулю. Це еквівалентно умові ортогональності системи функцій, що презентують вищі гармоніки, тобто у випадку їх розкладання в ряд Фур'є за тригонометричними функціями, вони повинні мати кут  $90^\circ$  між однаковими гармоніками струму та напруги, або бути присутніми чи в струмі, чи в напрузі [1–4]. Такі підсилювачі (режими роботи) запропоновано називати в [23] *поліреактивними* підсилювачами, підкреслюючи той факт, що на реактивному навантаженні не відбувається розсіювання енергії. Інше визначення – *полірезонансні* підсилювачі, тому що при резонансі не відбувається обміну енергії із зовнішніми джерелами, а спостерігається перетворення енергії з

електричного поля в магнітне та навпаки. Тобто енергія гармонік не розсіюється, але бере участь у створенні потрібних форм струму та напруги на активному елементі.

Усунути комутаційні втрати можливо шляхом запобігання замкнення ключем вихідної ємності при наявності на ній заряду і розмикання ключа в момент протікання струму скрізь послідовно підключену індуктивність. Тобто форми напруги та струму не повинні перекриватися (усунення першого чинника втрат) і в момент перемикавання ключа не повинно бути напруги на активному елементі і струму скрізь нього (усунення другого чинника втрат). Відсутність напруги в момент замикавання ключа (переходу транзистора зі стану відсічки до активного режиму) має назву «умова перемикавання при нульовій напрузі (ПНН – ZVS – zero voltage switch)». Відповідно відсутність струму в момент розмикання ключа (переходу транзистора з активного режиму у режим відсічки) – умова ПНС (перемикавання при нульовому струмі). Ці умови потрібно відрізнити від терміну, якій введено у ряді робіт, «перемикавання при нульових напрузі і струмі» (ПННС), який характеризує в режимі класу E виконання двох умов: рівність нулю напруги на стоці і рівність нулю похідної напруги на стоці у мить замикавання ключу ( $\partial v/\partial t = 0$ ), що відповідає відсутності струму через ємність, яка шунтує ключ.

Таким чином, реалізувати роботу активного елементу в режимі з максимально високим ККД без стрибків струму або напруги неможливо, якщо немає інжекції потужності на гармоніках і вихідні кола не містять нелінійних елементів [6]. У роботі [6] як раз було введено режим робіт з інжекцією вищих гармонік, який назвали класом  $E_M$  – спочатку на знак того, що такий режим найбільш корисний у мікрохвильовому діапазоні, а потім було запропоновано назвати його на честь Бели Молнара, автора робіт [6, 21]. Клас  $E_M$  характеризується одночасним виконанням умов ПНН та ПНС, що досягнуто завдяки інжекції потужності на частоті однієї з вищих гармонік (кращий результат отримано на другій гармоніці). Разом з тим, цей та подібні класи роботи підсилювачів потужності знаходяться зовні класифікації традиційних схем підсилювачів і тому їх природньо віднести до підсилювачів другого типу – просторово-розвиненим підсилювачам. Клас  $E_M$  є підвидом підсилювачів з інжекцією гармонік і при наближенні до ідеалу стає схожим на параметричні підсилювачі. Детальніше клас  $E_M$  розглядається в розділі 7.



## 1.2. Класифікація ПП на основі спектрального зображення

Пропонується не змінювати назви канонічних підсилювачів, таких, що є загальноновизнаними.

Оскільки неможлива точна реалізація ані ключового режиму роботи АЕ, ані режиму генератора струму, то в основі класифікації зосереджених ПП пропонується використовувати назву найбільш близького класу по принципу підвищення ККД – чи з сімейства класу Е, чи з сімейства класу F. Тобто по типу реактивного навантаження, яке використано на гармоніках: коротке замикання, холостий хід, або чисто реактивне [23].

Основу класифікації складає кількість гармонік, на яких здійснюється управління підсилювачем. Підсилювачі, в яких кількість гармонік, якими управляють, прагне до нескінченності і на всіх виконуються умови якогось класу, логічно називати підсилювачами відповідного класу. Підсилювачі з обмеженим набором гармонік, якими управляють (до таких в першу чергу відносять підсилювачі НВЧ діапазону, тому що в них вихідна ємність АЕ, навіть кристалу транзистора, створює фіксований імпеданс на вищих гармоніках), можливо називати відповідним класом, вказуючи кількість гармонік, по яких виконується маніпуляція (управління). Внаслідок обмеженої кількості гармонік (які мають потрібні амплітуди та фази) у струмі та напрузі активного елементу форми цих сигналів для різних класів схожі між собою, і питання реалізації режиму приводиться не стільки до отримання ідеальних форм, скільки до отримання оптимальних амплітудних та фазових співвідношень між гармоніками.

Потрібно розуміти, що нелінійні властивості генератора (ключа) створюють весь спектр гармонік, і коли говориться про обмежену кількість гармонік, то мова зазвичай йде про те, що, починаючи з якоїсь енергії, ми нехтуємо цими гармоніками. І друге зауваження – коли кажемо про гармоніки, на яких здійснюється управління, то треба пам'ятати, що на вищих гармоніках вихідна ємність транзистора створює умови, схожі з умовами малого ємнісного (реактивного) опору, що можна трактувати або як коротке замикання, або як умови класу Е.

Назву класу відповідно визначають за домінуючим принципом підвищення ККД з визначенням кількості гармонік, по яких виконуються умови мінімізації втрат енергії в ПП. Наприклад, клас  $B_{2-4}$  для одноктного високочастотного ПП може визначати роботу при куті відсічки  $90^\circ$  і забезпеченні навантажувального імпедансу, що дорівнює нулю, на частотах 2, 3 та 4 гармонік вхідної частоти. Навантажувальний імпеданс на основній частоті розраховується виходячи з необхідних співвідношень між першими гармоніками напруги та струму при заданій вихідній потужності, напрузі живлення і класу роботи [2–4, 7, 8].

Кількість гармонік, які навантажені на реактивний опір, визначає максимальний ККД, який може досягти підсилювач, при цьому правильним буде враховувати гармоніки, які навантажені на вихідну смінь транзистора. Тому різні класи, але які маніпулюють однаковою кількістю гармонік, мають однаковий граничний ККД при використанні ідеального ключу [17] (невелика різниця, що отримана при аналітичному рішенні, показана у роботі [28]).

Навіть при однаковому відношенні перших гармонік напруги і струму на активному елементі, при різних формах напруги і струму на них можна отримати різні значення ККД і вихідної потужності ПП. Пов'язано це з тим, що вихідна потужність пропорційна середньому (постійному) струму транзистора, в той час, як втрати пропорційні середньоквадратичному струму скрізь активний прилад.

Роботи за тематикою підсилювачів з високим ККД пропонують детальну методику класифікації підсилювачів за їх принципом роботи, не обмежуючи можливості вдосконалення режимів роботи та конструкцій ПП [7, 8]. Неточна, або така, що не має довірливої загальності, термінологія, введена у ряді оригінальних публікацій, спонукає наукову спільноту до дискусії, і корекція термінології відбувається досить швидко. Форсована зміна термінології [5] може зашкодити опануванню цієї проблематики дослідниками та інженерами.

Класифікація за кількістю та способом використання вищих гармонік сигналу не заперечує використання для аналізу та розробки ПП форм напруги та струму на АЕ. За цими формами можливо визначити місце кожного конкретного режиму в системі класифікації незважаючи на можливі відмінності у побудові схеми – одноктна

чи двотактна, з паралельним або послідовним включенням основних реактивних елементів, що формують спектральний або часовий відгук вихідного кола.

Класифікація підсилювачів за формами сигналів на АЕ розглядається у [1–8]. Такий підхід безумовно виправданий і має право розвиватися, оскільки дає важливу картину фізичних процесів у підсилювачах з високим ККД, особливо на відносно низьких частотах та у двотактних схемах. Але якщо і матимемо можливість спостерігати форми сигналів на високих частотах, вони стають мало інформативними внаслідок впливу внутрішніх елементів корпусу транзистора та зміни сигналів під дією вимірювача форми сигналів.

Прикладом врахування спектрального складу гармонік разом з визначеними умовами зміщення та значенням навантажувального імпедансу є визначення класу АВ/Е [29]. Ця назва виправдана точним описом роботи підсилювача та отриманими перевагами – підвищенням лінійності підсилювача.

Про можливість розширення класифікації підсилювачів свідчить визначення режиму класу N (від англійського negative). У якому для отримання високого ККД в підсилювачі на біполярному транзисторі використовується накопичення енергії на внутрішніх нелінійних ємностях транзистора – база-емітер та база-колектор [10]. Схожий механізм діє і в підсилювачах класу Е, де ємність є зовнішньою. За рахунок перезаряду ємності забезпечується протікання струму в негативному напрямі при позитивному направленні потенціалу, що зменшує потужність, яка розсіюється під час активного стану транзистора.

Незважаючи на обмежену кількість гармонік, на яких у НВЧ діапазоні розробник спроможний управляти навантажувальним імпедансом, це не означає, що кількість гармонік, які приймають участь у формуванні струму та напруги, обмежена цим числом. Робота підсилювача з відсічкою струму створює гармоніки з досить великими номерами, які приймають участь у процесі перетворення енергії. У НВЧ діапазоні вихідна ємність самої транзисторної структури створює для вищих гармонік реактивний навантажувальний опір, тим самим зменшуючи втрати в транзисторі. Таким чином у НВЧ діапазоні на вищих гармоніках як би автоматично створюються умови, подібні класам Е та F, тобто ємнісне навантаження, спів-

розмірне з навантажувальним імпедансом, та коротке замикання на вищих гармоніках. Спотворити цю ідеальну картину може паразитний активний опір, що розташований послідовно з внутрішньою (вихідною) ємністю транзистора.

На рис. 1.2 на площині складових струму і напруги активного елементу демонструються класи підсилення. На координатних осях відкладаються вищі гармоніки, на горизонтальній осі – парні та непарні складові струму, на вертикальній осі – парні та непарні компоненти напруги. Точка у центрі визначає клас А, у якому в струмі та напрузі присутні тільки перші гармоніки струму та напруги. Стрілка, що проведена уздовж горизонтальної осі, показує наявність у струмі відповідних складових при існуванні тільки одної (першої) гармоніки напруги. Такі умови характерні для класу В – у струмі присутні тільки парні гармоніки (стрілка від центра направо). Клас С (чийм окремим випадком є клас В) характеризується наявністю як парних, так і непарних гармонік, якщо кут відсічки прагне до нуля, кількість гармонік та їх амплітуди стають рівними, що відображає пунктирна лінія через діаграму.

Аналогічно відображаються класи D та DI. Символ I визначає інверсний клас – клас, у якому спектральні складові струму та напруги вищих гармонік обмінюються місцями. При цьому змінюється навантажувальний імпеданс на основній частоті. У спектрі струму узгоджуючого кола підсилювача класу D присутня тільки перша гармоніка, але у спектрі струму активного елементу присутні ті ж гармоніки, що і у спектрі струму підсилювача класу F, де у наявності перша та всі парні гармоніки струму. Тож клас D (DI) може бути представлено як двотактний клас F (FI) [16], що показано стрілочками на рис. 1.2.

Класи F та FI містять парні гармоніки в струмі та непарні гармоніки в напрузі (F) і навпаки (FI). Відмінності виникають при відображенні класу F зі зменшеним кутом відсічки [26], коли виникають усі гармоніки в струмі та в напрузі. При цьому отримання виграшу в ККД або коефіцієнті використання транзистора можливо при деяких значеннях кутів відсічки, коли відсутні визначенні гармоніки струму і можливо використовувати відповідні гармоніки напруги для формування часової залежності струму і напруги на активному елементі.

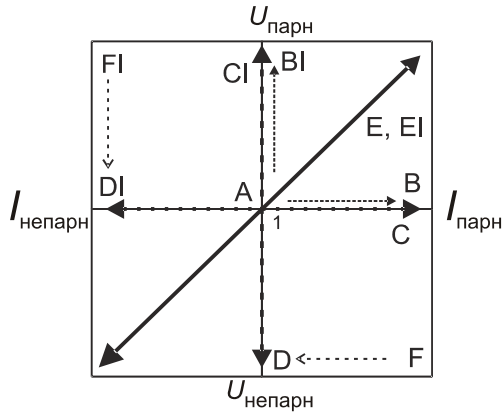


Рис. 1.2. Класи підсилення

У практичному сенсі ці режими найбільш близькі бігармонічним режимам – клас С з додаванням гармоніки напруги, яка дорівнює нулю у струмі [30]. На рис. 1.2 це показано стрілочкою, яка направлена у бік відповідної складової напруги. При цьому з'являється невизначеність класу роботи. Для усунення цієї невизначеності пропонується ввести третій вимір – номер гармоніки (рис. 1.3). Тоді з'являється можливість відобразити спектральний склад відповідного класу.

Клас Е характеризується наявністю всіх складових струму і напруги, але між ними забезпечується зсув фаз  $90^\circ$ , тому енергія на цих гармоніках не розсіюється. На рис. 1.2 це відображено двонаправленою стрілочкою, яка розміщена по діагоналі між струмами та напругами з однаковими номерами, що визначає їх ортогональність. При цьому класи Е та ЕІ будуть показані в одній області, хоча у класі Е струм випереджає напругу (еміснє навантаження), а в ЕІ відстає (індуктивне навантаження) [8, 16].

Клас Е/Ф у таких координатах (рис. 1.3) буде показано як послідовність векторів, визначаючих наявність і фазовий зсув відповідних гармонік струму та напруги, ці вектори підіймаються від першої гармоніки до нескінченності. Природно, що внесок наступних гармонік буде немонотонно спадати [9], але їх присутність є принципово важливою для отримання максимального ККД.

Класи, які характеризуються властивостями класу F, (на частоті гармоніки не дорівнюють нулю або струм, або напруга) і класу E (струм і напруга на частоті гармоніки зсунуті на кут  $90^\circ$ ), відображаються на рис. 1.3 набором векторів, визначаючих наявність гармонік струму і/або напруги та фазових кутів між ними. Наприклад, клас  $E/F_{2,3}$  має тільки гармоніку напруги на подвійній частоті та тільки струм на частоті третьої гармоніки (відповідно класу FI), на основній частоті імпеданс вибирається за умови отримання властивостей ПНН. На вищих гармоніках (починаючи з четвертої) присутні складові струму та напруги, які зсунуті на  $90^\circ$  внаслідок впливу ємності, що паралельна ключу.

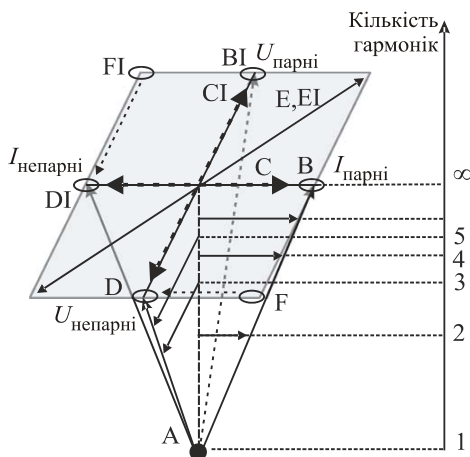


Рис. 1.3. Класи підсилення з урахуванням числа гармонік

Відмінності класів E, E/F та EF показані, наприклад, у роботах [9, 31], використання цих класів дозволяє підвищити вихідну потужність при максимально високому ККД.

### 1.3. Просторово-розвинені підсилювачі

На рис. 1.4 показано схему канонічного підсилювача потужності.

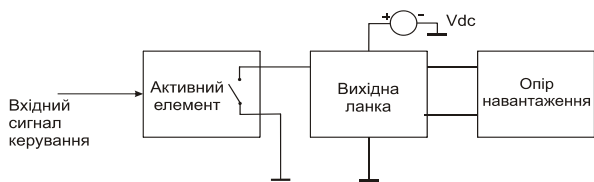


Рис. 1.4. Схема підсилювача першого виду

На рис. 1.5 представлено схему підсилювача другого виду – просторово-розвиненого підсилювача.

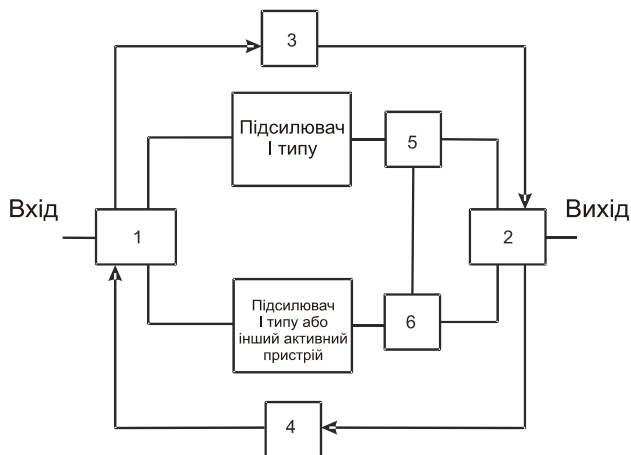


Рис. 1.5. Схема підсилювача другого типу

На рис. 1.5 цифрами 1 і 2 позначено схеми подільників/суматорів потужності (можливо активних), 3 і 4, відповідно, кола зв'язку уперед і кола зворотного зв'язку, 5 і 6 – залежні від частоти відгалужувачі. У залежності від виконання елементів підсилювача ця схема може відповідати підсилювачам класів  $E_M$ , Догерті, підсилювачам зі взаємодією на гармоніках та багатьом іншим.

Класифікація просторово-розвинених підсилювачів ще не проводилась, можна тільки навести перелік груп, на які вони можуть бути розподілені. Всі ці підсилювачі у якості складових частин можуть містити ПП першого виду. Перерахуємо запропоновані групи

класифікації просторово-розвинених ПП. Наведено не всі приклади у кожній групі.

Підсилювачі з модуляцією навантаження – підсилювачі Догерті [3], балансні підсилювачі з модуляцією навантаження [32].

Дефазовані підсилювачі – підсилювачі за схемою Шірекса [3].

Підсилювачі з модуляцією характеристик – підсилювачі за схемою Кана, підсилювачі з широтно-імпульсною модуляцією [3].

Підсилювач з нелінійними елементами у зовнішніх колах, наприклад у вихідному [6, 33].

Підсилювачі з інжекцією гармонік – наприклад класу  $E_m$  [6].

Підсилювачі з динамічною модуляцією навантаження шляхом переналаштування вихідного кола [34].

Підсилювачі з сумуванням потужності та неідентичними каскадами – підсилювачі з розподіленим підсиленням, підсилювачі біжучої хвилі, підсилювачі за схемою HRA – harmonic reaction amplifier (підсилювачі зі взаємодією на гармоніках), підсилювачі за розширеною резонансною методикою [4, 35–37].

Підсилювачі з реактивними навантаженнями – інтегровані з антенами, з п'єзоелектричними трансформаторами [4, 38].

Підсилювачі з активними зв'язками – підсилювачі зі зв'язком уперед, з пристроями попередніх переключень, з цифровою корекцією характеристик. Останнє рішення відкриває нові можливості перед розробниками систем з рекордними характеристиками [39, 40].

Підсилювачі з електронною перебудовою кіл для роботи з високим ККД при зміні робочої частоти [41].

Можна побачити, що деякі схеми можуть потрапити у різні групи класифікації, а застосування морфологічного аналізу дозволить створити схеми підсилення, що матимуть нові набори властивостей.

#### **1.4. Висновки**

На основі розгляду загальних властивостей підсилювачів з високим ККД зроблено висновок про доцільність використання в основі їх класифікації спектрального складу гармонік струму та напруги на активному елементі. Запропоновано графічну схему класифікації



підсилювачів потужності, яка заснована на наявності тих чи інших гармонік струму і напруги на активному елементі та фазових співвідношень між ними. Пропонується для побудови системи класифікації існуючих та нових ПП використовувати поняття двох видів каскадів підсилення – зосереджених та просторово-розвинених.

У наступних розділах деякі підсилювачі будуть розглянуті детальніше.

## **1.5. Контрольні запитання**

1. Чим відрізняються підсилювачі сигналу та підсилювачі потужності?
2. Класифікація яких підсилювачів розглядається у цьому посібнику?
3. По яким властивостям відрізняють класи підсилювачів потужності?
4. Яку користь приносить введення нових класів підсилення?
5. Чому викликає зацікавленість ключовий режим роботи активного елемента та підсилювача в цілому?
6. Який підхід опису роботи підсилювачу вам більш до вподоби – у часовому або у частотному просторі і чому?
7. Чи є багатокаскадний підсилювач просторово-розвиненим?
8. Які риси притаманні просторово-розвиненим підсилювачам?
9. Які основні характеристики підсилювачів потужності?

## ПІДСИЛЮВАЧІ З ВИСОКИМ ККД

Для кращого розуміння матеріалу посібника наведемо стислі відомості про методи побудови підсилювачів з високим ККД, на які є багато посилань у тексті. На сьогодні існує багато відмінних підручників та монографій про підсилювачі з високим ККД [2–4, 7, 8]. На жаль, переважна більшість цієї літератури видана англійською мовою, що разом з вартістю книжок стає на перешкоді ознайомлення з ними.

Головні причини зниження ККД вже згадувалися у першому розділі, їх можна проілюструвати (рис. 2.1). Пунктирна лінія від максимального струму (точка перегину («коліна»)) до максимальної напруги позначає так зване «узгодження за максимальною вихідною потужністю». Крапки позначають робочі точки класів А, АВ, В і С – показники напруги і струму на приборі при відсутності вхідного сигналу, у випадку класу С це віртуальний стан. Добуток  $I_{\max} V_{\max}$  показує потенційно можливу вихідну потужність, з урахуванням наявності опору транзистора у відкритому стані і мінімальної напруги при протіканні струму вихідна потужність зменшується на відповідну величину. Якщо транзистор перебуває в активному стані, то на ньому розсіюється потужність, яка дорівнює добутку миттєвого струму через транзистор на миттєву напругу на транзисторі, ця потужність показана залитим трикутником. Тому теоретичний ККД класу А не може бути більше 50 %. У класах АВ, В і С частину періоду транзистор перебуває у стані відсічки, тому там ККД може бути більше.

### 2.1. Підсилювачі класу Е

Підсилювач класу Е – це ключовий підсилювач з резонансною вихідною ланкою, у якому усуваються комутаційні втрати енергії, що накопичується у шунтуючій ємності, та які настають у мить за-

микання ключа. У розділі 1.2 вказувалося на важливіші риси такого підсилювача – виконання умов ПНН (перемикання при нульовій напрузі) та ПНС (перемикання при нульовому струмі), їх виконання зменшує до нуля енергію, яка розсіюється (перетворюється на тепло) під час розряду замкненого конденсатора та у мить розмикання індуктивності, скрізь яку протікає струм. Зазвичай розглядається схема з ємністю, що шунтує, і для неї має виконуватися умова ПНН (рис. 2.2.). Видно, що перед замиканням ключа, напруга на ньому дорівнює нулю, і похідна  $dv/dt$  також дорівнює нулю.

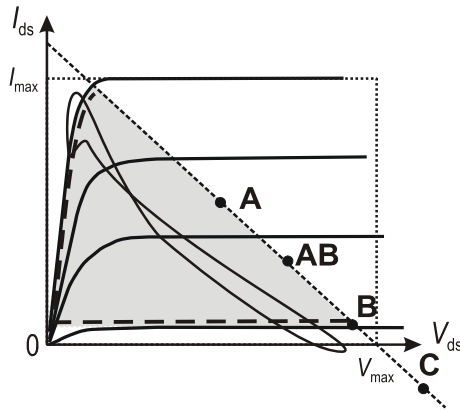


Рис. 2.1. Вихідні характеристики реального транзистора та робочі точки класів А–С, і навантажувальні лінії ідеальних та реальних НВЧ підсилювачів з високим ККД

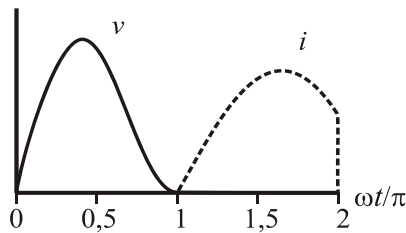


Рис. 2.2. Ідеалізовані форми напруги та струму активного елемента підсилювача класу В

Існує багато різновидів підсилювачів класу E, але виконання цих умов є загальною відзнакою підсилювачів цього класу. Найбільш уживана конструкція ПП класу E – це підсилювач з шунтуючою ємністю та послідовним коливальним контуром, канонічна схема якого зображена на рис. 2.3.

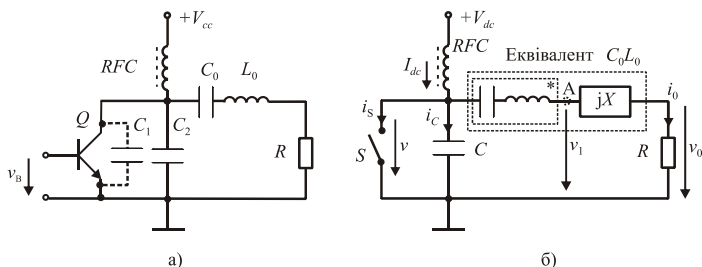


Рис. 2.3. Схема підсилювача класу E з шунтуючою ємністю та послідовним коливальним контуром (а) та його еквівалентна схема (б)

Наявність додаткової реактивності  $X$  створює умови для одержання форм рис. 2.2 та отримання високого ККД. Перевагою підсилювачів класу E є те, що для більшості їх різновидів існують аналітичні вирази, за якими можна розрахувати параметри цих пристроїв. Наприклад для конструкції рис. 2.3 розрахунок підсилювача можна спростити до

$$P_{out} = P_{dc} = 0,5768 \frac{V_{dc}^2}{R},$$

$$R = \frac{0,1836}{\omega C},$$

$$X = R \tan \psi \approx 1,1525 R.$$

Звісно, тут не враховані втрати в елементах та інші ефекти другого порядку малості. Також треба мати на увазі максимальні значення струму через активний елемент, та максимальну напругу, яку він може витримати

$$I_{max} \approx 1,651 \frac{V_{dc}}{R},$$

$$V_{max} \approx 3,562 V_{dc}.$$

Практичні обмеження колекторного ККД в підсилювачах класу Е виникають внаслідок наявності опору ключа (транзистора) у відкритому стані  $r_{ON}$  та втрат в елементах послідовного коливального контуру і ВЧ дроселя, а також внаслідок кінцевого часу перемикання транзистора [1–4].

## 2.2. Підсилювачі класу F

Робота ПП з високим ККД може бути реалізована у разі використання бігармонічного або полігармонічного режимів, у яких додаткові контури, налаштовані на одну, або декілька непарних гармонік, додаються у вихідне коло. Нескінченна кількість коливальних контурів (ідеальних) на непарні гармоніки створює ідеальний режим класу F, у якому напруга має форму меандру, а струм – форму напівсинусоїди на вихідному затискачі активного елементу. Аналізуючи ПП класу F у частотній області, навантажувальні імпеданси на основній частоті і гармоніках оптимізують шляхом навантаження на коротке замикання та холостий хід, щоб управляти формами напруги та струму для отримання максимального ККД [8].

### 2.2.1. Бігармонічний режим

У режимі класу В максимальний колекторний ККД складає тільки 78,5 %, якому відповідає синусоїдальна напруга на колекторі та напівсинусоїдальний струм. У реальному проектуванні ПП, особливо на високій частоті та за низької напруги живлення, ККД істотно деградує. Тому деякі розробки, які вирішували проблеми підвищення ККД, були опубліковані багато років тому, і були присвячені ще електровакуумним ПП і були засновані на налаштуванні гармонік на аноді активного приладу (лампи). Щоб зрозуміти базовий підхід, розглянемо внесок кожної гармоніки в ідеальні прямокутні (меандр) та напівсинусоїдальні форми. В цьому випадку буде корисно розрахувати часткову суму ряду Фур'є струму  $i(\omega t)$  та напруги  $v(\omega t)$  у нормованих значеннях.

$$\frac{i(\omega t)}{I_0} = 1 - \frac{\pi}{2} \sin \omega t - 2 \sum_{n=2,4,6,\dots}^N \frac{\cos n\omega t}{n^2 - 1} \quad (2.1)$$

$$\frac{v(\omega t)}{V_0} = 1 + \frac{4}{\pi} \sin \omega t + \frac{4}{\pi} \sum_{n=3,5,7,\dots}^N \frac{\sin n\omega t}{n} \quad (2.2)$$

де  $I_0$  і  $V_0$  – постійні струм та напруга, відповідно.

Рис. 2.4 представляє форми напруги та струму, які значно змінюються при додаванні навіть однієї додаткової гармоніки у відповідній фазі. Наприклад, за умови, що основна та третя гармоніки будуть синфазні при  $\omega t = 0$  можливо отримати згладжування форми напруги за рахунок зниження верхівки. Як видно з рис. 2.4а, відповідне відношення амплітуд може забезпечити згладжування напруги з мінімальним спотворенням (провалом) верхівки і максимальною різницею між піковою напругою та амплітудою першої гармоніки. Аналогічно, якщо скомбінувати основну та другу гармоніку так, що вони будуть протифазні при  $\omega t = 0$ , можливо вирівняти струм у точці максимуму напруги та сформуванати максимум струму поблизу мінімуму напруги (рис. 2.4б). Оптимальне відношення між амплітудами першої та другої гармонік струму може максимізувати пікове значення форми струму разом з мінімізацією рівня, який обумовлено опором насичення транзистора у практичних схемах ПП. Тому втрати потужності внаслідок наявності активного опору пристрою можна мінімізувати, тому що результат інтегрування по періоду за умови мінімуму напруги навіть при відповідному максимумі струму буде малий, у порівнянні з потужністю, що віддається у навантаження. Взагалі, такого ж результату можна очікувати при додаванні другої гармоніки напруги у хвилю напруги і третьої гармоніки у хвилю струму у режимі інверсного класу F.

В ідеальному випадку напівсинусоїдальна форма не містить третьої гармоніки струму що виходить з Фур'є аналізу. Але аналіз по навантажувальній кривій класу В у разі синусоїдальної форми вихідної напруги при наближенні до області насичення та при роботі транзистора у режимах відсічки, активній та області насичення протягом одного періоду коливач, показує, що робота у режимі насичення характеризується сплюсненням вихідної напруги, як по-

казано на рис. 2.4. З Фур'є аналізу форм струму витікає, що вона містить третю гармоніку, яка зсунута на  $180^\circ$  відносно фундаментальної складової у точці симетрії  $\omega t = \pi/2$ . Тому, якщо додати резонансний контур, налаштований на третю гармоніку та включений у колекторну ланку, то в режимі насичення напруга знижується за рахунок протилежної фази, подібно до простого пониження, як показано на рис. 2.4а потовщеною лінією. Отже, за умови збільшення амплітуди на основній частоті і вихідна потужність і ККД можуть зрости для тієї ж самої вхідної потужності. Підвищення ККД можна пояснити тим, що напруга або струм на основній частоті на частині періоду мають від'ємне значення, що відповідає негативній потужності, як інтегралу від добутку миттєвих значень струму та напруги на основній частоті. Це дозволяє частково компенсувати втрати потужності на активному елементі за рахунок реактивної потужності, накопиченої у резонаторі (коливальному контурі) на частоті гармоніки.

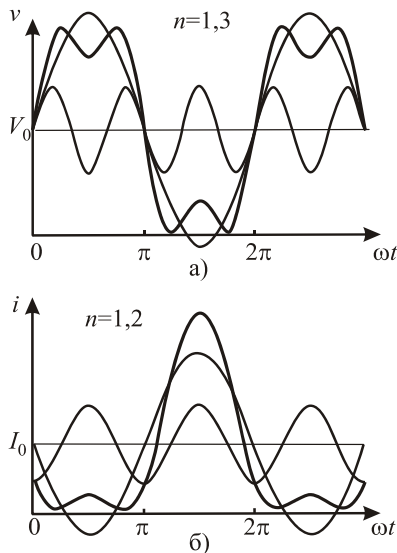


Рис. 2.4. Форми напруги (а) та струму (б) при додаванні гармонік

Додаючи одну чи кілька складових на частотах вищих гармонік, можливо і далі поліпшувати форми струму та напруги. На

рис. 2.5а показано зміну форми напруги з додаванням третьої і п'ятої гармонік, яка наближається до ідеальної прямокутної форми. На рис. 2.5б показано форму струму з додаванням другої та четвертої гармонік, які наближають форму до ідеальної напівсинусоїди.

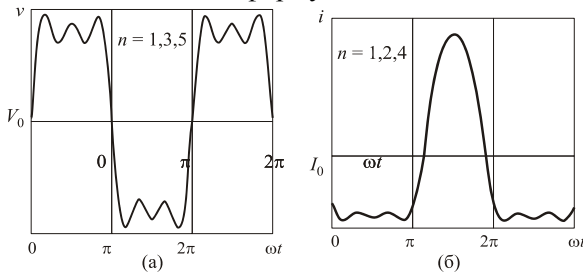


Рис. 2.5. Формування напруги (а) та струму (б) у разі додавання вищих гармонік

Можливість підвищення ККД наближенням форми колекторної напруги до прямокутної форми та мінімізацією напруги насичення у порівнянні з напругою живлення на половині інтервалу  $0 < \omega t \leq 2\pi$  була відкрита давно<sup>1</sup>. Ефект включення паралельного резонансного контуру, налаштованого на третю гармоніку, який було включено послідовно з анодом лампи, як показано на рис. 2.6, описано та проаналізовано у<sup>2</sup>. Було показано, що симетричні форми анодної напруги та значне її зниження можна було отримати при протифазних співвідношеннях між основною та третьою гармоніками і оптимальним відношенням їх амплітуд. Також зазначалося що висока робоча частота може бути отримана навіть тоді, коли імпеданс паралельного кола третьої гармоніки дорівнює або злегка більше ніж імпеданс коливального контуру на основній частоті. На

<sup>1</sup>Latour M, Chireix H. The efficiency of three-electrode tubes used for the production of continuous waves in radio telegraphy, that is, for the conversion of direct current into alternating current. Proc. IRE. September 1923; 11: 551–558.

<sup>2</sup>Prince DC. Vacuum tubes as power oscillators, part III. Proc. IRE. September 1923; 11: 527–550. Shelleng JC. Amplifying system. U.S. Patent 1,484,967, February 1924.



додаток, у різних застосуваннях це може поліпшити модуляційні якості ПП за використанні як сіткової, так і анодної модуляції.

Якщо і далі навантажувати активний елемент нескінченним навантаженням на непарних гармоніках при зберіганні нульового навантаження парних гармоніках, то можна прийти до ідеальних форм струму і напруги підсилювача класу F (рис. 2.7). Якщо поміняти місцями форми напруги та струму, то отримаємо концептуальні форми інверсного класу F ( $F^{-1}$ ). Але, і досі теорія та практичні реалізації класу F мають проблеми з реалізацією управління на кінцевій кількості гармонік – по-перше, це складність виконання пасивної навантажувальної ланки, а по-друге, це нелінійні властивості транзистора. Все це робить актуальним дослідження теорії підсилювачів класу F.

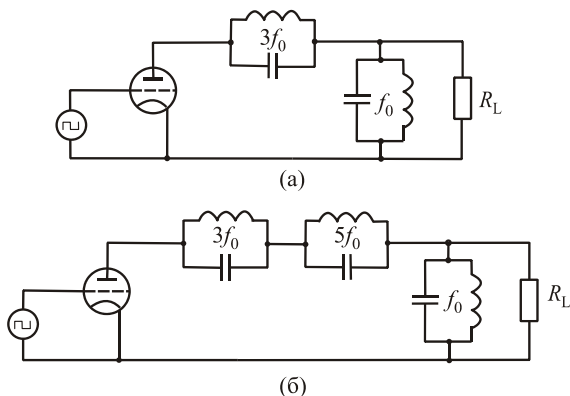


Рис. 2.6. Бігармонічний та полігармонічний ПП з резонаторами на непарні гармоніки

### 2.3. Висновки

Подані положення початкового рівня допоможуть конкретизувати положення розділу 1 та краще зрозуміти роботу просторово-розвинених підсилювачів ВЧ та НВЧ, які можуть мати у своєму складі підсилювачі сімейств класу E чи класу F, або їх комбінацій. Це зустрічається найчастіше, коли мова йде про підсилювач з високим ККД. До того ж, якщо розробник має досвід побудови підси-

лювачів цих двох класів, то оволодіти принципами роботи інших вже значно простіше.

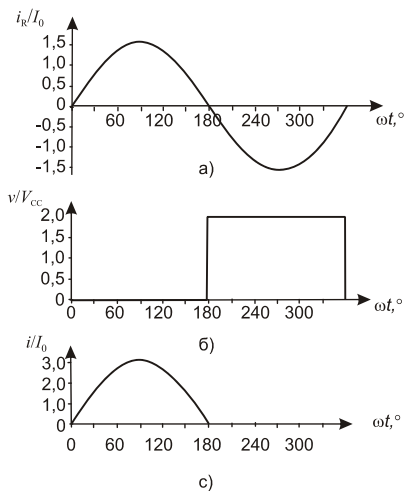


Рис. 2.7. Ідеальні форми підсилювача класу F

## 2.4. Контрольні запитання

1. Як реалізуються умови отримання високого ККД у підсилювачах класу E та F?
2. Які підсилювачі називаються полігармонічними?
3. Яку основну фізичну властивість мають класи E та F?
4. Чому навіть ідеальні структури без активного опору не можуть мати 100 % ККД, якщо не виконувати умови класів E та F?
5. Чи є сенс у ствердженні, що при наближенні до 100 % ККД класи E та F стають однаковими?
6. Чому при роботі на низьких частотах класами E та F не особливо цікавляться?
7. Якщо для класу E потрібен ідеальний ключ, то які характеристики повинен мати транзистор у цьому класі?
8. У чому основна проблема ідеального класу F?

## ПІДСИЛЮВАЧІ ДОГЕРТІ

Підсилення потужності у випадку амплітудно-модульованого сигналу має дві невід'ємні проблеми. По-перше, це наявність змінної обвідної, яка буде спотворюватися у деякій мірі, якщо підсилювач використовується біля його номінального (максимального) вихідного рівня. По-друге, існуючі підсилювачі мають максимальний ККД тільки при одному значенні вихідної потужності, зазвичай біля максимального рівня вихідної потужності. Якщо вхідний сигнал не забезпечує такого рівня вихідного сигналу, ККД швидко падає і росте розсіювання потужності, навіть якщо зменшується вихідна потужність. Така ситуація не є неминучою при амплітудній модуляції ВЧ сигналу, коли його рівень змінюється між максимальним та мінімальним рівнями.

Рішення другої проблеми було отримано багато років тому, і є ефективним, воно відомо як «методи підвищення ефективності (ККД)». Перша проблема по суті потребує більш лінійної амплітудної характеристики у заданому діапазоні вихідної потужності, і є більшим викликом, її рішення завжди обмежені. Зокрема, більша лінійність призводить до збільшення вартості пристроїв, частіше всього за рахунок зменшення ККД та обмеження смуги частот. Деякі методи частіше є життєво необхідними для багатьох радіотехнічних систем. Строго кажучи, термін «лінеаризація» повинен застосовуватися тільки для останньої категорії. У деяких системах використовують і методи підвищення ККД і лінеаризацію разом, навпаки, деякі специфічні методи можуть бути реалізованими або як метод підвищення ККД або як метод лінеаризації в залежності від головної мети. Далі будемо розглядати переважно підвищення ККД при різних формах обвідної, без спеціального підвищення лінійності.

Кілька методів підвищення ККД було винайдено на зорі ери радіотехніки. Мотивами були зменшення розсіювання енергії і вартості лампових передавачів. Короткохвильові передавачі, які розви-

вали потужність у десятки кіловат, споживали велику кількість електричної енергії, що складало суттєву частину затрат на експлуатацію. Три класичних метода підвищення ККД підпадають під цю категорію: підсилювач Догерті (Doherty), підсилювач Шірекса (Chireix) (дефазований підсилювач) і методика усунення та відновлення обвідної, що була продемонстрована Каном (Kahn) в ранню еру односмугових передавачів. Всі три методики потенційно можуть широко використовуватися у бездротових телекомунікаційних системах, і можуть, як представляється, бути легко і ефективно втілені з використанням сучасної елементної бази.

Розглянемо три класичні методики, а також більш пізню розробку, методику адаптивного живлення. Теорія, що лежить в основі, аналізується в деяких деталях, але дійсно специфічні деталі реалізації не розглядаються, зважаючи на обмежений час. Багато деталей методів були заявлені у патентах, тому читачі, які мають намір комерційно освоїти такі методики, повинні самостійно зробити патентній пошук.

### 3.1. Підвищення ККД

Стартовою точкою для розгляду питання підвищення ККД є повернення до ідеалізованого аналізу класичного підсилювача класу В [2–4]. На рис. 3.1 показано випадок, що розглядається, коли активний елемент зміщений до точки відсічки і вхідний ВЧ сигнал має точно таку амплітуду, яка потрібна задля зміни струму до максимального лінійного значення у приладі,  $I_{\max}$ . Вихідне навантаження є резистивним на основній частоті, зашунтоване коливальним контуром, який здійснює коротке замикання на всіх вищих гармоніках. Опір навантаження ретельно обрано так, щоб результуюча ВЧ напруга мала визначену максимальну амплітуду.

За ідеальних умов, коли передбачається нульова напруга перегину (напруга коліна – knee voltage), значення резистора навантаження дається:

$$R_{opt} = 2 \frac{V_{dc}}{I_{\max}}.$$

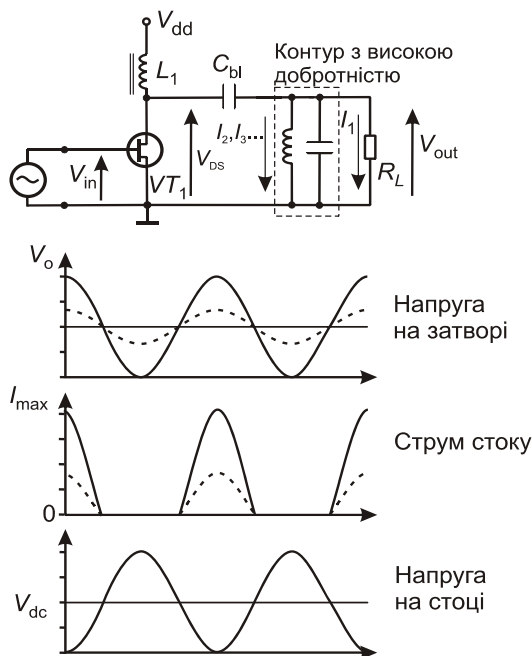


Рис. 3.1. Схема та форми підсилювача класу В. Форми сигналів показані за умови  $R_L = R_{opt}$ , що відповідає максимальній лінійній вихідній потужності (цільна лінія) та  $R_L = 2R_{opt}$  потужність на 6 дБ нижче (пунктирна лінія)

Відзначимо, що основна складова півсинусоїдального сигналу (половині випрямленої синусоїди), що має пікове значення  $I_{max}$ , дорівнює  $I_{max}/2$ . Вихідна потужність ВЧ дається

$$P_{HF} = \frac{V_{ds} I_{max}}{4}$$

і потужність постійного струму, яка споживається,

$$P_{DC} = \frac{V_{DC} I_{max}}{\pi}$$

Так що ККД дорівнює  $\pi/4$ , або біля 78,5 %.

А зараз подивимося, що трапиться, якщо підсилювач має менший рівень вхідного ВЧ сигналу. Припустимо, що амплітуда вхідного ВЧ сигналу зменшилася на коефіцієнт  $p$  від ідеального максимального рівня, який використовувався у попередніх рівняннях. У припущенні лінійності перехідної характеристики (перехідної провідності) елемента отримаємо, що вихідний ВЧ струм залишиться півсинусоїдальним, але його пікове значення зменшиться у  $p$  раз. Тоді основна складова ВЧ сигналу буде

$$I_1 = \frac{I_{\max}}{2p}.$$

При рівні опору навантаження, який було визначено раніше, розмах вихідної напруги буде мати амплітуду

$$V_1 = \frac{I_{\max}}{2p} R_{opt} = \frac{V_{dc}}{p}.$$

Так що ВЧ потужність на навантаженні буде дорівнювати

$$P_{RF} = \frac{V_{dc} I_{\max}}{4p^2}. \quad (3.1)$$

А споживана потужність

$$P_{DC} = \frac{V_{DC} I_{\max}}{p\pi} \quad (3.2)$$

і відповідний ККД

$$\eta = \frac{\pi}{4p}. \quad (3.3)$$

Наприклад, при зменшенні вхідної потужності на 3 дБ, що відповідає  $p = \sqrt{2}$ , отримаємо зменшення вихідної потужності на 3 дБ (3.1), але при цьому ККД зменшується від 78,5 % до 55,5 %. При 6 дБ зменшення потужності ККД спадає до 39 %. Як відомо, ідеальний підсилювач класу В має переваги по збереженню лінійності при зменшенні потужності, хоча на практиці поступове зниження перехідної провідності (крутизни) при наближенні до точки відсічки приводить до зниження підсилення при малих рівнях вхідного сигналу. Цей ефект ігнорується у даному аналізі, увага зосереджена

в основному на залежності ККД при високих рівнях вхідного сигналу.

Причину падіння ККД при зменшенні вхідного сигналу добре видно з рис. 3.1, форма сигналу (струму), яка показана пунктиром, презентує умову 6 дБ зниження, і проблема у тому, що вибране значення опору навантаження зараз занадто мале, щоб забезпечити повний розмах напруги – від одного обмеження до іншого. Якщо опір навантаження збільшити до значення  $2R_{opt}$ , тоді при цих же умовах – відходу на 6 дБ від попередньої потужності – ККД повернеться до рівня 78,5 %. Взагалі, якщо навантажувальний опір має значення  $R_p$  при рівні вхідного сигналу, зменшеному на коефіцієнт напруги  $p$ , ККД повернеться на рівень 78,5 %, якщо

$$R_p = \frac{V_{dc}}{I_{max}} 2p. \quad (3.4)$$

ВЧ потужність на опорі навантаження, який було змінено до рівня  $R_p$ , стане

$$P_{HF} = \frac{V_{dc} I_{max}}{p\pi}. \quad (3.5)$$

Потужність, що споживається від джерела живлення, інваріантна відносно опору навантаження

$$P_{DC} = \frac{V_{dc} I_{max}}{p\pi}. \quad (3.6)$$

Отож внаслідок (3.5) і (3.6) ККД може бути постійним та рівним  $\pi/4$ .

Такі прямі міркування кажуть про те, що якщо опір навантаження зможе тим чи іншим чином змінювати своє значення динамічно, згідно з (3.4), то ККД буде залишатися максимальним. Фактично проблема більш зухвала, оскільки (3.5) показує, що навіть при фізичній реалізації такої залежності цей підсилювач буде нелінійний, вихідна потужність буде падати пропорційно  $p$ , а не  $p^2$ . Це відображено на рис. 3.2. Можливо поміркувати, наскільки корисним може бути такий підсилювач, але головна проблема полягає у тому, що вихідна узгоджувальна ланка використовується для того, щоб трансформувати навантажувальний опір (імпеданс) в стандартний опір лінії 50 Ом, тому її коефіцієнт трансформації буде дина-

мічно змінюватися, що, відповідно, призведе до появи амплітудної модуляції вихідного сигналу. Так трапилось, що і опір, який залежить від рівня сигналу, і проблема лінійності можуть бути вирішені одночасно, використовуючи конструкцію з двох окремих підсилювачів, яку було запропоновано Догерті у класичному патенті 1936 р. [42]. Фактично починаючи з блискучого винаходу Догерті, в його оригінальному вигляді, не тільки реалізовувалася зміна навантажувального опору на кілька децибел назад від рівня максимальної вихідної потужності, а і була додаткова перевага у відновленні лінійності.

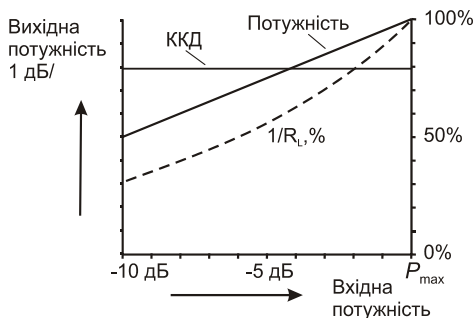


Рис. 3.2. ККД та вихідна потужність підсилювача класу В при динамічній зміні навантажувального опору для збереження повного розмаху високо-частотної напруги

Нагадаємо кілька особливостей методики підвищення ККД. Ключовим запитанням що до сигналу, який має динамічну огинаючу, є те, що максимальний ККД досягається тільки при максимальному рівні обвідної, коли рівень сигналу опускається, ККД падає в тій чи іншій мірі. Режими роботи підсилювача зі зменшеним кутом протікання струму (режими з відсічкою) навіть у їх первісній формі, пом'якшують цю проблему, оскільки споживання постійного струму пристосовується під амплітуду вхідного сигналу (під форму його обвідної). Оскільки проявляється випрамна природа форм сигналів класу В або глибока зміщеного класу АВ, потужність, що споживається, автоматично зменшується при зниженні обвідної. Цього не відбувається у класі А, але навіть незначно зміщений клас АВ



частково сприйнятливий по зниженню ККД при зменшенні рівня обвідної, як показано на рис. 3.3.

Інша можливість, яка приходить на ум, це контроль або адаптація напруги джерела живлення як засіб для зменшення споживання потужності постійного струму при зниженні амплітуди АМ сигналу. Як метод, це фактично спрощена реалізація методу Кана усунення та відновлення обвідної, але не вирішує тих задач, що робить цей метод. Він відомий як підвид – адаптивне живлення, яке може використовуватися і для підвищення ККД і для лінеаризації. Також можливо уявити динамічне управління площею потужного ВЧ транзистора, коли в нижній точці обвідної ввімкнена лише мала частина транзистора. Це неможливо для приладу в окремому корпусі, але це може бути як опція у схемах підсумовування потужності.

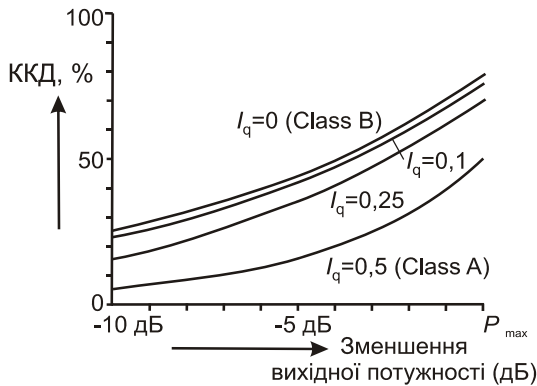


Рис. 3.3. ККД в залежності від зменшення (відкату) вихідної потужності, параметр – струм спокою

### 3.2. Підсилювач Догерті

Підсилювач Догерті, вперше запропонований у 1936 р. [42], є першим прикладом методики підвищення ККД або фіксації (стабілізації) рівня потужності. Оригінальна стаття стосувалася лампових підсилювачів з високою потужністю для короткохвильових мовних станцій, що генерують десятки кіловат ВЧ потужності. Може скла-

стися враження, що ця система дуже далека як за часом, так і по відношенню до сучасних бездротових систем телекомунікації. Але це як раз та ключова галузь, де методика Догерті гідна відкриття заново, і практика зараз підтверджує цей висновок. Мобільні прилади є приладами, що мають змінну огинаючу, особливо у CDMA та системах 4 та 5 генерації. У CDMA системах відношення пікової потужності до середньої складає 5 дБ, і вони є кандидатами на використання підсилювачів за схемою Догерті. Незважаючи на менший ступінь зменшення амплітуди порівняно з оригінальним застосуванням, проблема збереження ККД у мінімумі обвідної вирішується з гарними показниками. Цей метод підтримки лінійності або рівня спектральних складових може використовуватися при тому ж значенні площини (точніше периферії) приладу, але при істотно більшому ККД, ніж звичайний підсилювач без додаткових зв'язків.

Один з цікавих аспектів схеми Догерті, це використання того, що зараз зветься «методикою змінного навантаження (load-pull)». Концепція, при якій активне або реактивне навантаження на ВЧ може змінюватися в залежності від струму, що подається від другого, когерентного джерела в деякому сенсі є чужа розробнику ВЧ техніки, який зазвичай думає, що ВЧ навантаження є фізично пасивним об'єктом. Тому необхідно розглянути концепцію активно-змінного навантаження, що і зробимо далі.

На рис. 3.4 генератор (струму) бачить навантажувальний опір  $R_L$ , якщо генератор 2 видає нульовий струм. З простого рівняння Кірхгофа витікає, що у разі якщо генератор 2 продукує струм  $I_2$  і генератор 1 видає струм  $I_1$ , то обидва струми протікають скрізь опір, і напруга, що падає на опорі навантаження, буде

$$V_L = R_L (I_1 + I_2).$$

Одночасно, ефект для генератора 2 буде еквівалентним тому, що резистор буде мати опір

$$R_2 = R_L \left( \frac{I_1 + I_2}{I_1} \right). \quad (3.8)$$

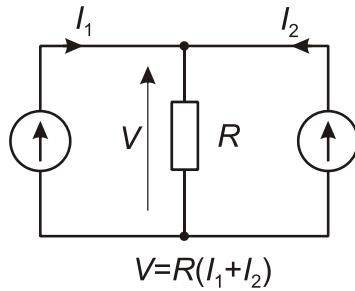


Рис. 3.4. Активне навантаження з використанням двох когерентних генераторів сигналу

Звичайним чином (3.7) і (3.8) можуть бути застосовані для змінного струму, якщо використати комплексний запис для представлення амплітуди та фази струму і напруги, а також активних та реактивних складових імпедансу. У такому вигляді рівняння показує можливість розтягування імпедансу, який бачить генератор 1, шляхом управління амплітудою та фазою струму  $I_2$ .

$$\mathbf{Z}_1 = R_L \left( 1 + \frac{\mathbf{I}_2}{\mathbf{I}_1} \right). \quad (3.9)$$

Наприклад,  $\mathbf{Z}_1$  може бути перетворена до більшого значення, якщо  $\mathbf{I}_2$  знаходиться у фазі з  $\mathbf{I}_1$ , і до меншого – якщо  $\mathbf{I}_2$  і  $\mathbf{I}_1$  протифазні. Відображення символів у цих реченнях свідчать про те, що струми та імпеданси є векторами.

Отже, якщо два генератори, що розглядаються, є вихідними еквівалентними генераторами двох окремих ВЧ транзисторів, що мають синфазні сигнали, ефективний навантажувальний імпеданс одного елемента може бути змінено за рахунок впливу іншого. Рівняння (3.9) дає більш загальний опис для ВЧ суматора. У звичайній ВЧ практиці ідентичні елементи з'єднуються паралельно, маючи на увазі, що імпеданси, які бачить кожний активний елемент (транзистор), є загальним навантажувальним імпедансом, зменшеним на кількість паралельних елементів. Це працює тільки тоді, коли прилади є ідентичними за своїми параметрами, зміщенню та вхідному сигналу. Бачимо, що тут є деякі цікаві можливості для проектування підсилювачів потужності, якщо умови ідентичності послаблені, і об'єднуються приладі з різною

периферією, різною напругою живлення і вхідними сигналами. В цьому випадку кожен імпеданс, який бачить кожен прилад, є функцією інших елементів, разом з загальним навантаженням, і (3.9) є основним рівнянням для такої конфігурації.

Підсилювач Догерті є прикладом, який відкриває можливості об'єднувати несхожі прилади. Базова концепція проілюстрована на рис. 3.5. Для зручності два прилади названі як «головний» (main) та «допоміжний» (auxiliary). Повний максимум вихідної потужності ВЧ – це об'єднання потужності від обох приладів. При зменшенні вхідної потужності обидва прилади дають внесок у вихідну потужність доти, поки не буде досягнута деяка точка, зазвичай в 4 рази (на 6 дБ) менше, ніж максимальна сумарна потужність, у якій допоміжний підсилювач вимикається і не виробляє більш ВЧ потужності. При цьому передбачається, що він також припиняє споживання потужності від джерела постійного струму (його або побудовано за схемою класу В, або його вимикає зовнішня схема управління). Нижче точці зменшення потужності на 6 дБ периферія активного приладу може бути зменшена типово на 50 % (у випадку коли обидва прилади мають однакову периферію і/або струм  $I_{max}$ ), що значно поліпшує ККД при менших рівнях потужності. Половину приладу ефективно було б вимикати за винятком великого рівня потужності, де потрібна повна периферія. Але конфігурація Догерті має додаткові переваги, які виникають внаслідок впливу змінного навантаження одного приладу на інший, як розглянуто раніше і підведено підсумок у рівнянні (3.9). Можна показати, що при коректному узгодженні імпедансів, головний прилад буде працювати близько до умови отримання максимального ККД у діапазоні 6 дБ нижче максимального рівня вихідної потужності.

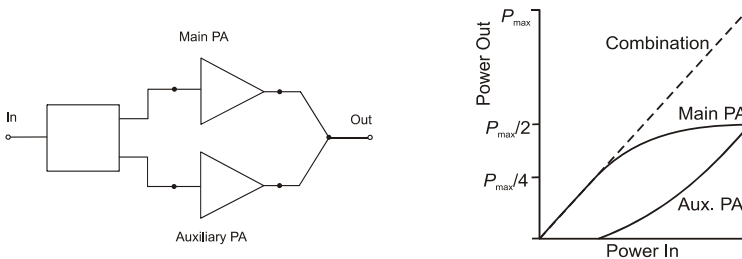


Рис. 3.5. Блок-схема підсилювача Догерті і характеристики вихідної потужності

Ключова діяльність підсилювача Догерті проходить у режимі, коли працює допоміжний активний прилад і головний прилад функціонує у режимі підтримки умов максимальної напруги, як розглядалось раніше (3.4), (3.5) і (3.6). Ефективний навантажувальний опір динамічно зменшується при зростанні рівня вхідного сигналу завдяки ефекту зміни навантаження під впливом допоміжного підсилювача, підтримуючи максимальний розмах напруги та ККД. У такому режимі вихідна потужність зростає пропорційно вхідній напрузі, і тому при лінійному масштабі по потужності отримуємо залежність вихідної потужності за законом корінь квадратний. В той же час допоміжний підсилювач також відчуває вплив ефекту варіації навантаження, внаслідок чого його вихідна потужність пропорційна кубу вхідного сигналу, що дає залежність вихідної потужності від вхідної в ступені три других. Ці потужності складаються в загальну вихідну потужність, яка має лінійну залежність від вхідної потужності, з близьким до максимального ККД в діапазоні від максимальної потужності до -6 дБ від максимальної. На рис. 3.6(а) показано схему підсилювача Догерті, а на рис. 3.6б – амплітуди основних гармонік струму обох активних приладів у залежності від вхідної напруги. При цьому припускається, що характеристики по струму можуть бути реалізовані, використовуючи відсічку приладу або інші підходящі методи контролю активного приладу. Кожний прилад спочатку передбачається таким, що має деякий максимальний струм  $I_{\max}$ , так що у термінах амплітуд основної частоти максимальний лінійний рівень кожного приладу складе  $I_{\max}/2$ . Звернемо увагу на важливе доповнення у вигляді чверть хвильового трансформатору між спільним опором навантаження та виходом головного пристрою. Він працює як інвертор імпедансу, це приводить до зменшення активного опору, який бачить головний прилад, при роботі допоміжного приладу і зростанні струму  $I_2$ .

При роботі у діапазоні верхніх 6 дБ вихідної потужності обидва прилади є активними і їх амплітуди ВЧ струмів можуть бути записані у формі

$$I_1 = \frac{I_{\max}}{4} (1 + \xi)$$

$$I_2 = \frac{I_{\max}}{2} \xi$$
(3.10)

де  $\xi$  змінюється між 0 та 1, 0 відповідає точці на 6 дБ нижче від максимального значення, а 1 – точці максимальної потужності.

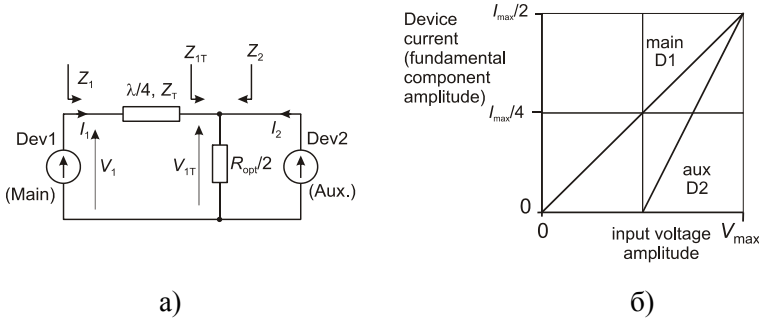


Рис. 3.6. Аналіз підсилювача Догерті: а) схема; б) зміна ВЧ амплітуд струму головного та допоміжного приладів

Співвідношення для змінного навантаження (3.9) зараз можуть бути застосовані для ефективного імпедансу з кожного боку резистора навантаження:

$$Z_{1T} = \frac{R_{OPT}}{2} \left( 1 + \frac{I_2}{I_{1T}} \right)$$

$$Z_2 = \frac{R_{OPT}}{2} \left( 1 + \frac{I_{1T}}{I_2} \right)$$
(3.11)

Це показує, що за умови максимальної потужності, коли  $I_{1T} = I_2 (= I_{\max}/2)$ , тоді  $Z_1 = Z_2 = R_{OPT}$ , де  $R_{OPT}$  – відповідний оптимальний імпеданс для режиму, що використовується. Таким чином, використовуючи клас В

$$R_{OPT} = V_{dc} \left( \frac{2}{I_{\max}} \right)$$
(3.12)

Чвертьхвильовий трансформатор має хвильовий опір  $Z_T$ , який потрібно буде визначити, і співвідношення між вихідними напругами та струмами запишуться

$$V_{1T}I_{1T} = V_1I_1$$

$$\left(\frac{V_{1T}}{I_{1T}}\right)\left(\frac{V_1}{I_1}\right) = Z_T^2 \quad (3.13)$$

90 градусний зсув фаз між входом та виходом (трансформатора) існує, але задля простоти його не враховано у формулі.

Рівняння (3.13) може бути переписано

$$I_{1T} = \frac{V_1}{Z_{1T}},$$

підставляючи цей вираз до формули для  $Z_{1T}$  (3.11), отримаємо

$$Z_{1T} = \frac{R_{OPT}}{1} \left(1 + \frac{I_2 Z_T}{V_1}\right).$$

І вихідний імпеданс, який бачить головний прилад (№ 1), дорівнює

$$Z_1 = \frac{Z_T^2}{Z_{1T}} = \frac{2Z_T^2}{R_{OPT} \left(1 + \frac{I_2 Z_T}{V_1}\right)},$$

звідки виводиться амплітуда ВЧ напруги на виході основного приладу

$$V_1 = I_1 Z_1 = \frac{2I_1 Z_T^2}{R_{OPT} \left(1 + \frac{I_2 Z_T}{V_1}\right)}.$$

Підставляючи вирази для  $I_1$  та  $I_2$  з урахуванням параметру управління за вхідним сигналом  $\xi$  з (3.10), отримуємо

$$V_1 = \frac{Z_T^2 \left( \frac{I_{\max}}{2} \right) (1 + \xi)}{R_{OPT} \left( 1 + \frac{\xi \left( \frac{I_{\max}}{2} \right) Z_T}{V_1} \right)},$$

яке, після деяких перетворень, матиме вигляд

$$V_1 = \left( \frac{Z_T}{R_{OPT}} \right) \left( \frac{I_{\max}}{2} \right) \left[ Z_T + \xi (R_T - R_{OPT}) \right]. \quad (3.14)$$

Якщо провести розрахунки за (3.14), отримаємо, що при виборі імпедансу трансформатора таким чином, щоб  $Z_T = R_{OPT}$ , напруга на головному приладі стає незалежною від  $\xi$  і амплітуда вихідної напруги залишається постійною

$$V_1 = R_{OPT} \left( \frac{I_{\max}}{2} \right) \quad (3.15)$$

яка з (3.12) є ідеальною максимальною напругою  $V_{dc}$ , чудовий результат.

Інверсне навантаження допоміжного приладу, яке змінюється, діє разом зі зростаючим розмахом струму, створюючи постійну амплітуду напруги на виході головного приладу, як спочатку і передбачалось у розділі 3.1, ключовою рисою отримання максимального ККД буде робота головного приладу в діапазоні 6 дБ. Аналіз розділу 3.1 проте показує, що в цьому режимі постійної напруги вихідна потужність зростає пропорційно амплітуді вхідної напруги, що створює нелінійний відгук. Це буде у випадку відсутності внеску від допоміжного приладу, загальна потужність буде сумою потужності від кожного приладу.

Звертаючись до (3.13), напруга на опорі навантаження  $V_{1T}$  може бути отримана в термінах струму головного приладу,  $I_1$ :

$$\begin{aligned} V_{1T} I_{1T} &= V_1 I_1, \\ \frac{V_{1T}}{I_{1T}} \frac{V_1}{I_1} &= Z_T^2 \end{aligned}$$



отримаємо

$$\frac{V_{1T}}{I_1} = \left( \frac{I_1}{V_{1T}} \right) Z_T^2,$$

так що

$$V_{1T} = I_1 Z_T. \quad (3.16)$$

Оскільки  $Z_T$  встановлено рівним  $R_{OPT}$ , кінцева сумарна ВЧ напруга на опорі навантаження

$$V_{1T} = I_1 R_{OPT}. \quad (3.17)$$

Якщо згадати, що основний струм є лінійною функцією вхідної напруги протягом усього діапазону потужностей (рис. 3.6), (3.17) показує, що об'єднана потужність від обох приладів залишається такою, що має лінійну залежність у повному діапазоні, фінальна максимальна потужність стає в два рази більше, ніж кожен прилад видає індивідуально, оскільки напруга (3.17) діє на опір  $R_{OPT}/2$ .

Рис. 3.7 демонструє амплітуди ВЧ струмів та напруги головного та допоміжного приладів у всьому діапазоні потужностей. Зрозуміло, що головний прилад зберігає максимальний ККД (значення 78,5 %, яке властиве класу В) у всьому діапазоні верхніх 6 дБ. Розмах Вч напруги на виході допоміжного приладу зростає лінійно у цьому ж діапазоні. Тому допоміжний підсилювач не розвиває максимальний ККД у всьому цьому діапазоні. Але його внесок у загальний ККД є функцією потужності, яку він віддає, і тому у тій області, де розмах вихідної напруги менше, внесена потужність також менше і зменшення ККД є помірним. Вираз для повного ККД може бути отримано, враховуючи, що режим роботи допоміжного підсилювачу буде змінюватися у відповідності до вхідної потужності в залежності від його реалізації. Припускаючи, що ККД обох підсилювачів дорівнює  $\pi/4$  за умови повного розмаху вихідної напруги (визначається джерелом живлення) як і в класі В, ККД кожного підсилювача буде падати зі зменшенням розмаху вихідної напруги. Таким чином, у режимі роботи при малому рівні потужності, коли тільки головний підсилювач активний, ККД дорівнюватиме

$$\eta_1 = \frac{2v_{in}}{V_{max}} \left( \frac{\pi}{4} \right), \quad 0 < v_{in} < \frac{V_{max}}{2}. \quad (3.18)$$

В області верхніх 6 дБ працюють обидва підсилювача. Рівняння (3.12) свідчить, що вихідна ВЧ потужність дорівнює

$$P_{COMP} = \frac{I_1^2 R_{OPT}^2}{2} \frac{2}{R_{OPT}} = I_1^2 R_{OPT},$$

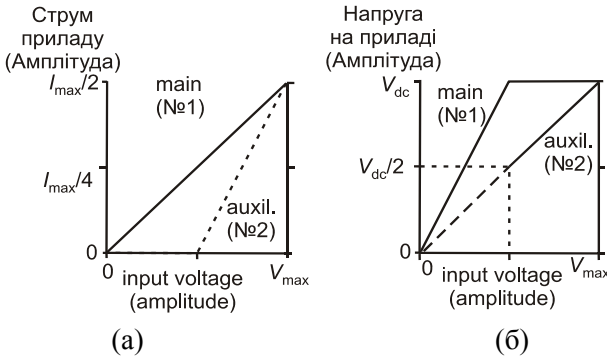


Рис. 3.7. Струми (а) та напруги (б) на приладах. Амплітуди струму відносяться до основної гармоніки

підставимо

$$R_{OPT} = V_{dc} \frac{2}{I_{max}}$$

і вона може бути записана як функція амплітуди вхідної напруги  $v_{in}$

$$P_{comp} = \frac{I_{max}}{2} \left( \frac{v_{in}}{V_{max}} \right)^2 V_{dc}. \quad (3.19)$$

Потужність постійного струму, яка споживається у цьому режимі головним приладом при умові роботи в класу В, є

$$P_{DCM} = \frac{v_{in}}{V_{max}} \frac{I_{max}}{\pi} V_{dc}$$

і відповідна споживана потужність для допоміжного приладу є

$$P_{DCA} = 2 \left( \frac{v_{in}}{V_{max}} - 0,5 \right) \frac{I_{max}}{\pi} V_{dc},$$

так що загальна потужність постійного струму для обох приладів є

$$P_{DC} = \frac{I_{max}}{\pi} \left[ 3 \left( \frac{v_{in}}{V_{max}} \right) - 0,5 \right] V_{dc}. \quad (3.20)$$

Повний ККД як функція від вхідного сигналу дається комбінацією (3.19) та (3.20):

$$\eta = \frac{\pi \left( \frac{v_{in}}{V_{max}} \right)^2}{2 \left[ 3 \frac{v_{in}}{V_{max}} - 1 \right]}. \quad (3.21)$$

Можна побачити, що ця функція дорівнює  $\pi/4$  при виконанні умови максимальної потужності  $v_{in} = V_{max}$  і при умові зниження вихідної потужності на 3 дБ  $v_{in} = V_{max}/2$ . При роботі з меншою вихідною потужністю  $v_{in} < V_{max}/2$ , ККД зменшується, як показано у (3.18). На рис. 3.8 представлено залежність повного ККД від відносної потужності (нормованої на максимальне значення). Невелике провалля у середині верхніх 6 дБ як було розглянуто, виникає внаслідок меншого ККД допоміжного підсилювача, коли він не працює у режимі повного розмаху вихідної напруги. В оригінальному втіленні підсилювача Догерті допоміжний підсилювач працює у класі С, і провалля буде менш помітним, повний ККД знижується незначно навіть у припущенні роботи у режимі класу В. Можна показати, що в сучасних втіленнях, використовуючи змінний атенюатор для управління допоміжним підсилювачем, обидва прилади номінально будуть працювати як показано на рис. 3.8.

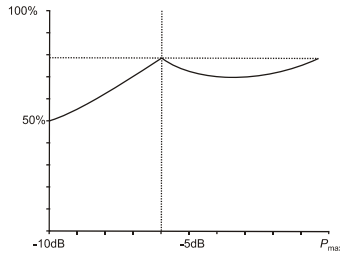


Рис. 3.8. ККД у залежності від відкату від максимальної вихідної потужності

### 3.3. Реалізація підсилювача Догерті

Сучасні втілення підсилювачів Догерті мають деякі переваги, але і ті ж самі обмеження, які відповідають винаходу 1936 р. У порівнянні з транзисторами електронні лампи мають більш гнучкі характеристики. Лампи, в загальному, не демонструють ті механізми насичення, які доволі сильно обмежують ВЧ транзистори і вони мають можливість змінювати крутизну. Зокрема, крутизна  $g_m$  та  $I_{\max}$  можуть значно змінюватися. Догерті використовував деякі особливості, що характерні для старих ламп, для апроксимації потрібних умов управління для головного та допоміжного приладів, і прямі аналогії для транзисторів не очевидні. Посилаючись на рис. 3.6б, отримаємо точні характеристики, потрібні від допоміжного приладу, які є більш каверзними для транзисторів, ніж для електронних ламп.

Ясно, що управління допоміжним підсилювачів може бути здійснено з використанням додаткових елементів, таких як атенюатори та ключі, простіше, ніж зміщенням у клас С, що показано на рис. 3.9. Потрібні характеристики згасання можуть бути отримані із залежності крутизни (передаточних характеристик) для допоміжного підсилювача, показаного на рис. 3.9. Якщо вхідний сигнал для максимального ненасиченого вихідного струму дорівнює  $V_{\max}$ , ідеальна передаточна характеристика допоміжного приладу може бути записано просто як

$$i_d = 2g_m \left( v_{in} - \frac{V_{\max}}{2} \right), \quad \frac{V_{\max}}{2} < v_{in} < V_{\max}$$

$$i_d = 0, \quad 0 < v_{in} < \frac{V_{\max}}{2}$$

Якщо ці характеристики отримані з використанням тих самих приладів, як і головний підсилювач, що управляється вхідним сигналом та зміщенням (клас В), тоді атенюатор виконає всі функції, які потрібні до відсічки та регулюванні підсилення. Щоб це зробити, ефективна крутизна допоміжного приладу  $g_a$  повинна залежати від вхідної напруги згідно

$$g_a = 2g_m \left( 1 - \frac{V_{\max}}{2v_{in}} \right), \quad \frac{1}{2} < \frac{v_{in}}{V_{\max}} < 1$$

$$g_a = 0, \quad 0 < \frac{v_{in}}{V_{\max}} < \frac{1}{2}$$

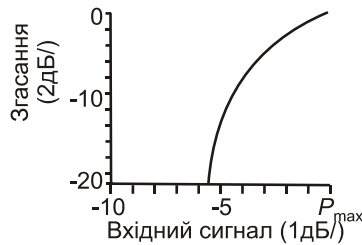
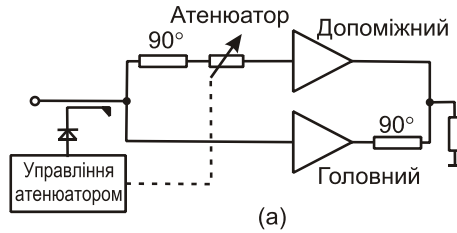


Рис. 3.9. Можлива конфігурація підсилювача Догерті:  
(а) блок-схема; (б) характеристика загасання атенюатора

Ефективна крутизна  $g_a$  дає необхідні залежності загасання, в наслідок чого дійсна крутизна приладу може бути встановлена на тому ж рівні, що і в головному приладі, шляхом встановлення загасання у вхідному атенуаторі. Зрозуміло, що нижче точки 6 дБ загасання має бути нескінченним та може бути доповнено ключем. По-за верхніх 6 дБ потужності, характеристика атенуатора в децибелах змінюється від нескінченності до нуля за законом

$$A_{aux}(dB) = 20 \log \left[ 2 \left( 1 - \frac{V_{max}}{2v_{in}} \right) \right], \quad \frac{1}{2} < \frac{v_{in}}{V_{max}} < 1 \quad (3.23)$$

На практиці можливо припустити, що ключ може бути розімкнутий (Вимкнено), якщо потрібне загасання сягає менше 13 дБ, створюючи похибку менш 0,2 дБ в загальній лінійності. Така характеристика загасання, див. рис. 3.9б, може бути не дуже складною для апроксимації при використанні управляючих елементів на ПТ у реалізації аналогових НВЧ інтегральних схем, хоча і ускладнює схему, яка містить коло стеження за вхідним сигналом, що може бути істотним компромісом у порівнянні з «простотою та елегантністю оригінальної схеми [3]».

Рис. 3.10 презентує можливий спосіб повторення оригінальної схеми управління підсилувачем Догерті при використанні ВЧ транзисторів. Ключовою проблемою є однаковість сигналу управління на кожному приладі, тому допоміжний прилад має мати подвоєну периферію порівняно з головним приладом, для отримання того ж максимального розмаху струму, що і в головному приладі в точці максимальної потужності, рис. 3.10с. Ця ситуація виникає внаслідок необхідності зміщення допоміжного приладу для роботи його в режимі класу С, щоб він був неактивним при малих рівнях вхідного сигналу, рис. 3.10б. Це може здаватися марнотратством площі транзистора, та привести до необхідності підвищувати вхідний сигнал на допоміжному транзисторі, що може ініціювати пробій транзистора. Може бути інший шлях вирішення цієї проблеми, якщо напруга відсічки допоміжного приладу складає половину від значення головного приладу, необхідність у збільшенні периферії може бути обійдена. Такі варіації можливі при використанні різних домішок при деяких процесах виробництва ІС НВЧ.

Ланки узгодження, включно з інверторами імпедансів та спільного навантаження, є складними внаслідок низького значення імпедансу ВЧ потужних транзисторів. Інвертор найбільше можна буде виконувати на зосереджених елементах, це не зможе блокувати ефективно використання підходу ІС НВЧ.

Як тільки принципи роботи підсилювача Догерті повністю з'ясовані, може бути придумано багато його варіацій. В наведеному опису припускалося, що головний підсилювач працює у режимі класу В. Цікавим варіантом може бути робота головного підсилювача у режимі близькому до класу А, який більш підходить для твердотілих ПП ВЧ. Схема в цілому працює як описано, і ККД класу А, хоча і малий, буде зберігатися і зовні діапазону верхніх 6 дБ. Цей варіант викликає деяку зацікавленість можливо для високочастотних багаточастотних підсилювачів, де зростаючі ефекти амплітудно-фазової конверсії виключають застосування глибокого класу АВ або В. Також можливо застосування у підсилювачах Догерті і класів Е та F.

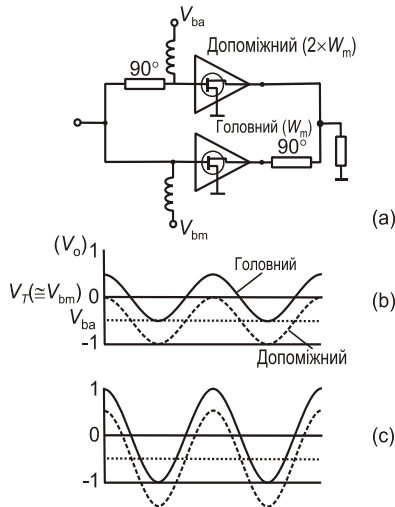


Рис. 3.10. Оригінальні входні кола підсилювача Догерті:  
 (а) блок-схема; (б) форми напруги на затворі;  
 (с) форми напруги на затворі при максимальній потужності

Існує простір для поширення цієї концепції на більшу кількість приладів. Якщо відповідний підхід мікрохвильових ІС може бути застосовано для управління допоміжним приладом, буде логічно розглянути узагальнений матричний підсилювач Догерті, в якому прилади з малою площею (периферією) вмикаються у роботу при зростанні вхідної потужності. Це може привести до розширення діапазону максимального ККД.

На останок, методика Догерті надає кілька корисних можливостей для вирішення задач, які виникають у підсилювачах для мобільних терміналів та базових станцій у сучасних бездротових комунікаційних системах. Вона може бути особливо корисною для систем, що використовують такі системи модуляція, як OQPSK та  $\pi/4$ DQPSK.

В останньому випадку, наприклад, нижня точка обвідної тільки на 12 дБ нижче глобального максимуму потужності, таким чином, ККД може бути значно поліпшено у великому діапазоні потужностей.

Таке рішення зараз широко використовується у сучасних телекомунікаційних системах і має добрі перспективи розвитку.

### **3.4. Висновки**

Використання підсилювача Догерті дозволяє у діапазоні верхніх 6 дБ зберігати високий ККД підсилювача, для багатьох видів сучасних цифрових сигналів (цифрових передавачів) це як раз і становить робочий діапазон зміни вихідної потужності. Це і обумовлює розробку різних підсилювачів Догерті як на дискретних елементах, так і у вигляді інтегральних схем.

### **3.5. Контрольні запитання**

1. Які ролі відіграє основний та допоміжний підсилювачі у складі підсилювача Догерті?
2. Що таке модуляція навантаження?



3. Які класи роботи підсилювачів використовуються у підсилювачі Догерті і чому?
4. У якому діапазоні частот може працювати підсилювач Догерті?
5. Які сигнали треба подавати на основний та допоміжний підсилювачі у складі підсилювача Догерті?
6. Навіщо у складі підсилювача Догерті використовується інвертор імпедансів?
7. У чому особливості роботи підсилювача Догерті на напівпровідникових приладах?

## ПІДСИЛЮВАЧ ШІРЕКСА

### 4.1. Дефазований підсилювач Шірекса

Ця методика була також розроблена у 1930-х рр. [43]. Хоч на перший погляд вона схожа на методику Догерті, їй властиве радикально інший підхід до вирішення проблеми підвищення ККД ПП. Як буде показано далі, це ще один достойний кандидат на повторний винахід, який дає надзвичайні можливості поліпшення для сучасної технології обробки сигналів. Необхідно відмітити, що оригінальний аналіз Шірекса не є легким для читання, тому існують розбіжності, як точно презентувати цю методику. Більш пізні роботи [44–46] забезпечують корисні пояснення та підкреслюють реальні можливості представленої методики, хоча її реальні втілення зустрічаються рідше ніж інші.

У цій схемі також використовуються два схожі ВЧ підсилювачі, але в цьому випадку обидва підсилювачі працюють при фіксованому рівні потужності і можуть бути досить нелінійні, тому ця конфігурація іноді позначається як ЛІНК (Лінійне підсилення з Нелінійними Компонентами) пристрій. Це є суттєвою відмінністю від методики Догерті, яка потребує двох лінійних підсилювачів.

Базовий принцип роботи незфазованої системи може бути описаним на основі широко відомої тригонометричної тотожності:

$$\cos A + \cos B = 2 \cos \frac{A+B}{2} \cos \frac{A-B}{2}. \quad (4.1)$$

Якщо кути  $A$  та  $B$  представити двома часово залежними сигналами

$$A = \omega t + \phi, \quad B = \omega t - \phi,$$

тоді

$$\cos(\omega t + \phi) + \cos(\omega t - \phi) = 2 \cos \phi \cos \omega t. \quad (4.2)$$

Звертаючись до рис. 4.1, якщо амплітудно-модульований сигнал  $S_{in}$  прикладається до фазового модулятора, тоді, принципово, мож-

ливо згенерувати два сигнали з рівною амплітудою  $S_1(t)$  та  $S_2(t)$ , якщо

$$S_{in}(t) = A(t) \cos \omega t,$$

тоді

$$\begin{aligned} S_1(t) &= \cos[\omega t + \arccos A(t)], \\ S_2(t) &= \cos[\omega t - \arccos A(t)]. \end{aligned} \quad (4.3)$$

Наприклад, якщо підсилювачі мають коефіцієнт підсилення за напругою  $G$ , підсумовуючи їх сигнали, з використанням (4.1) з  $\phi = \arccos A(t)$ , отримаємо

$$S_{out}(t) = G [S_1(t) + S_2(t)] = 2G \cdot A \cos \omega t. \quad (4.4)$$

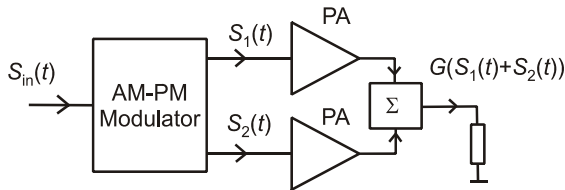


Рис. 4.1. Блок-схема підсилювача Шірекса

Ключовим елементом незфазованого підсилювачу є фазовий модулятор, який перетворює амплітудну модуляцію у два фазомодульовані сигнали, які мають протилежний зсув фаз. Сигнал може підсилюватися нелінійними пристроями, а оригінальна амплітудна модуляція відновлюється внаслідок підсумовування. Крім того, ця процедура не порушується будь-якою фазовою модуляцією, тому сигнал, що має і АМ, і ФМ модуляції, може бути повністю відновлений на виході. Підсумкові спотворення рівня сигналу на виході ПП залежать від якості перетворення АМ у ФМ в модуляторі, але не від підсилювачів, тому що робота відбувається при постійній амплітуді ВЧ сигналу.

На цьому етапі фазована методика очікується рідше як схема лінеаризації, ніж методика підвищення ККД. Хоч і дозволяється використовувати підсилювачі з високим ККД, здається, що повний ККД буде змінюватися зі зміною амплітуди обвідної, при малих

значеннях обидва підсилювачі генерують максимальний сигнал на виході тільки для того, щоб незфазована потужність на виході дала потрібний рівень сигналу. Це неправильне уявлення виникає від використання простої математичної операції підсумовування на виході, існуючі суматори ВЧ потужності не можуть бути використані, оскільки обидва сигнали не є синфазними. Дійсно, сутність роботи фазованого підсилювача полягає в роботі двох приладів на спільне навантаження і в процесах варіювання навантаження при їх спільній роботі. На рис. 4.2 показано схему можливого ВЧ вихідного з'єднання, де два нелінійних потужних прилади з'єднані диференційно зі спільним опором навантаження. Обидва ВЧ генератори створюють напругу за формулами

$$\begin{aligned} V_1 &= V(\cos \phi + j \sin \phi) \\ V_2 &= V(\cos \phi - j \sin \phi) \end{aligned} \quad (4.5)$$

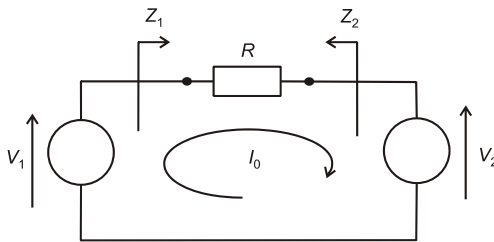


Рис. 4.2. Схема вихідного кола дефазованого підсилювача

Диференційне вихідне коло ефективно формує різницю  $V_1 - V_2$  між двома вихідними сигналами, тоді як первинний аналіз дає суму. Що реально дає невеликого збитку результату можна побачити з (4.5), ВЧ напруга на опорі навантаження буде пропорційно  $\sin \phi$ . Якщо модулятор на вході генерує зсув фаз так, що

$$\phi = \arcsin A(t),$$

тоді фінальна диференційна напруга на опорі буде повністю відновлювати початкову АМ. Ще раз, для розуміння, будь-яка фазова модуляція була опущена в аналізі, але вона проходить скрізь систему без модифікації.

Заміна у попередньому розгляді генераторів струму на генератори напруги потребує пояснень. Цей пункт не завжди пояснювався в перших публікаціях, у яких використовувалися лампи як потужні ВЧ прилади. Ключовим моментом в цих підсилювачах, як на лампах так і на транзисторах, є припущення про повне насичення, так що прилад неминуче матиме розмах напруги від нуля до напруги живлення (rail-to-rail). При таких умовах прилад може бути апроксимовано як ВЧ генератор з фіксованою напругою, який має амплітуду, яка дорівнює напрузі живлення, прикладеної до обраного ВЧ навантаження. Дійсна амплітуда ВЧ напруги  $V_{in}$  (4.5) може приблизно дорівнювати постійній напрузі живлення у разі синусоїди при закорочених гармоніках (класи В, С) або помножені на  $4/\pi$  у разі прямокутних сигналів (клас D), де парні гармоніки замикаються на землю. Фазові співвідношення, встановлені фазовим модулятором, зберігаються у двох вихідних напругах.

Як показано на рис. 4.2, контурний струм  $I_o$  дається

$$I_o = \frac{V_1 - V_2}{R},$$

так ефективне навантаження ВЧ здається для генератора  $V_1$  таким

$$Z_1 = \frac{V_1}{V_1 + V_2} R = \frac{\cos \phi + j \sin \phi}{2j \sin \phi} R = \frac{R}{2} (1 - j \cos \phi). \quad (4.6)$$

Вплив дефазованої модуляції на ВЧ навантаження, яке бачить генератор  $V_1$ , показано на рис. 4.3а, резистивний компонент дорівнює половині диференційного опору, з ним послідовно з'єднана реактивна складова, що залежить від фазового кута модуляції  $\phi$ . В цьому випадку різниця фаз між двома генераторами призводить до появи додаткового реактивного опору у навантаженні підсилювача. Ясно, що  $\phi = 90^\circ$  відповідає максимально зфазованим (сінфазним) сигналам, що необхідно для отримання максимуму обвідної на виході, і реактивна складова дорівнює нулю. Коли  $\phi$  зменшується до нуля, вплив зсуву фаз сигналів (генераторів) зменшує амплітуду обвідної сумарного сигналу на виході і емнісний опір здійснює найбільший вплив на ВЧ навантаження, що призво-

дить до зменшення ККД у даному режимі. Якщо послідовну схему рис. 4.3а трансформувати у паралельну, як на рис. 4.3б, можна побачити, що ємнісна провідність шунтує генератор напруги і тому може бути скомпенсована шунтуючою індуктивністю  $jX_{comp}$  без впливу на процес реконструкції АМ. Аналогічні міркування можуть бути виконані для генератора  $V_2$ , для якого отримуємо ємнісну компенсацію такого ж значення. Кінцева схема дефазованого підсилювача представлена на рис. 4.4.

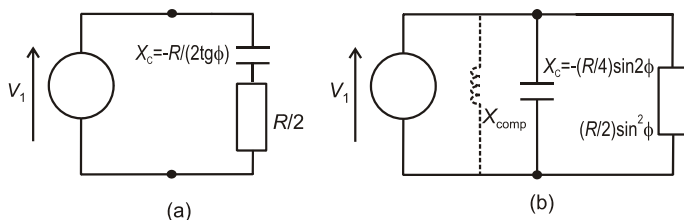


Рис. 4.3. Дефазований підсилювач, еквівалентна схема генератора 1: а) послідовна, б) паралельна

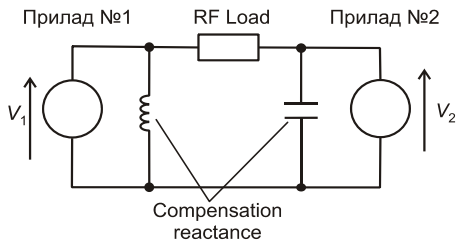


Рис. 4.4. Схема вихідного кола дефазованого підсилювача

Значення компенсуючої реактивної провідності (reactance) потрібно ретельно визначати, так як оптимальне значення буде варіюватися разом з кутом  $\phi$ . Якщо  $jX_{comp}$  буде надмірно малим, добра компенсація буде отримана при малих кутах дефазування (відповідає малій амплітуді обвідної), але ККД при великих фазових кутах (які відповідають більшій амплітуді обвідної) буде меншим, ніж у відсутності компенсації. На рис. 4.5 показано графік нормованого ККД (обчисленого як косинус фазового кута на навантажені, яке

бачить кожен генератор) в залежності від кута зміни фази  $\phi$  для кількох різних значень компенсуючої реактивності. Значення  $X$  нормовано на ефективний опір навантаження, який показано на рис. 4.3б. Деякі з цих даних представлено на рис. 4.6, кут модуляції фази  $\phi$  представлено у вигляді результуючої амплітуди обвідної, в децибелах. Максимальний ККД на рис. 4.6 знаходиться на рівні 85 %, що цілком можна порівняти зі значенням ККД перевантаженого, нелінійного підсилювача, враховуючи, що підсилювач класу В має ККД 78,5 % при максимальній вихідній потужності.

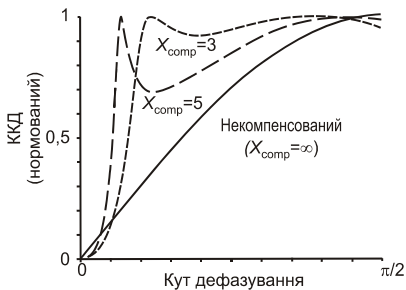


Рис. 4.5. Нормований ККД у залежності від кута дефазування; ( $X_{\text{comp}}$  нормовано на  $R/2$ )

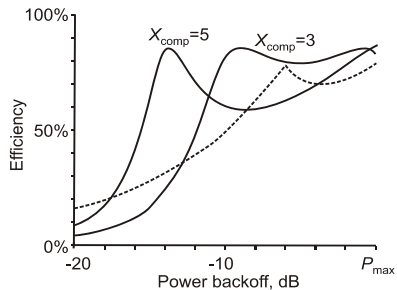


Рис. 4.6. ККД дефазованого підсилювача ( $X_{\text{comp}}$  нормовано на  $R/2$ ) порівняно з підсилювачем Догерті від відкату вхідної потужності

Ці припущення дозволяють здійснити пряме порівняння між схемою Догерті (її ККД показано на рис. 4.6 пунктирною лінією) і оптимізованою фазованою системою. Фазована система здається помітно виграшною, існує ясна можливість утримувати ККД поблизу максимального значення та у трохи більшому діапазоні, ніж 10 дБ від максимальної потужності, додаткові переваги – мати максимальний ККД внаслідок використання нелінійних підсилювачів. Зазвичай у цей момент виникає спір про недоліки фазованої системи – складності генерації фазомодульованого сигналу на вході. Це не повинно бути значною незручністю у разі використанні сучасних компонентів, напевно, якщо модуляція повинна бути застосована в основі, можна сказати, що фазований ПП гідний розгляду. Можна додати, що якщо у сучасних системах для формування ци-

фрового використовують комп'ютери, то не складе проблеми сформулювати сигнал для дефазованого підсилювача. Додаткова проблема, повна дефазована система залежить від впливу компенсуючої реактивності, що на практиці може обмежити смугу робочих частот. Тому розробки дефазованого підсилювача Шірекса повинні підтвердити легкість втілення та перевагу достоїнств.

## **4.2. Висновки**

Поряд з перевагами, підсилювач Шірекса має недоліки, основна – це складність підготовки сигналу для двох парціальних підсилювачів, але є надія, що використання сучасних цифрових схем допоможе виправити цю проблему.

## **4.3. Контрольні запитання**

1. Чому підсилювач Шірекса зветься дефазованим підсилювачем?
2. У чому особливість побудови суматора Шірекса?
3. Які теоретичні переваги підсилювача Шірекса?
4. У чому практичні недоліки підсилювача Шірекса?
5. Що таке ЛІНК?
6. Як використання цифрової техніки може розширити застосування підсилювача Шірекса?



## ПІДСИЛЮВАЧІ З ПАРАМЕТРАМИ, ЩО ДИНАМІЧНО ЗМІНЮЮТЬСЯ

### 5.1. Метод усунення та відновлення обвідної

І підсилювач Догерті, і підсилювач Шірекса використовують концепції, які потребують певних зусиль для розуміння в перший раз. У порівнянні з ними методика усунення та відновлення обвідної (УВО – або Envelope Elimination and Restoration – EER) вельми проста для розуміння. УВО є логічним розширенням методу глибокої амплітудної модуляції, яка багато років була стандартним методом модуляції АМ передавачів. Цей метод було запропоновано Каном у 1952 р. як більш ефективна альтернатива лінійним ПП ВЧ класу АВ для передавачів з однією бічною смугою (Single Side Band – SSB) [47]. Метод модуляції SSB є у деякій мірі предтечою сучасних цифрових систем модуляції, у яких інформація переноситься зміною фази, також як і зміною амплітуди модульованого ВЧ сигналу. Це значить, що крайовий каскад ВЧ ПП не може бути модульований простим джерелом постійного струму, що змінюється, і який управляється за законом сигналу модуляції, як було у лампових ПП при АМ сигналі, і наочною альтернативою є підсилення складного сигналу з використанням приборів, які працюють в лінійному класі АВ замість більш ефективного класу С.

Кан продемонстрував систему, схематично представлену на рис. 5.1, у якій фазова модуляція первинного сигналу зберігається при проходженні скрізь обмежувач. Обмежувач, в ідеалі, попереджує появу паразитної АМ-ЧМ модуляції в нелінійному ПП, так що вихідний сигнал ПП зберігає оригінальні, неспотворені характеристики вхідного сигналу. Обвідна може бути «відновлена» на виході шляхом використання відповідного модулятора, що змінює напругу живлення УМ, але у цьому випадку сигнал, що модулює, витягується амплітудним детектором, а потім потрібним чином готується і лінеаризується. В принципі, процес модуляції на великому сигналі більш ефективний, ніж лінійне підсилення, оскільки підсилення в модуляторі може бути у режимі насичення та нелінійним, як у методі дефазованого підсилення, але ККД в підсилювачі залишається відносно сталим при зменшенні напруги живлення і, відповідно, вихідної потужності. Підсилювач у режимі наси-

чення може бути представлено у вигляді ВЧ генератора напруги, що дорівнює або є пропорційною напрузі живлення. Так що в першому наближенні амплітуда обвідної ВЧ буде пропорційною напрузі модульованого джерела живлення і функціонально не потребує додавання модулюючого сигналу для отримання бажаного результату.

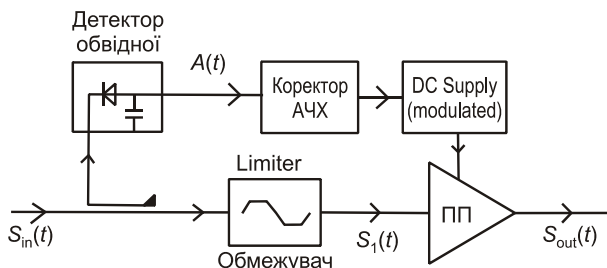


Рис. 5.1. Система з усуненням та відновленням обвідної

Однак на практиці не все так просто. Зокрема, процес посилення протектованого сигналу обвідної до необхідного рівня напруги та струму, які будуть достатні для модуляції ПП, потребує достатньої витрати потужності. Якщо процес підсилення модулюючого сигналу зможе забезпечити ККД 100 %, то ККД ПП може бути збережено в усьому діапазоні зміни обвідної. Це робить методику УВО переможцем серед трьох розглянутих методів підвищення ККД, що і обумовлює високий рівень цікавості до УВО [48]. Сучасні методи з використанням варіантів широтно-імпульсної модуляції, апробованої при розробці потужних підсилювачів звукових частот, дають гарні результати, як свідчать надруковані роботи. Однією з проблем є смуга частот модулятора, яка може бути обмежена десятком мегагерців навіть при використанні ВЧ потужних транзисторів у ключових колах. Це може бути адекватно для одноканальних систем, але виникнуть складнощі з багатоканальними системами, які використовуються в даний час.

## 5.2. Адаптивне живлення

Методика УВО може бути застосована до сильно насиченого ВЧ ПП, так що напруга живлення буде змінювати ВЧ огинаючу (модулювати ВЧ сигнал) з прийнятною точністю, амплітудна модуляція буде повністю повторювати вхідний ВЧ сигнал. Існують поте-

нційно цікаві переваги в застосуванні схожої залежної від обвідної модуляції напруги живлення в підходящих лінійних підсилювачах. Така методика називається адаптивне зміщення (живлення) й показана схематично на рис. 4.18. Блок-схема по суті є та ж сама, що і в методі УВО, який показано на рис. 6.17, за винятком того, що відсутній вхідний обмежувач, фактично, це компенсований лінійний підсилювач.

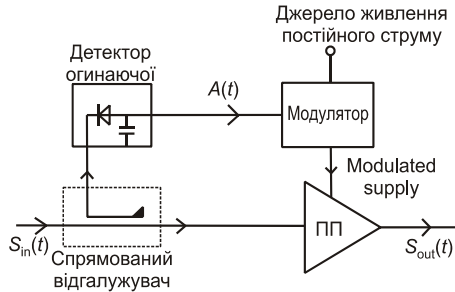


Рис. 5.2. Система адаптивного живлення

Повторюючи аналіз відомого підсилювача класу В (рис. 3.1), побачимо: якщо навантажувальний опір зменшується обернено пропорційно збільшенню амплітуди вхідного сигналу, ККД залишається постійним на максимальному значенні, в той час як потужність зростає як корінь квадратний від вхідної потужності, що є важливішою характеристикою динамічної поведінки підсилювача Догерті. Альтернативний та простіший сценарій це той, що навантажувальний опір залишається фіксованим і напруга живлення зростає пропорційно зростанню вхідної потужності. Процес може бути продовжено вниз до точки, де напруга досягає напруги перегину (напруги коліна) зі сторони малих значень напруги, і вгору, до точки, де розмах ВЧ напруги досягає напруги пробоя. В такому сенсі максимальний ККД може бути досягнуто у широкому діапазоні лінійної вихідної потужності [49, 50].

Одним з привабливих аспектів адаптивного живлення є те, що для діапазону модуляції та лінійності не потрібно з високою точністю повторювати обвідну сигналу, як в УВО процесі. Наприклад, напруга живлення зможе зростати лише тільки для кількох верхніх

децибел обвідної сигналу, це буде зменшувати викривлення піків сигналу, навіть якщо повний відгук залишається нелінійним.

Як і у УВО системі, ключовою проблемою є ефективне перетворення сигналу з низьким рівнем від детектора обвідної у сигнал з високим рівнем на виході живлення ВЧ транзистора. Знов таки, швидкодіючі широтно-імпульсні модулятори можуть тут працювати [49], хоч і з можливими обмеженнями діапазону частот модуляції. Завдяки менш критичним вимогам до адаптивного живлення, думаємо, що ця більш проста методика може бути використана для забезпечення управління живленням, обмеженого якістю відстежуванням обвідної. Одна з додаткових переваг схеми адаптивного живлення є те, що характеристики ВЧ транзистора сумірні з тими, які можуть бути отримані при тій ж периферії, але більшій напрузі живлення. Це може бути привабливим в сенсі зменшення площини кристалу та зниження вартості.

### 5.3. Висновки

Цей метод є другим за поширенням серед трьох розглянутих, його переваги: концептуально проста робота, можливість використання більш низькочастотної техніки для управління потужністю, можливість окремо розробляти НВЧ та ВЧ частини. Недоліки – обмежена смуга частот, додаткові спотворення сигналу та зменшення ККД сумарної системи. Але такі методи можуть використовуватися у сучасних системах телекомунікацій, тому інтерес дослідників до них не знижується.

### 5.4. Контрольні запитання

1. Як відбувається усунення та відновлення обвідної?
2. Які переваги є характерними для метода Кана?
3. Чи є підсилення за методом УВО прикладом просторово-розвиненого підсилювача?
4. Які проблеми можуть виникати при роботі такого підсилювача (зверніть увагу на просторові характеристики та пов'язані з цим часові залежності сигналу)?

## ІНШІ ПРИКЛАДИ ПРОСТОРОВО-РОЗПОДІЛЕНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

### 6.1. Однорідні підсилювачі з розподіленим підсиленням – база-ва схема побудови

У широкосмугових підсилювачах коефіцієнт підсилення при заданій робочій смузі частот обмежено величинами міжелектродних ємностей підсилювальних елементів. Використання у підсилювачі зворотного зв'язку різних ланок корекції і підсилювальних елементів з підвищеним коефіцієнтом якості може збільшити коефіцієнт підсилення. Однак при досить широкій смузі пропускання коефіцієнт посилення одного каскаду підсилювача неминуче виявляється близьким до одиниці. При цьому каскадний принцип побудови широкосмугових підсилювачів, коли коефіцієнт підсилення всього підсилювача визначається добутком коефіцієнтів посилення каскадів, які входять до нього, стає неефективним. І ще на початку 20-го ст. були запропоновані так звані підсилювачі з розподіленим підсиленням, які в кінці минулого сторіччя почали виготовлятися у вигляді монолітних схем НВЧ. Простішу принципову схему такого розподіленого підсилювача показано на рис. 6.1.

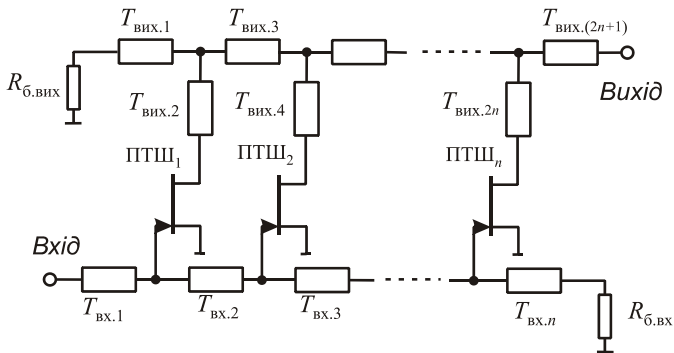


Рис. 6.1. Структурна схема підсилювача з розподіленим підсиленням

Підсилювач з розподіленим підсиленням (ПРП) характеризується двома частотними областями роботи – в одній він забезпечує підсилення у режимі «біжучої хвилі» у вихідній лінії, в другій області ПРП являє собою кілька паралельно включених польових транзисторів Шоткі (ПТШ) з резистивним узгодженням по входу і виходу (рис. 6.2).

Режим «біжучої хвилі» ґрунтується на синфазному складанні хвиль, які збуджуються у вихідній лінії змінними напругами на стоках транзисторів. На частотах, де електрична довжина відрізків вхідної та вихідної ліній, розміщених між транзисторами,  $\theta=90^\circ$ , потужність в баластному резисторі вихідної лінії не розсіюється, тому що парціальні хвилі, які розповсюджуються у напрямі до цього резистора, мають різницю фаз  $180^\circ$  і при додаванні гасять одна одну. Таким чином забезпечується режим «біжучої хвилі» у вихідному колі.

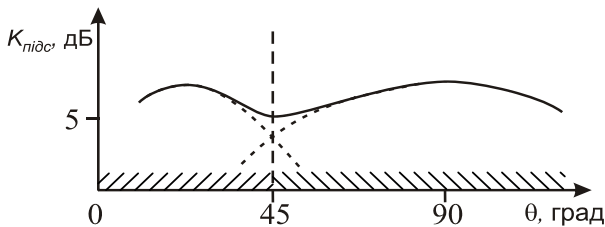


Рис. 6.2. Пояснення частотної залежності коефіцієнта підсилення ПРП

Одне з обмежень ПРП – його коефіцієнт підсилення на високих частотах не може бути вище, ніж коефіцієнт підсилення його одного осередку в узгодженому режимі.

## 6.2. Підсилювач зі взаємодією на гармоніках

При розробці підсилювачів потужності важливими умовами є лінійність, високий ККД, простота реалізації. Для лінійного режиму роботи зазвичай використовують клас А та В, для нелінійного – підсилювачі з високим ККД класу Е, класу F та інші.

Наявність зв'язків у вихідному колі, які створюють нульовий вихідний імпеданс на парних гармоніках і нескінченний на непарних у точках підключення стоків транзисторів, характерно полігармонічному режиму роботи підсилювачів. Ці підсилювачі характеризуються істотно нелінійним режимом роботи транзисторів. Преваги використання таких нелінійних підсилювачів (клас F) – теоретичний ККД 100 %, а до недоліків можна віднести складне вихідне коло. Реальні втілення класу F найбільш схильні до відхилень від теорії внаслідок впливу неідеальності активного елементу і узгоджувальних кіл.

У підсилювачах зі взаємодією на гармоніках нуль імпедансу на частоті другої гармоніки досягається не за допомогою властивостей вихідної узгоджувальної ланки, як в підсилювачах класу F, а виділенням другої гармоніки стокової напруги транзисторів і передачею її з потрібним фазовим зсувом на стік сусіднього транзистора.

Ідея підсилювача з взаємодією на гармоніках полягає в тому, що використовуються два транзистора, які працюють паралельно, кут відсічки транзисторів відповідає роботі транзисторів у класі B або AB, а на гармоніках, завдяки схемі підсилювача, реалізуються умови режиму класу F – коротке замикання на парних гармоніках і холостий хід на непарних. Такий підсилювач може мати більшу вихідну потужність при високому ККД.

Основну схему підсилювача зі взаємодією на гармоніках зображено на рис. 6.3.

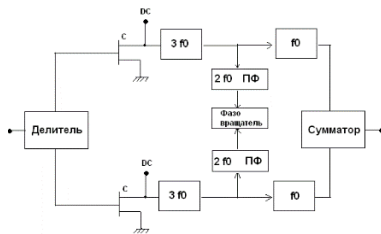


Рис. 6.3. Блок-схема підсилювача зі взаємодією на гармоніках

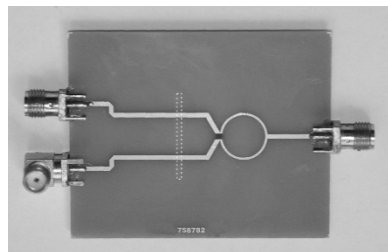


Рис. 6.4. Схема суматора і ланки подачі другої гармоніки для підсилювача. Пунктир вказує на цілину на іншому боці підкладинки

Конфігурація є аналогічною балансному підсилювачу, важлива відмінність полягає у тому, що між двома транзисторами додано тракт передачі другої гармоніки [51]. Крім того, контур на другу гармоніку повинен забезпечити зсув  $180^{\circ}$  між другими гармоніками напруги на виході кожного транзистора (якщо точніше, то на еквівалентному генераторі). Таким чином, навантаження на виході кожного транзистора на другій гармоніці являє собою коротке замикання, що відповідає умовам для вихідного кола підсилювача класу F [4]. А на третій гармоніці, згідно умовам режиму класу F, потрібно забезпечити нескінченний імпеданс, який реалізують узгоджувальні ланки перед контуром на другу гармоніку. Необхідний навантажувальний опір транзисторів на основній частоті створюють узгоджувальні ланки перед суматором. Сигнали подаються на транзистори синфазно завдяки синфазному подільнику, відповідно на виході підсилювача ставлять синфазний суматор.

Було проведено моделювання підсилювача зі взаємодією на гармоніках на частоту 2 ГГц [52]. Моделювання проводилося методом гармонічного балансу з використанням нелінійної моделі ТОМ-2 для псевдоаморфного ПТ з високою рухливістю електронів EC2591. Напруга живлення 5 В. Навантажувальний опір транзисторів 16,6 Ом. Вихідну потужність та ККД в залежності від частоти за результатами моделювання представлено на рис. 6.5.

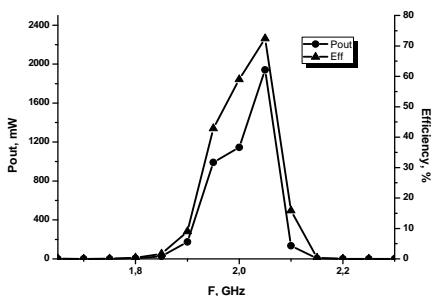


Рис. 6.5. Залежності вихідної потужності та ККД підсилювача за результатами моделювання



Для підсилювача зі взаємодією на гармоніках отримано 1,9 Вт вихідної потужності та 72 % стокового ККД на робочій частоті. Також було отримано залежності характеристик підсилювача від зсуву фаз сигналів другої гармоніки, підтверджено, що  $180^\circ$  є оптимальним значенням.

Підсилювач зі взаємодією на гармоніках демонструє переваги підсилювачів з підсумовуванням потужності і підсилювача з високим ККД і має перспективи використання у НВЧ діапазоні.

### **6.3. Підсилювачі за просторово-резонансною методикою**

Складання потужності окремих підсилювачів доволі часто використовується з різних причин: відсутність активних приладів з потрібною потужністю, висока вартість транзисторів з високою вихідною потужністю, обмеження смуги робочих частот у потужних приладах та інше. Але за потреби досягти високий ККД традиційне складання потужностей за допомогою суматорів потужностей стає непридатним внаслідок втрат у схемах підсумовування потужностей. При цьому навіть використання підсилювачів з високим ККД не дає змоги отримати загальний високий ККД.

Одним з варіантів підвищення ККД при здійсненні підсумовування потужності є використання розширеної резонансної методики [35, 53]. До того ж у цих роботах використовуються підсилювачі з високим ККД – підсилювачі класу E.

Розширена резонансна методика – це підхід побудови підсилювача з підсумовуванням потужності, який використовує вхідні та вихідні кола, розмір яких може бути менше, ніж у підсилювача з розподіленим підсиленням [53]. Переваги такого методу полягають у тому, що вхідна потужність поділяється порівну між кожним затвором транзистора, а потім здійснюється когерентне підсумовування потужності від кожного стоку. Він не потребує використання чверть хвильових передавальних ліній, попередньо узгоджених приладів або конічних передавальних ліній, тому ця методика придатна і для використання у інтегральних мікросхемах.

Головна ідея полягає в перетворенні повної (вхідної або вихідної) провідності на одному транзисторі до її сполученого значення

на вході/виході наступного транзистора, таким чином, знищуються уявні частини та підсумовуються дійсні частини провідності. Ця умова гарантує рівний поділ потужності між активними приладами при розділенні/сумуванні.

Розширена резонансна методика (PPM) має на увазі використання багатоланкового кола, схожого за структурою на фільтр. Зовнішні шунтуючі конденсатори у вхідному та вихідному колах призначені для узгодження затримки фази уздовж кожної ланки. У роботі [53] розглянуто вплив таких зосереджених індуктивностей і ємностей у вхідних / вихідних колах та представлено розробку підсилювачів по PPM.

Загальний вигляд схеми підсилювача на двох транзисторах показано на рис. 6.6. Розглянемо розрахунок підсилювача по PPM на двох ПТШ CLY5 та його моделювання методом гармонічного балансу з використанням нелінійної моделі транзистора *Materka-Kasprzak* [4].

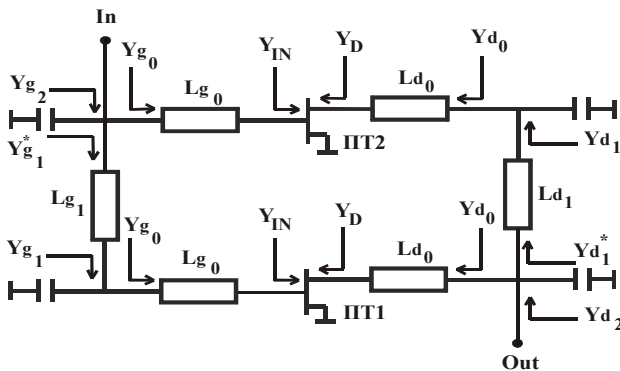


Рис. 6.6. Блок-схема підсилювача по розширеній резонансній методиці на двох ПТШ

У підсилювачі в якості одиничного каскаду використовується підсилювач класу E. Значення навантажувального повного опору на основній частоті пов'язане з вихідною ємністю транзистора та робочою частотою співвідношенням [4]:

$$Z_D = \frac{0,28015}{\omega C_{ds}} e^{j49,0524^\circ} \quad (6.1)$$

Для ПТШ вихідна ємність  $C_{ds} = 2,4$  пФ, тоді на основній частоті 900 МГц потрібно забезпечити опір навантаження транзистора  $Z_D = 13,52 + j15,58$ . На частотах вищих гармонік потрібно забезпечити для реалізації режиму класу Е  $Z_D \rightarrow \infty$  для  $n\omega$ , де  $n \in [2..N]$ ,  $N$  – кількість гармонік, що враховується.

Розрахуємо вихідне коло підсилювача за РРМ на двох транзисторах. Розрахунок вихідної узгоджувальної ланки проведемо для одного транзистора, для іншого вона буде така ж сама (рис. 6.7). Теж стосується і розрахунку вхідної ланки. В першу чергу потрібно забезпечити потрібний вхідний імпеданс узгоджувальної ланки на основній частоті (рис. 6.7а), використовується співвідношення (6.1).

$Z_D^I = (Z_D^L)^*$  – значення імпедансів зі сторони входу та навантаження відповідно.

Таким чином, якщо на основній частоті потрібно отримати  $Z_D^I = 13,52 + j15,58$  та з (6.1)

$$Z_D^I = \frac{(Z_L^{-1} + jZ_C^{-1} \operatorname{tg}(\theta_S))^{-1} + jZ_C \operatorname{tg}(\theta_{L_{d_0}})}{Z_C + j(Z_L^{-1} + jZ_C^{-1} \operatorname{tg}(\theta_S))^{-1} \operatorname{tg}(\theta_{L_{d_0}})} Z_C, \quad (6.2)$$

де  $Z_L = 50$  Ом – опір навантаження;  $Z_C = 50$  Ом – хвильовий опір мікросмушкової лінії, отримаємо електричні довжини лінії та шлейфу

$$\theta_{L_{d_0}} = 43,8^\circ \text{ і } \theta_S = 58,4^\circ.$$

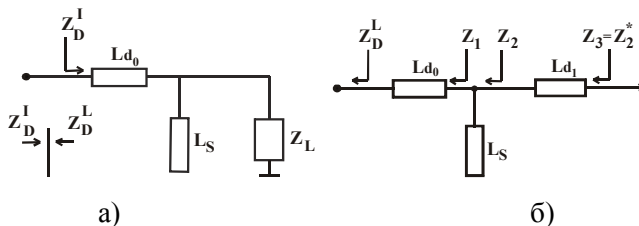


Рис. 6.7. Вихідна ланка для одного транзистора у підсилювачі за РРМ. (а) Забезпечення потрібного навантажувального імпедансу на основній частоті. (б) Отримання його комплексно сполученого значення

Отримані довжини ліній та шлейфу також забезпечують доволі високе значення навантажувального імпедансу транзистора на другій та третій гармоніках, що говорить про виконання умов режиму класу Е.

Далі необхідно перетворити імпеданс на одному транзисторі до його сполученого значення на другому, щоб забезпечити рівне розподілення потужності між транзисторами, а потім її ефективно просумувати. Для цього додається передавальна лінія  $L_{d_1}$  (рис. 6.7б).

$$Z_1 = \frac{Z_D^L + jZ_C \operatorname{tg}(\theta_{L_{d_0}})}{Z_C + jZ_D^L \operatorname{tg}(\theta_{L_{d_0}})} Z_C, \quad (6.3)$$

$$Z_S = -j \frac{Z_C}{\operatorname{tg}(\theta_S)}, \quad (6.4)$$

$$Z_2 = \frac{Z_S Z_1}{Z_S + Z_1}. \quad (6.5)$$

З (6.3–6.5) слідує, що  $Z_2 = 50,3 - j0,3$ ;  $Y_2 = \frac{1}{Z_2} = 0,02 + j0,95 \cdot 10^{-4}$ .

Таким чином  $Z_2 \approx (Z_3)^*$ ,  $Y_2 \approx (Y_3)^*$ , що і потрібно було забезпечити.

Аналогічно відбувається розрахунок вхідної ланки. З умови узгодження отримаємо значення вхідного імпедансу транзистора  $Z_{IN} = 7,2 + j36,5$  на 900 МГц. При використанні ліній з хвильовим опором 50 Ом, отримаємо електричні довжини лінії та шлейфу:

$$\theta_{L_{g_0}} = 53,5^\circ \text{ і } \theta_{L_g} = 70,5^\circ.$$

Тоді для отримання сполученого значення вхідного імпедансу (вхідної повної провідності) використаємо відрізок лінії з електричною довжиною  $\theta_{L_{g_1}} = 70^\circ$ .

Усі отримані електричні параметри ліній потім перетворюються в їх геометричні значення (табл. 6.1), при цьому враховується вплив неоднорідностей у місцях з'єднання мікросмушкових ліній і шлейфів, і довжини ліній корегуються відносно розрахованих даних. Параметри підкладинки: матеріал – ФЛАН, діелектрична проникність 7,2, товщина – 1 мм, товщина металізації – 0,018 мм. Всі смужки шириною 1,3 мм.

Таблиця 6.1

Елемент кола	$L_{d_0}$	$L_S$	$L_{d_1}$	$L_{g_0}$	$L_{S_g}$	$L_{g_1}$
Електрична довжина, град	43,8	58,4	102,1	53,5	70,5	70,0
Довжина, мм	18	24	42	22	29	28,8

При моделюванні підсилювача класу Е, який було виконано за PPM, використовувалась нелінійна модель транзистора CLY5 Materka-Kasprzak [4]. Залежність вихідної потужності, стокового ККД та ККД за доданою потужністю (ККДдп) відображені на рис. 6.3а. Для реалізації класу Е потрібно було забезпечити на основній частоті навантаження на стоці транзистора за формулою (6.1), та забезпечити на частоті другої та третьої гармонік імпеданс, близький до нескінченності. Моделювання показало, що забезпечено навантажувальний імпеданс  $(12 + j16)$  Ом для обох гармонік на основній частоті та необхідне велике значення на частотах другою та третьою гармонік, таким чином, умови для реалізації класу Е забезпечені. На рис. 6.8б наведено значення вхідного імпедансу вихідної узгоджувальної ланки для одного транзистора, для іншого – маємо ті ж значення. Форми струму та напруги на стоці першого транзистора зображені на рис. 6.8в, для другого транзистора форми аналогічні, тільки з затримкою на половину періоду.

За результатами моделювання було отримано 81 % стокового ККД, 72,8 ККДдп та 1,55 Вт вихідної потужності на частоті 900 МГц при напрузі живлення 5 В і вхідній потужності 160 мВт. За результатами експерименту отримано значення вихідної потужності майже в два рази менше, така відмінність характерна для використаної моделі транзистора CLY5 Materka-Kasprzak [4].

Моделювання підсилювача з конденсаторами, що шунтують, як і з шлейфами, що узгоджують, продемонструвало гарне співпадіння з результатами розрахунку, але експериментальні результати з зосередженими конденсаторами були гірше через відмінність реального імпедансу конденсаторів у мікрохвильовому діапазоні.

На рис. 6.9. показано експериментальний макет підсилювача з узгоджувачими шлейфами. Проведено вимірювання вихідної потужності, стокового ККД і ККДдп в смузі частот (рис. 6.10). Зміщення на затворах транзисторів було -3,2 В, напруга живлення 5 В, вхідна потужність 180 мВт.

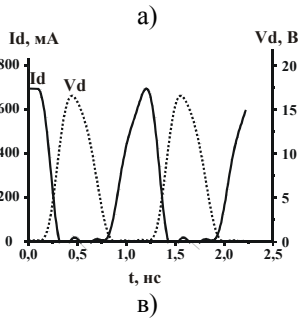
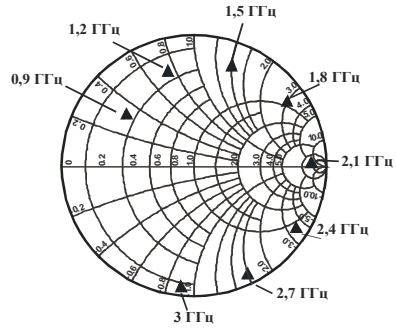
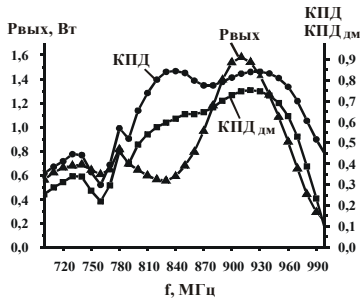


Рис. 6.8. Результати моделювання: (а) залежності від частоти, (б) значення імпедансів на гармоніках, (в) форми сигналів

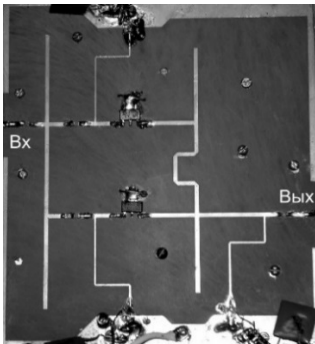


Рис. 6.9. Макет підсилювача

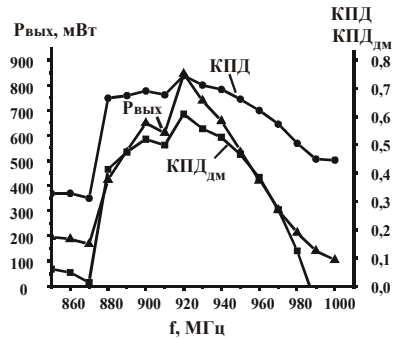


Рис. 6.10. Залежність вихідної потужності, ККД і ККД<sub>дм</sub> по доданій потужності від частоти

Також отримані залежності від вхідної потужності і напруги живлення (рис. 6.11). Максимум по ККД і вихідній потужності досягнуто при вхідній потужності 190 мВт і напрузі живлення 5 В.

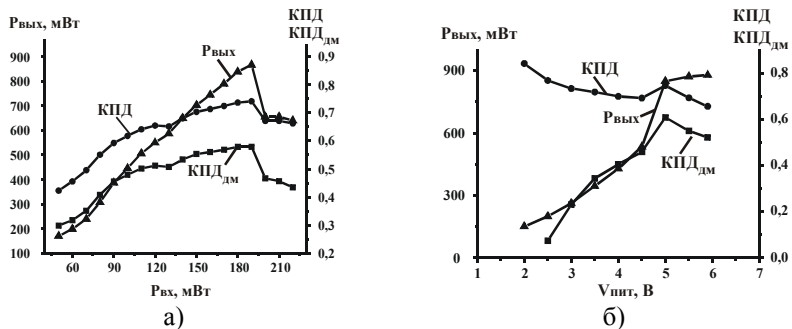


Рис. 6.11. Залежності вихідної потужності, ККД і ККД по доданій потужності від вхідної потужності (а) та від напруги живлення (б)

Експериментальне дослідження підсилювача з одним робочим транзистором, на місті іншого був неробочий прилад, показало обмежену здібність працювати. Отримані залежності представлені на рис. 6.12.

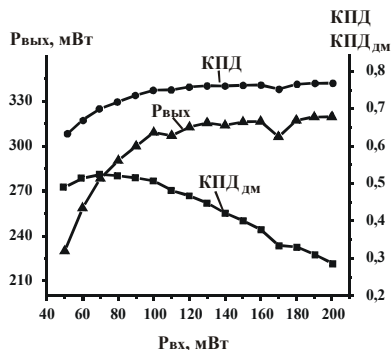


Рис. 6.12. Експериментальні характеристики підсилювача з одним працюючим транзистором

При експериментальному дослідженні підсилювача на двох ПТШ, що був побудований за схемою по розширеній резонансній методиці, отримано 74 % стоковий ККД і 60 % ККД по доданій по-

тужності, вихідна потужність 845 мВт, що майже у двічі більше, ніж у аналогічному підсилювачі класу Е на одному транзисторі.

#### 6.4. Широкосмуговий підсилювач потужності, що використовує активну модуляцію навантаження

Базовий балансний підсилювач з модуляцією навантаження (БПМН) є класичним квадратурним балансним підсилювачем з сигналом контролю, який подається з вихідного порту, який зазвичай навантажений на узгоджений опір, рис. 6.13.

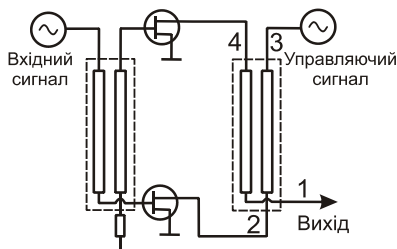


Рис. 6.13. Схематичне представлення БПМН

Роботу вихідної частини схеми простіше всього проаналізувати з використанням чотирьохбранної  $Z$  матриці для 3 дБ гібридного скерованого відгалужувача, як показано на рис. 6.14.

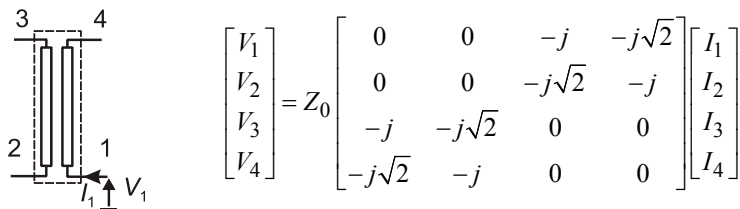


Рис. 6.14. Чотирьохбранна (чотирьохпортова)  $Z$  матриця для 3 дБ гібридного скерованого відгалужувача



Слід зазначити, що це формулювання передбачає струм брами  $I_n$ , який втікає у структуру, а напруга брами  $V_n$  вимірюється по відношенню до загальної лінії заземлення. У випадку БПМН два збалансовані пристрої представлені у вигляді генераторів струму, що мають однакову амплітуду  $I_b$  і відповідний квадратурний фазовий зсув, так що  $I_2 = -I_b$  і  $I_4 = -jI_b$ .

Вихід керуючого пристрою також може бути представлений у вигляді генератору струму на брамі 3, який має обумовлений зсув фази  $\phi$ , так, що  $I_3 = I_{con} = -jI_c e^{j\phi}$ .

Вихідна брама 1 навантажена на узгоджений опір, тому  $V_1 = -Z_0 I_1$ .

Підставляючи це у загальну матрицю імпедансів, отримаємо 4 рівняння, які можна вирішити і знайти вирази імпедансів, які бачать на своїх виходах два активних прилади, визначимо їх як  $Z_A$  і  $Z_B$

$$Z_A = Z_0 \left( 1 - \sqrt{2} \frac{I_c e^{j\phi}}{I_b} \right) \quad (6.6a)$$

$$Z_B = Z_0 \left( 1 - \sqrt{2} \frac{I_c e^{j\phi}}{I_b} \right) \quad (6.6b)$$

Рівняння (6.6) виставляють чудовий результат; вони показують, що навантаження, представлене на кожному з виходів збалансованих пристроїв, може бути «модульованим», якщо регулювати величину та фазу управляючого сигналу, а також, що результуючий імпеданс має таку ж величину і фазу для кожного збалансованого порту (брами). Крім того, потужність, вироблена допоміжним підсилювачем, повністю відновлюється як частина вихідного сигналу в порту 1, оскільки потужність, яка виробляється кожним з джерел збалансованого струму  $P_{bal}$ , надається

$$2P_{bal} = I_b^2 Z_0 \operatorname{Re} \left( 1 - \sqrt{2} \frac{I_c e^{j\phi}}{I_b} \right) = Z_0 \left( I_b^2 - \sqrt{2} I_b I_c \cos \phi \right) \quad (6.7)$$

і з першого матричного рівняння на рис. 6.14 вихідний струм  $I_1 = \sqrt{2} I_b - I_c e^{j\phi}$ , так що вихідна потужність на опорі навантаження  $P_1$  є

$$P_1 = \frac{1}{2} Z_0 \left| \left( \sqrt{2} I_b - I_c \cos \phi \right) - j I_c \sin \phi \right|^2 = Z_0 \left( I_b^2 - \sqrt{2} I_b I_c \cos \phi + \frac{1}{2} I_c^2 \right). \quad (6.8)$$

Потужність сигналу управління на брамі 3 дається виразом

$$P_{con} = \frac{1}{2} I_c^2 Z_0 \quad (6.9)$$

так що можна побачити, що  $P_1 = 2P_{bal} + P_{con}$ .

Зверніть увагу (6.6), що навантаження пристрою можна модулювати вгору або вниз, як по величині, так і по фазі. Це суттєво контрастує з підсилювачем Догерті, який вимагає обмеження смуги пропускання інвертора, щоб змінити напрямком модуляції імпедансу.

Фактична міра модуляції навантаження є функцією потужності керуючого сигналу (ПКС) і, безумовно, є важливим аспектом при проектуванні реконфігуруємих підсилювачів. Нагадуючи, що збалансовані джерела струму мають величину  $I_b$ , а керуючий струм є комплексним числом  $I_{con}$ , де  $I_{con} = I_c e^{j\phi}$ , (6.6), (6.7) і (6.9) можна комбінувати, щоб отримати

$$\frac{P_{con}}{P_{bal}} = \frac{|Z_b/Z_0 - 1|^2}{2 \operatorname{Re}(Z_b/Z_0)} = \alpha, \quad (6.10)$$

де  $\alpha$  – відношення потужності управління до потужності, виробленого єдиним збалансованим пристроєм, а  $Z_b$  – імпеданс площини пристрою  $Z_A$  або  $Z_B$ . Відповідний коефіцієнт відбиття

$$\rho_b = \frac{z_b - 1}{z_b + 1}, \quad (z_b = Z_b/Z_0)$$

підставивши у (6.9), отримаємо

$$\alpha = \frac{\left| \frac{2\rho_b}{1-\rho_b} \right|^2}{\left( 2 \operatorname{Re} \left( \frac{1+\rho_b}{1-\rho_b} \right) \right)},$$

що може дати

$$|\rho_b|^2 = \frac{\alpha}{(1+\alpha)}. \quad (6.11)$$

Таким чином, відносний коефіцієнт потужності керуючого сигналу (ПКС)  $\alpha$  визначає круговий контур, центрований на діаграмі Сміта, який представляє діапазон імпедансів, які можна модулювати зі значення «home» ( $Z_0$ ), як показано на рис. 6.15. Наприклад, щоб модулювати імпеданс у площині пристрою вдвічі (наприклад, від 50 Ом до 25 Ом), значення  $\alpha$  становить 1/4, тому потрібна управляюча потужність на 6 дБ нижче, ніж та, що доставляється одним балансним пристроєм, або 9 дБ в порівнянні з загальним виходом із балансного підсилювача. У режимі попереднього обрізання така зміна навантаження призведе до зменшення потужності на 3 дБ від основної збалансованого ПП; це дає якісний показник корисного діапазону налаштування для дуже скромного рівня ПКС.

Експериментальна верифікація проводилася з використанням комерційних 3 дБ скерованих відгалужувачів з діапазоном 0.8–2.4 ГГц, балансний підсилювач було побудовано на парі корпусних GaN транзисторів Cree CGH40010. Коло живлення було побудовано на котушках індуктивності малого розміру з приблизно 30 нГн та блокувальних конденсаторах типорозміру 0402.

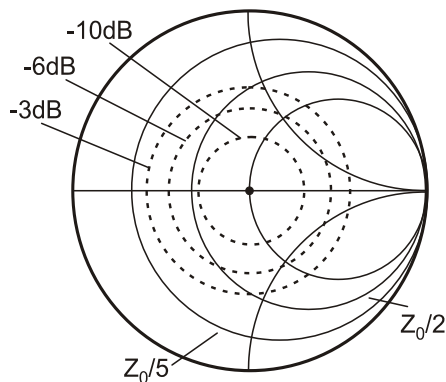


Рис. 6.15. Діапазони модуляції навантаження у разі різних коефіцієнтів ( $\gamma$  дБ) регулювання для балансного ПП

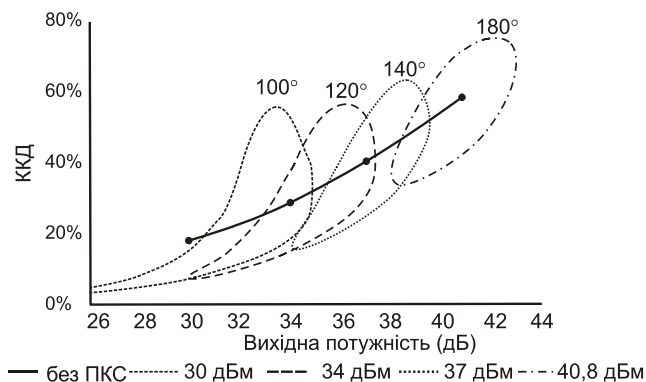


Рис. 6.16. Результати вимірювання (напруга живлення 18 В, 1,5 ГГц), які демонструють ефект модуляції (замкнені криві) при зміні фази на 360° і потужності сигналу управління 2 Вт. Значення фази біля пелеть вказує на точку максимального ККД

## 6.5. Висновки

У цій главі розглянуто приклади деяких конструкцій просторово-розвинених підсилювачів, які не так поширені, ніж ті, що розглядалися раніше. Це пов'язано з тим, що підсилювачі з розподіленим підсиленням, зі взаємодією на гармоніках та за просторово-розвиненою методикою не вирішують проблеми підсилення амплітудно-модульованого сигналу. Тому можна прогнозувати перспективи балансного підсилювача з модуляцією навантаження, який може поєднувати переваги балансної схеми та можливості зберігати високий ККД при підсиленні амплітудно-модульованого сигналу.

## 6.6. Контрольні запитання

1. У чому полягає основна перевага підсилювачів з розподіленим підсиленням?

2. Який параметр має підвищитися у підсилювача зі взаємодією на гармоніках?
3. У чому відмінність між підсилювачем з розподіленим підсиленням та підсилювачем за просторово-розвиненою методикою?
4. Які риси поєднує у собі балансний підсилювач з модуляцією навантаження?
5. Чи можливо виконати підсилювачі, які розглянути у даному розділі, у вигляді інтегральних схем?
6. Які додаткові переваги є у підсилювачах, які розглянути у цьому розділі?

## КЛАС $E_M$ КЛЮЧОВИХ РЕЗОНАНСНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Клас  $E_M$  з одного боку є розвитком класу  $E$  в плані усунення комутаційних втрат, а з іншого – має відмінності просторово-розвиненого підсилювача з інжекцією сигналу, та схожі риси з іншими підсилювальними системами з перетворенням гармонік. У роботі [6] розглянуто варіант побудови підсилювача з повним усуненням комутаційних втрат. При цьому знімається частина припущень, на основі яких проводиться аналіз отримання ККД 100 %. Слідуючи роботі [6], проведемо розгляд варіанту підсилювача, який названо класом  $E_M$ .

Форми струму та напруги на ключі генеруються як часовий відгук вихідного кола на періодичне переключення ключа на вході кола (рис. 7.1).

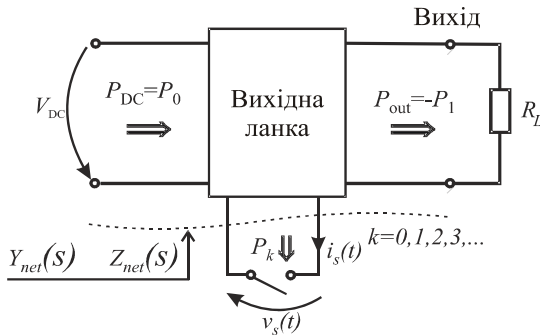


Рис. 7.1. Блок схема ключового підсилювача потужності

Транзистор в режимі класу  $E$  принципово має стрибок струму при виключенні [4]. В реальному колі спадання струму за час процесу виключення протікає рівномірно, зазвичай це займає 15 % або менше від ВЧ періоду. Основне обмеження підсилювача класу  $E$  при наближенні до максимальної частоти, яка використовується, полягає у падінні ККД при зростанні часу виключення активного елемента, оскільки втрати зростають з ростом часу виключення. Час

виключення приблизно обернено пропорційно квадратному кореню з вхідної потужності. Характеристики кола стають мінімально прийнятними на тій частоті, де вхідна потужність, яка потрібна для створення прийнятного часу перемикавання, приводить до мінімально прийнятного коефіцієнта підсилення та ККД по доданій потужності.

Робота [6] присвячена підвищенню ККД підсилювача класу E, що працює поблизу частоти, обговореної раніше. ККД, коефіцієнт підсилення, і ККДдп збільшуються при згладжуванні (формуванні) форми напруги, дозволяючи повільному ключу перемикатися без супутніх втрат ККД. Аналіз процесів під час виключення транзистора починали при обговоренні перших опублікованих схем [1–4]. При виключенні ключа струм спадав лінійно від ненульового рівня до нуля так швидко, як можна було отримати з прийнятною потужністю управляючого каскаду. В результаті колекторний або стоковий ККД

$$\eta = 1 - \frac{1}{12} \theta_s^2, \quad (7.1)$$

де  $\theta_s$  – кут (нормований час) вимикання транзистора (в радіанах). Чисельне обчислення (7.1) показує, що високий ККД може бути отриманий, навіть якщо час вимикання становить значну частину періоду. За рахунок втрат енергії внаслідок ненульового часу виключення, ККД (приймаючи 100 % при нульовому часу перемикавання) змінюється від 96,7 % до 86,8 % для тривалості перемикавання від 10 % до 20 % періоду. Інші причини розсіювання також зменшують ККД, але тут зосередимся тільки на впливі часу перемикавання. Час перемикавання потужного транзистора приблизно  $K/\sqrt{P_{drive}}$ , де  $K$  – постійна для конкретного транзистора і  $P_{drive}$  – вхідна потужність управління транзистора. Велике  $K$  співвідноситься з повільним перемиканням (з низькою частотою  $f_T$  для біполярного транзистора або з великим  $C_{iss}$  для ПТ) і, отже, малим значенням ККД з (7.1).

Однак транзистор, що повільно перемикається, і далі знижує повний ККД, оскільки такий ключовий режим вимагає наявності попереднього каскаду підсилення, чиє споживання потужності веде до: 1) зниження повного ККД, і 2) при збільшенні значення  $K$  вхідного транзистора потрібна більша вхідна потужність (відповідно більше споживання енергії). Користувач обладнання цікавиться головним чином ККДдп ( $\eta'$ ) системи

$$\eta' = \frac{P_{out} - P_{out \text{ first stage}}}{P_{DC \text{ all stage}}} \quad (7.2)$$

Автори [6], як і автори [1], хочуть зробити роботу схеми ефективною без вимоги стрибку (розриву) у формі струму при вимиканні, так як це допоможе ефективно працювати на частотах, досить високих, щоб перемикавання у стан «Вимк» складало значну частину періоду, 30 % та більше. На жаль, [21] показує, що підсилювач класу Е може генерувати ненульову потужність тільки якщо принаймні одна з форм струму або напруги має розрив, в припущенні, що схема включає ідеальний ключ і лінійні пасивні компоненти. Висновки [21] узгоджуються з [22]. Авторами були досліджені: 1) можливість отримання ненульової вихідної потужності при гладких (без стрибків) формах напруги і струму на ключі в колі, яке містить ідеальний ключ і нелінійні пасивні компоненти, і 2) вплив інжектіваних від зовнішнього джерела гармонік струму в коло ключа на форми струму і напруги на ньому і ККД, який буде отримано внаслідок цього. Але не було показано, які топології можуть дати одночасно гладкі форми струму та напруги; відповідь на ці запитання наведено в роботі [6].

Якщо розробити такий режим, щоб обидві форми (напруги та струму) були гладкими (без розривів), тоді схема буде більш терпима до повільного перемикавання транзисторів з меншими втратами ККД, ніж вираз (7.1). Тоді транзистор з заданою швидкістю перемикавання зможе забезпечити у такій схемі більший ККД по частоті, чим у схемі традиційного класу Е [1–3] (при умові, що втрати на опорі не зростатимуть більш ніж зменшуються втрати на перемикавання). На додаток, вихідна потужність попереднього каскаду і потужність, що споживається, будуть зменшуватися, ще більше підвищуючи повний ККД, оскільки більша швидкість перемикавання вже не буде настільки важлива, менша вхідна потужність управління на вихідному транзисторі буде прийнятною. У більшості випадків, час перемикавання струму пропорційний струму, що перемикається, обернено пропорційний вхідній напрузі управління (для ПТ) або струму (для БТ), робота при гладких формах дає більше зменшення часу перемикавання та пов'язаних з ним комутаційних втрат.



У статті [6] описується реалізація режиму, що має гладкі (без розривів) форми струму та напруги на ключі, його назвали «клас Е<sub>М</sub>». Індекс «М» визначає «НВЧ (microwave)», діапазон частот, де якості гладких форм для цього підсилювача найбільш корисні<sup>3</sup>.

Реалізації малих порядків (бігармонічні) принципу класу ЕМ містять наступний вихідний каскад з двох частин:

- Головний підсилювач, що споживає потужність постійного струму, яка приблизно дорівнює  $\frac{3}{4}$  вихідної потужності, і перетворює цю потужність і потужність, що генерує допоміжний підсилювач, у потужність на вихідній частоті  $f_1$ ;
- Допоміжний підсилювач меншої потужності (або варакторний помножувач частоти), синхронізований з головним підсилювачем, який генерує приблизно  $\frac{1}{4}$  потужності на навантаженні на частоті  $2f_1$ .

Головний підсилювач має гладкі форми перемикання струму та напруги, в той час як допоміжний підсилювач може бути звичайним ключовим підсилювачем (класу Е). Якщо помножувач частоти живити від основного підсилювача, то потужність на навантаженні зменшиться на величину потужності, що перетворюється з частоти  $f_1$  на частоту  $2f_1$ , що йде на зміну форм сигналів у безперервні, як буде показано далі.

Схеми вищих порядків можуть використовувати гармоніки з більшими номерами, ніж другий або декілька гармонік (полігармонічна реалізація). Такі схеми будуть мати відмінний розподіл загальної потужності між двома (чи більше для полігармонічного випадку) частинами підсилювача, ніж « $\frac{3}{4} + \frac{1}{4}$ » для бігармонічного випадку при використанні  $f_1$  і  $2f_1$ . Не відмічено будь яких переваг від використання гармонік вище другої, недоліком цього є падіння підсилення та ККД допоміжного підсилювача на частотах гармонік більше  $2f_1$ .

---

<sup>3</sup>Після смерті доктора В. Molnár його співавтори запропонували розшифрувати «М» на честь його, як першовідкривача даного класу підсилювачів [6].

## 7.1. Загальні рівняння для потужності на ідеальному ключі у підсилювачі, який працює в режимі без втрат

На рис. 7.1 показано блок-схему ключового підсилювача. Ключ під'єднано до одного порту лінійного або нелінійного кола, що зветься «вихідне коло» (або «ланка навантаження»). Лінійне або нелінійне коло може бути прийняте як лінійне протягом нескінченно короткого часу перемикаання. Передбачаємо, що коло виконано на зосереджених елементах, таким чином імпеданс  $Z_{\text{net}}$ , який видимий на ключі під час перемикаання, може бути охарактеризовано в частотній області раціональною функцією (7.3) з  $m$  полюсами та  $n$  нулями. З розгляду стабільності  $m - n = -1, 0$  або  $+1$ . Тоді

$$Z_{\text{net}}(s) = \frac{\sum_{i=0}^n A_i s^i}{\sum_{i=0}^m B_i s^i}, \quad (7.3)$$

де  $B_m > 0$  і  $A_n > 0$ ,  $s = j\omega$  – комплексна частота.

Імпеданс  $Z_{\text{net}}(s)$  або провідність  $Y_{\text{net}}(s)$  можуть бути записані як

$$\left. \begin{aligned} Y_{\text{net}}(s) &= C_{\infty} \cdot s + Y_r(s) \\ Z_{\text{net}}(s) &= L_{\infty} \cdot s + Z_r(s) \\ Z_{\text{net}}(s) &= R_{\infty} + Z_r(s) \end{aligned} \right\},$$

де

$$\frac{A_n}{B_n} = \begin{cases} C_{\infty}^{-1}, & \text{якщо } m = n + 1 \\ L_{\infty}, & \text{якщо } m = n - 1 \\ R_{\infty}, & \text{якщо } m = n \end{cases}. \quad (7.4)$$

Декомпозиція в (7.4) за допомогою цього залежить від топології навантажувального кола, ємність  $C_{\infty}$ , індуктивність  $L_{\infty}$ , опір  $R_{\infty}$  можуть бути витягнуті з (7.3). На рис. 7.2 показано три можливі топології ключа та їх вбудовані кола. Витягнуті параметри характеризують високочастотну поведінку імпедансу в момент перемикаання. В більшості практичних випадків витягнуті елементи (рис. 7.2) можуть бути ідентифіковані як дійсні елементи схеми ключових підсилювачів (наприклад в класичних підсилювачах класу E [1–3],  $C_{\infty}$

є власною вихідною ємністю транзисторного ключа, плюс зовнішня шунтуюча ємність, що під'єднана до ключу).

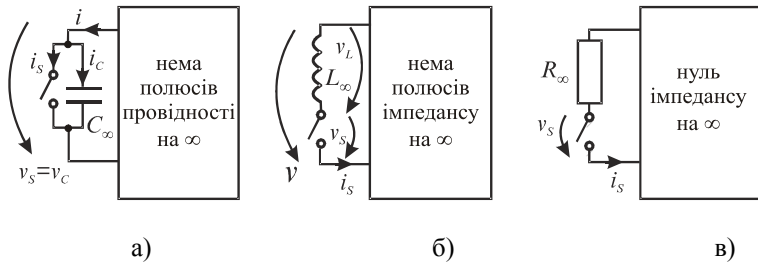


Рис. 7.2. Витяг елементів з лінійної схеми, керованої ключем.  
 Віртуальні схеми: а) Ключ з шунтуючим конденсатором;  
 б) Ключ з послідовною індуктивністю; в) Ключ с послідовним опором

Розглянемо складові потужності на частотах гармонік, які протікають всередині ключа (рис. 7.1). Потужність на окремих гармоніках може бути негативною, тому що на цих гармоніках вона виходить з ключа. Визначимо потужність, що протікає скрізь ключ на  $k$ -тій гармоніці, як  $P_k$ . Для отримання 100 % ККД перетворення енергії (відсутність розсіяння енергії у ключі або колі), ключ повинен працювати так, щоб

$$\sum_{k=0}^{\infty} P_k = 0. \quad (7.5)$$

Рівняння (7.5) може бути задовільнено, якщо коло навантаження налаштовано так, щоб напруга на  $C_{\infty}$  дорівнювала нулю у мить замикання ключу (для топології на рис. 7.2а) або струм скрізь  $L_{\infty}$  дорівнював нулю у мить розмикання ключу (для схеми 7.2б). Схема на рис. 7.2в не потребує таких обмежень на форми сигналів, але ця топологія не дуже добре пристосована для підсилювачів ВЧ, оскільки резистор, який включено послідовно з ключем, призводить до небажаного розсіювання потужності, якщо тільки цей опір не є нескінченно малим. Якщо опір дуже малий, схема переходить в одну зі схем 7.2а або 7.2б.

Тому в наступному аналізі увагу звернемо на схеми 7.2а і 7.2б, які є дуальні одна одній<sup>4</sup>. Припустимо, що ключ ідеальний і не має втрат, тоді (7.5) задовольняється. На рис. 7.3 показано можливі форми сигналів на ключі. Форми струму мають розрив ( $\Delta_{ON}$  та  $\Delta_{OFF}$ ) у схемі 7.2а, і форми напруги можуть мати розриви в колі рис. 7.2б. Як показано на рис. 7.3б комплементарні (дуальні – напруга до струму, струм до напруги) форми сигналів є безперервними (гладкими, без розривів), але їх похідні мають розриви. Похідна сигналу  $S$  вимірюється у вольтях на радіан, або ампер на радіан, у залежності від сигналу, що розглядається.

Позначаючи  $\omega_1 = 2\pi f_1$ , співвідношення між  $S$  та  $\Delta$  запишемо

$$\begin{cases} S_V = -\frac{\Delta_I}{\omega_1 C_\infty}, & \text{для схеми Рис.7.2а} \\ S_I = -\frac{\Delta_V}{\omega_1 L_\infty}, & \text{для схеми Рис.7.2б} \end{cases} \quad (7.6)$$

Індекси  $I$  та  $V$  в (7.6) вказують на струм та напругу відповідно.

Використав (1.6)–(1.8) (або [21]), можемо записати

$$\sum_{k=1}^{\infty} k^2 P_k = \frac{1}{T\omega_1^2} \int_0^T v'_S i'_S dt, \quad (7.7)$$

де  $T = 2\pi/\omega_1$  – період сигналів,  $v'_S$  та  $i'_S$  – похідні від напруги та струму ключа за часом, і  $P_k$  – потужність  $k$ -тої гармоніки, що протікає скрізь ключ [6].

Визначений інтеграл в (7.7) може бути обчислений шляхом розділення інтервалу інтегрування на дві або більше області, кожна з яких починається і закінчується у мить перемикавання, і підсумовуючі отримані значення.

---

<sup>4</sup>Топологія 11б наведена для математичної повноти. Однак, вихідна сміність багатьох транзисторів на частотах більше 100 МГц доволі велика, щоб вона сама виступала як  $C_\infty$  (або її значна частина, коли додається зовнішній конденсатор). Це робить схему відповідною схемі 11а.

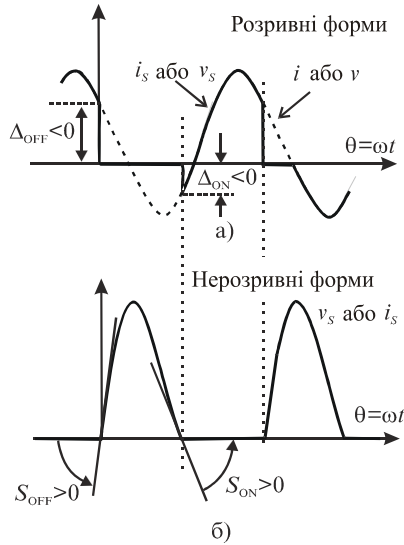


Рис. 7.3. Можливі форми сигналів на активному елементі в ключових ПП: а) розривні форми, б) безперервні форми.  $S$  – скачок похідної безперервної форми сигналу на рисунку б)

Розглянемо інтервал перемикання, центрований відносно  $t = t_0$ , з протяжністю  $2\Delta t$ . Величини  $v'_S i'_S$  дорівнюють нулю до і після перемикання, але можуть бути не рівні нулю протягом інтервалу перемикання.

Основні припущення доказу – що перемикання є доволі швидким, щоб частина системи, яка залишається після відділення  $C_\infty$ , не змогла змінити свій стан протягом процесу перемикання. Ці умови виконуються, коли процес перемикання є нескінченно коротким, тобто  $\Delta t \rightarrow 0$ . Таким чином

$$I_0 = i_S(t) + i_C(t) = \text{const}, \quad (7.8)$$

де  $i_S$ ,  $i_C$  та  $i$  визначені на рис. 7.2а. Беручи похідну за часом від (7.8), отримаємо

$$i'_S(t) = -i'_C(t). \quad (7.9)$$

Стрибок струму у мить перемикання

$$\Delta_I = \begin{cases} +i(t_0) = i_C(t_0 - \Delta t) & \text{для вмикання} \\ -i(t_0) = i_C(t_0 + \Delta t) & \text{для вимикання} \end{cases}, \quad (7.10)$$

де індекси  $I$ , (а також  $V$  – буде використано далі) показує момент перемикавання для струму та напруги відповідно. Коефіцієнт пропорційності між струмом та похідною напруги є оберненою величиною  $C_\infty$ . Враховуючи, що  $C_\infty$  під'єднано паралельно ключу, можна записати

$$v'_S(t) = v'_C(t) = \frac{1}{C_\infty} i_C(t). \quad (7.11)$$

Якщо  $C_\infty$  нелінійна, її значення повинно братися як значення при нульовій напрузі. Оскільки напруга на  $C_\infty$  не може змінитися протягом нескінченно малого часу перемикавання, нелінійна смність  $C_\infty$  може вважатися постійною за час перемикавання. Підставляючи (7.9) і (7.11) в інтеграл (7.7), можна записати

$$\begin{aligned} \int_{t_0 - \Delta t}^{t_0 + \Delta t} i'_S(t) \cdot v'_S(t) dt &= - \int_{t_0 - \Delta t}^{t_0 + \Delta t} i'_C(t) \cdot \frac{i_C(t)}{C_\infty} dt = \\ &= - \frac{1}{2C_\infty} [i_C^2(t_0 + \Delta t) - i_C^2(t_0 - \Delta t)] \end{aligned} \quad (7.12)$$

Так як

$$\begin{cases} i_C(t_0 + \Delta t) = 0 & \text{для вмикання} \\ i_C(t_0 - \Delta t) = 0 & \text{для вимикання} \end{cases} \quad (7.13)$$

і приймаючи до уваги (7.10),

$$\int_{t_0 - \Delta t}^{t_0 + \Delta t} i'_S(t) \cdot v'_S(t) dt = \begin{cases} + \frac{1}{2C_\infty} \Delta_I^2 & \text{для вмикання} \\ - \frac{1}{2C_\infty} \Delta_I^2 & \text{для вимикання} \end{cases}. \quad (7.14)$$

Використавши (7.6), замінено один множник  $\Delta_I$  на  $S_V$  у виразі  $\Delta_I^2$  і тоді підставимо (7.14) в (6.7). Після перетворення у фіналі отримаємо рівняння (7.15) підсумовуючи всі інтеграли типу (7.12), які відповідають переходам при вмиканні та (окремо) вимиканні.

Зауважимо, що розрив похідної напруги вимірюється в вольтах на радіан

$$\sum_{k=1}^{\infty} k^2 P_k = \frac{1}{4\pi} \left( \sum_{\substack{\text{всі} \\ \text{вимикання} \\ \text{за період}}} S_{OFF} \Delta_{OFF} - \sum_{\substack{\text{всі} \\ \text{вмикання} \\ \text{за період}}} S_{ON} \Delta_{ON} \right). \quad (7.15)$$

Для спрощення опущені індекси в сумі які відмічають різні моменти перемикання і індекси  $V$  та  $I$ . Рівняння (7.15) дійсно, якщо переходи швидкі ((7.8) виконується), не суттєво як при цьому змінюється струм ключа протягом перемикання.

Рівняння (7.15) є загальним рівнянням для потужності гармонік, що протікають скрізь лінійне або нелінійне навантажувальне коло в схемі 7.2а або 7.2б, яке не має втрат. Інші форми (7.15) можуть бути отримані підстановкою  $S$  і  $\Delta$  з (6) в (15). У схемі на рис. 7.2а ключ вмикається, коли напруга на ємності  $v_C$  дорівнює нулю. В схемі 7.2б ключ вимикається, коли струм скрізь індуктивність  $i_S$  дорівнює нулю. Ключ проводить струм  $i_S(t)$  і витримує напругу  $v_S(t)$ . Для того, щоб отримати високий ККД, необхідна навантажувальна ланка без втрат, тобто навантажувальна ланка може містити будь-який тип компонентів, виключаючи резистори. Паразитний опір реальних компонентів зменшує ККД від ідеального значення 100 %. Якщо, на додаток, навантажувальне коло лінійне (як зазвичай і буває), потужність гармонік на ключі зберігається. Тобто (7.15) дійсно є загальним рівнянням для потужності, що протікає на частотах всіх гармонік: 1) в ідеальному ключі, під'єднаному до лінійного або нелінійного кола, і 2) в лінійному колі, котре управляється ідеальним ключем, в обох випадках 1) і 2), для підсилювача, що працює в режимі без втрат. Поки не прийняті інші припущення, в подальшому аналізі прийнято використання лінійного кола.

Як сказано раніше, гладкі форми сигналів бажані на таких робочих частотах, що вже перехід при вимкненні не може бути зроблений досить малим в порівнянні з періодом (тобто  $< 20\%$ ). При роботі з гладкими формами,  $S$  та  $\Delta$  дорівнюють нулю в обох сумах в (7.15). Таким чином, може бути записано нове загальне рівняння для підсилювачів потужності, які містять лінійні та нелінійні кола,

що управляються ідеальним ключем, та працюють у режимі без втрат з гладкими формами напруги і/або струму. «І» для випадку нелінійного кола, або лінійного з інжекцією гармонік, як показано на рис. 7.4, «або» – коли коло лінійне.

$$\sum_{k=1}^{\infty} k^2 P_k = 0. \quad (7.16)$$

Якщо коло навантаження лінійне і без втрат,  $P_k$  може бути потужністю гармонік: 1) що протікають скрізь ключ і/або 2) що протікають в коло навантаження скрізь іншу браму (порт), ніж брама, до якої підключено ключ. У випадку 1) загальна потужність  $P_k$  на  $k$ -тій гармоніці є сумою потужностей  $k$ -тої гармоніці на всіх брамах (парах затискачів) за винятком брами ключу.

## 7.2. Наслідки загальних рівнянь

Для аналізу наслідків загальних рівнянь (7.15) і (7.16) припустимо, що позитивна потужність втікає у ключ на постійному струмі і позитивна потужність витікає з ключа на частоті перемикавання, навантажувальне коло лінійне, налаштовано на потрібну частоту нижче частоти перемикавання [1–3], і містить розв'язку по постійному струму і режекторний фільтр на частоті гармонік перед опором навантаження. Форми напруги та струму на навантаженні можуть бути прийняті чисто синусоїдальними на частоті перемикавання і вся потужність, що видається у навантаження, виділяється тільки на частоті перемикавання. При цих припущеннях

$$\left. \begin{aligned} P_0 &= P_{DC} \\ P_1 &= -P_{OUT} \\ P_i &\rightarrow 0 \text{ для } i = 2, 3, \dots \end{aligned} \right\}. \quad (7.17)$$

Підставляючи (7.17) в (7.15), отримаємо для цього прикладу

$$P_{OUT} = -\frac{1}{4\pi} S \cdot \Delta = \begin{cases} -\frac{\omega_1 C_{\infty}}{4\pi} S_V^2 = -\frac{1}{4\pi\omega_1 C_{\infty}} \Delta_I^2, & \text{для } 2a \\ -\frac{\omega_1 L_{\infty}}{4\pi} S_I^2 = -\frac{1}{4\pi\omega_1 L_{\infty}} \Delta_V^2 & \text{для } 2б \end{cases} \quad (7.18)$$



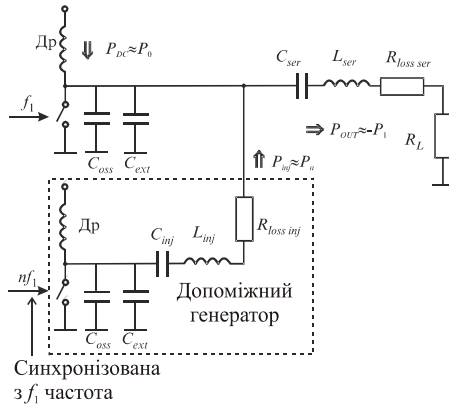


Рис. 7.4. Схема підсилювача класу  $E_M$

Для обраного ілюстративного випадку можна зробити висновок, що вихідна потужність визначається: 1) формами стрибка (розриву) на ключі (струм чи напруга) і 2) імпедансом вихідного кола на всіх інших частотах (тобто шунтуючою ємністю  $C_\infty$  або послідовною індуктивністю  $L_\infty$ ). Ніяка потужність не може бути згенерована ключем, підключеним до лінійного навантажувального кола, якщо форми струму і напруги не мають стрибка і вся потужність на ненульовій частоті протікає через навантажувальне коло, є потужністю тільки на одній частоті.

Для того, щоб задовольнити обидві вимоги 1), гладкі форми напруги та струму на ключі, і 2), майже чисто синусоїдальні вихідні форми з ненульовий вихідною потужністю, потрібно, щоб **потужність втікала в систему на двох або більше гармоніках**. Це може бути здійснено двома способами: 1) використання нелінійних елементів у навантажувальному колі для перетворення потужності основної частоти в потрібну частоту гармоніки і 2) шляхом інжекції потужності на гармоніці в каскад від зовнішнього джерела, такого як «Допоміжний генератор сигналу інжекції» у підсилювачі на рис. 7.4. У випадку використання нелінійних елементів вони повинні бути реактивними (тобто не дисипативними), такими як варактор, для того, щоб отримати високий ККД. Підсилювачі, що мають безперервні форми шляхом використання принципів 1) і 2), розглядаються як новий вид підсилювачів, названий «клас  $E_M$ ».

Наступним етапом розглянемо приклад, який можна назвати «бігармонічним» випадком: 1) потужність, що втікає у ключ, є ненульовою на постійному струмі, на основній частоті  $f_1$  і на одній гармоніці основної частоти ( $n$ -та гармоніка) і 2) напруга в струм на ключі обидва є гладкими:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_0 \neq 0, P_1 \neq 0, P_n \neq 0, \quad n \geq 2 \\ P_k = 0, \quad k \neq 0, 1, n \end{array} \right. \quad (7.19)$$

Для варіанта з лінійним навантажувальним колом і інжекцією  $n$ -тій гармоніці, можна записати

$$\left. \begin{array}{l} P_0 = P_{DC} \\ P_1 = -P_{OUT} \\ P_n = P_{injected} \end{array} \right\} \quad (7.20)$$

У варіанті з помножувачем частоти без втрат, потужність, інжектвана в каскад, присутня в системі. Цей компонент потужності продуцюється у помножувачі, який споживає таку ж потужність на основній частоті. Таким чином, рівняння будуть

$$\left. \begin{array}{l} P_0 = P_{DC} \\ P_1 = -P_{OUT} - P_{multiplier \ input} \\ P_{injected} = P_n = P_{multiplier \ input} \end{array} \right\} \quad (7.21)$$

Застосування загального рівняння (7.16) для «гладких форм напруги та струму на ключі» (рис. 7.2а або 7.2б) дає:

$$\sum_{k=1}^{\infty} k^2 P_k = P_1 + n^2 P_n = 0. \quad (7.22)$$

Тобто

$$P_n = -\frac{1}{n^2} P_1. \quad (7.23)$$

Рівняння (7.16) і окремий варіант (7.23) представляють необхідні умови по потужності для отримання гладких форм напруги і струму на ключі в даному бігармонічному випадку.

Приймаючи до уваги повний баланс потужності (7.5) на ключі, потужність постійного струму, що втікає у ключ, дорівнює

$$P_0 = -P_1 \left( 1 - \frac{1}{n^2} \right). \quad (7.24)$$

У варіанті з варакторним помножувачем частоти (якщо він використовується замість допоміжного підсилювача гармонічної частоти), помножувач споживає частину активної потужності ключа на основній частоті, та віддає її назад в навантажувальне коло на частоті  $n$ -ої гармоніки. Так як (7.16) є необхідною, але не достатньою умовою, це само по собі не є гарантією роботи без втрат. В обох варіантах гармонічні складові інжектованого сигналу повинні також задовільняти певним фазовим і амплітудним умовам для того, щоб отримати гладкі форми напруги і струму на ключі і режим роботи підсилювача без втрат. Чисельні розв'язки дають ясні вимоги для проектування априорі потрібних схем.

Генератор гармонік має бути синхронізованим з головним каскадом класу  $E_M$  для гарантії того, що фаза інжектованої гармоніки залишається з потрібним значенням відносно основної у схемі головного підсилювального каскаду. При роботі на частоті поблизу верхньої межі перемикання транзистора (де транзистор виконує роль ключа) бігармонічний підсилювач може енергетично переважати «класичний» підсилювач класу  $E$  [1–3], який використовує той же самий потужний транзистор і забезпечує ту ж саму вихідну потужність. Крім того, необхідна менша вхідна потужність для бігармонічного підсилювача, оскільки допустимо більш повільний час перемикання (час перемикання обернено пропорційно кореню квадратному з вхідної потужності) і час перемикання зменшується завдяки гладким формам сигналів. Потужність, що споживається від попереднього каскаду, стає меншою, тому підвищується ККД по доданій потужності. Мінімально необхідна вхідна потужність – потужність, що необхідна для роботи транзистора у режимі глибокого насичення під час протікання значного струму, це забезпечує малі втрати на опорі відкритого транзистора. Ця обставина встановлює нижню межу на ККД генератору гармонік, який сприяє отриманню очікуваного високого повного ККД, більшого, ніж у класичного підсилювача класу  $E$ .

### **7.3. Теоретичні форми струму та напруги бігармонічного підсилювача класу $E_M$**

Для визначення форм сигналів в головному каскаді бігармонічного (клас  $E_M$ ) підсилювача класу  $E$  (рис. 7.4) припустимо, що результую-

чий струм ключа і його паралельного конденсатора містить тільки постійну складову, першу і  $n$ -у гармоніки (до уваги,  $n = 2$  є кращим вибором, але наведений аналіз є загальним і дозволяє використовувати будь-яке значення  $n$ ).

$$i = I_0 + I_{1A} \cos \theta + I_{1B} \sin \theta + I_{nA} \cos n\theta + I_{nB} \sin n\theta, \quad (7.25)$$

де  $\theta = 2\pi f_1 t$ , а  $f_1$  – основна частота форм сигналів. Це добре наближення, якщо навантажена добротність вихідного кола і кола інжекції є високими і індуктивність дроселя також висока. Припускаємо, що ключ у головному каскаді працює на першій гармоніці  $f_1$ . Розглядаючи топологію підсилювача (рис. 7.4), можна побачити, що теоретичний параметр  $C_\infty$  на рис. 7.2а дорівнює паралельному шунтуючому конденсатору ключа  $C_\infty = C_{\text{ext}} + C_{\text{oss}}$ .

Напруга на ключі протягом інтервалу «Вимкнено» (починається з  $\theta = 0$  і закінчується при  $\theta = \Gamma$ ) може бути обчислена, взявши визначений інтеграл від струму скрізь  $C_\infty$ . Використавши  $C_\infty$  як зміну інтегрування, напруга може бути записана як

$$v_S = \frac{1}{2\pi f_1 C_\infty} \int_0^\theta i(\theta) d\theta, \quad \theta < \Gamma. \quad (7.26)$$

Умовами оптимальної роботи (з гладкими формами і уніполярним ключом для струму) є

$$\left. \begin{aligned} i(\theta = 0) &= 0 \\ i(\theta = \Gamma) &= 0 \\ v(\theta = \Gamma) &= 0 \\ \frac{d}{d\theta} i(\theta) \Big|_{\theta=0} &= 0 \end{aligned} \right\}. \quad (7.27)$$

Обрахувавши інтеграл (26) і використавши рівняння для струму (25) та підставивши результат у (27), після групування подібних членів, отримаємо систему лінійних рівнянь (СЛР), яка представлена у матричному вигляді

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ \cos \Gamma & \sin \Gamma & \cos n\Gamma & \sin n\Gamma \\ 0 & 1 & 0 & n \\ \sin \Gamma & 1 - \cos \Gamma & \frac{1}{n} \sin n\Gamma & \frac{1}{n} (1 - \cos n\Gamma) \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} I_{1A} \\ I_{1B} \\ I_{nA} \\ I_{nB} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -I_0 \\ -I_0 \\ 0 \\ -I_0 \end{pmatrix}. \quad (7.28)$$

Можна вирахувати форми напруги і струму на ключі в підсилювачі класу  $E_M$  шляхом розв'язання (7.28) (справедливого для будь-якого коефіцієнта заповнення  $D$ ) і розрахувати напругу (7.26) і струм (7.25) ключу<sup>5</sup>. Зокрема, для коефіцієнта заповнення 50 % (тобто  $\Gamma = \pi$ ) і  $n = 2$  (частота гармоніки  $2f_1$ ), рішення (7.28) дає наступні значення компонентів струму:

$$\begin{aligned} I_{1B} &= -\frac{\pi}{2} I_0 \\ I_{1A} &= 0 \\ I_{2B} &= \frac{\pi}{4} I_0 \\ I_{2A} &= -I_0 \end{aligned} \quad (7.29)$$

Рівняння для струму і напруги ключа можна записати

$$i(\theta) = I_0 \left[ 1 - \frac{\pi}{2} \sin(\theta) + \frac{\pi}{4} \sin(2\theta) - \cos(2\theta) \right] \quad (7.30)$$

для  $\theta$  від  $\pi$  до  $2\pi$  і

$$v_S(\theta) = \frac{I_0}{16\pi f_1 C_\infty} [8\theta + 4\pi \cos(\theta) - \pi \cos(2\theta) - 4 \sin(2\theta) - 3\pi] \quad (7.31)$$

для  $\theta$  від 0 до  $\pi$ .

Рис. 7.5 б показує графіки форм (7.30) і (7.31).

Рішення для третьої гармоніки та коефіцієнта заповнення 33 % можна побачити на рис. 7.5с. Якщо маємо визначені форми сигналів на ключі (при обраних значеннях  $\Gamma$  і  $n$ ) два корисних імпеданса може бути вираховано: 1) вхідний імпеданс на другій гармоніці на затискачах ключа (який бачимо як навантаження допоміжного ге-

---

<sup>5</sup>Для деяких комбінацій параметрів ( $\Gamma = \pi$  і  $n = 3$ ) рівняння (28) не може бути вирішено, таким чином, ця комбінація не може використовуватися на практиці. Також існують комбінації параметрів ( $\Gamma = \pi$  і  $n = 4$ ), які дають рішення для (28), але отримана напруга ключу має від'ємне значення на частині стану «вимкнено». Ці випадки можуть бути обійдені, якщо ключові елементи можуть витримати негативну напругу, можливо за допомогою антипаралельних діодів. Якщо ці діоди відкриваються протягом стану «вимкнено», коло залишається добре працюючим, але система рівнянь (18) не придатна, і потрібні інші засоби для передбачення роботи схеми.

нератору гармонік) і 2) імпеданс  $Z_{net}(s)$  на частоті  $f_1$  на вході вихідного кола, яким його видно зі сторони ключа. Так як було передбачено наявність високої навантаженої добротності і високодобротного з великою індуктивністю дроселя, імпеданс 2) практично дорівнює  $C_\infty$ , що шунтує послідовно з'єднані  $L_{ser}$ ,  $C_{ser}$  і навантаження  $R_L$  (рис. 7.4). Окремі складові цього імпедансу можуть бути обчислені, опускаючи обрані компоненти, тобто  $C_\infty$  в імпедансі 2) для випадку, в якому  $C_\infty$  вже забезпечено вихідною ємністю ключу, і проектувальник бажає знати імпеданс, який забезпечено послідовним контуром. Попередні імпеданс 1) і 2) можуть бути визначені шляхом Фур'є аналізу форм сигналів на ключі, знаючи величину  $C_\infty$ . Таблиця 7.1 містить основні формули для теоретичного аналізу.

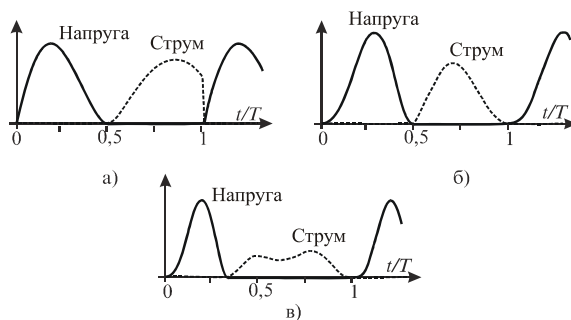


Рис. 7.5. Теоретичні форми сигналів на ключі в класі E і в бігармонічних підсилювачах класу  $E_M$ : а) підсилювач класу E; б) підсилювач класу  $E_M$  (головний каскад) з інжекцією другої гармоніки и коефіцієнтом заповнення 50 %; в) підсилювач класу  $E_M$  (головний каскад) з інжекцією третьої гармоніки і коефіцієнтом заповнення 33 %.

#### 7.4. Приклад дослідження експериментального зразка

У [6] для перевірки концепції і теоретичного аналізу, наведеного вище, було зроблено:

- 1) Проектування ВЧ ПП класу E.

- 2) Побудова двох ідентичних по дизайну підсилювачів і перевірка їх роботи.
- 3) Перевірка ідентичності електричних характеристик двох підсилювачів.
- 4) Доробка одного з підсилювачів в підсилювач класу  $E_M$  шляхом додавання підсилювача інжекції другої гармоніки і генератору сигналу інжекції.
- 5) Перевірка відповідності роботи підсилювача класу  $E_M$  теорії.
- 6) Вимірювання вихідної потужності, стокового ККД і ККДдп (включаючи споживану потужність, і ККД додаткової кола підсилювача класу  $E_M$ ) як функцію часу перемикавання (при встановленій рівності часу вмикання та вимикання, так як практично всі схеми управління затвором забезпечують їх рівність).
- 7) Порівняння результатів вимірювань з даними теорії і формулювання висновків.

Таблиця 7.1

Теоретичні значення елементів схеми головного каскаду підсилювача класу  $E_M$

Елемент схеми	Формула
Загальна ємність, що шунтує ключ	$C = C_{\infty} = \frac{3}{128} \frac{P_{OUT}}{V_{DC}^2 f_1}$
Струм споживання	$I_0 = 3P_{OUT} / 4V_{DC}$
Опір навантаження (основна частота)	$R_L = \frac{128}{9\pi} \frac{V_{DC}^2}{P_{OUT}}$
Реактивний опір навантаження (Реактивність послідовного контуру при його нескінченній добротності на основній частоті)	$X_L = \frac{32(3\pi^2 - 32)}{9\pi^2} \frac{V_{DC}^2}{P_{OUT}}$
Опір брами інжекції (2-га гармоніка)	$R_{inj} = \frac{128}{9(\pi^2 + 16)} \frac{V_{DC}^2}{P_{OUT}}$
Реактивний опір брами на 2-ій гармоніці	$X_{inj} = -\frac{16(3\pi^2 + 16)}{9\pi(\pi^2 + 16)} \frac{V_{DC}^2}{P_{OUT}}$

На рис. 7.4 показана схема пристрою, промодельованого, виготовленого та дослідженого для перевірки бігармонічного підсилю-

вача класу ЕМ з інжекцією другої гармоніки  $n = 2$ . Для зменшення впливу паразитної індуктивності виводів та проведення точних вимірювань з доступними радіовимірювальними пристроями з використанням дешевих транзисторів (кремнієвих потужних МОН ПТ IRFZ24N з  $V_{(BR)DSS} \geq 55 \text{ В}$ ,  $R_{DS(ON)} = 0,07$  при  $T = 25^\circ\text{C}$ ,  $I_D = 10 \text{ А}$ ,  $V_{GS} = 10 \text{ В}$ ) робоча частота була обрана 3,5 МГц. Навантажена добротність коливального контуру на виході головного каскаду ( $C_{ser}$  і  $L_{ser}$ , який навантажено на їх послідовні еквівалентні опори і навантаження  $R_L$ ) та допоміжного каскаду ( $L_{inj}$  і  $C_{inj}$ , навантажені на їх послідовні еквівалентні опори і імпеданс брами головного каскаду) були встановлені незвичайно високі рівні, приблизно вдесятеро більші для отримання майже синусоїдального струму скрізь ці контури. Це зробило експериментальну схему такою, що точно відповідає припущенню синусоїдального струму, що робить простішим теоретичний аналіз. Побічним ефектом високої навантаженої добротності є втрати і контури, які приблизно у 3,3 рази більше тих, що характерні для звичайного значення добротності. Це не є складною проблемою, робота схеми не зривається, і збільшення втрат легко враховується. Фінальне значення  $L_{ser}$  дорівнює

$$L_{ser} = \frac{Q_{loaded} R_L}{2\pi f_1}, \quad (7.32)$$

де  $k$  – коригуючий фактор для врахування впливу паразитних послідовних опорів вихідного кола, який може бути взятий з даних експерименту  $k \approx (R_L + R_{ser})/R_L = 1,07$ .

Послідовний коливальний контур був налаштований злегка в стороні від резонансної частоти, так що підсумковий реактивний опір послідовного контуру  $X_{Lser} + X_{Cser} = X$  дорівнює реактивній складовій навантажувального імпедансу  $Z_1$  як видно з четвертої строки табл. 7.1. У експериментальному макеті  $L_{ser}$  є фіксованою котушкою індуктивності з високою добротністю і  $C_{ser}$  – змінний конденсатор з повітряним діелектриком.

Схожий розгляд застосовано для схеми генератора інжектованого сигналу. Цей генератор потрібно спроектувати для навантаження, рівному складовій імпедансу в табл. 7.1 (строки 5 і 6) і реак-



тивному опору  $C_{inj}$  і  $L_{inj}$  для забезпечення достатньо великої навантаженої добротності ( $\approx 10$ ) на частоті  $2f_1$ .

В експериментальній установці  $C_{inj}$  і  $L_{inj}$  були підібрані для забезпечення більшої навантаженої добротності без розгляду точного імпедансу на другій гармоніці з табл. 7.1. Натомість точної настройки  $C_{inj}$  або  $L_{inj}$ , основний каскад налаштовувався для отримання гладких форм сигналів спочатку налаштуванням  $C_{ser} - L_{ser}$  і  $C_{inj} - L_{inj}$  в резонанс (останній контур на другу гармоніку), потім проводилося точне налаштування по фазі і амплітуді (змінюючи напругу живлення) генератору інжекційної частоти, разом з точною настройкою ємності  $C_{ser}$ , поки форми в головному підсилювачі не стануть відповідати теоретичним (рис. 7.56 і 7.6). Вимірювалася вихідна потужність допоміжного генератора, але не його потужність споживання або управління. Представлений метод дозволяє перевірити: 1) умови отримання гладких форм напруги та струму у головному каскаді на відповідність теорії; 2) теоретичні співвідношення між гармоніками.

На рис 7.7 показані передбачені значення ККДп підсилювачів класів E і E<sub>M</sub> на частоті 870 МГц в залежності від часу перемикавання для головного та допоміжного підсилювачів. Видно, що при великих затримках, тобто при роботі біля високочастотної межі, підсилювач класу E<sub>M</sub> має переваги перед підсилювачем класу E.



Рис. 7.6. Експериментальні форми напруги і струму

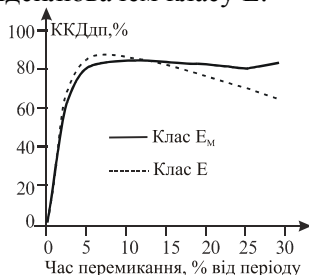


Рис. 7.7. Розраховані залежності ККДп підсилювачів класів E та E<sub>M</sub> на частоті 870 МГц від часу перемикавання для основного і допоміжного підсилювачів

## 7.5. Висновки

Підсилювачі класу  $E_M$  не отримали широкого розповсюдження внаслідок складнощів генерування та подання сигналу інжекції. Але були досліджені автогенератори цього класу, у яких сигнал інжекції формувався у додатковому подвоювачі частоти. Розгляд даного принципу роботи підсилювача має велике теоретичне та методичне значення для галузі підсилювачів з високим ККД.

## 7.6. Контрольні запитання

1. За рахунок чого підвищується ККД у підсилювачі класу  $E_M$ ?
2. На усунення якого негативного фактору націлено використання режиму роботи класу  $E_M$ ?
3. Як сформулюється закон збереження енергії для ПП з 100 % ККД?
4. Чи можливо використовувати результати цього розділу до інших конструкцій просторово-розвинених підсилювачів?
5. Якими повинні бути форми струму і напруги активного елемента у ідеальному підсилювачі зі 100 % ККД?
6. За рахунок чого можна отримати гладкі форми у підсилювачі потужності?

### ПІСЛЯМОВА

У посібнику розглянуто не всі можливі варіанти просторово розвинених підсилювачів, в основному увагу було зосереджено на підсилювачах потужності з високим ККД та поліпшеною лінійністю. Зрозуміло, що використання принципів управління формами сигналів можливо застосувати і для інших цілей. Знайомство з наведеними прикладами покликано стимулювати творчі здібності у читача та показати, як важливо знати історію розвитку технічних рішень для створення нового. Висловлюємо надію, що ці приклади будуть корисні читачеві.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Sokal N. O. RF power amplifiers, classes A through S: how the circuits operate, how to design them, and when to use each – short course / CD-ROM 2000 IEEE MTT-S IMS, Workshop notes, 12 June 2000, Boston, MA.
2. Albulet M. RF Power Amplifiers. Atlanta: Noble publ. 2001. 376 p.
3. Cripps S. C. RF Power Amplifiers for Wireless Communications. 2<sup>nd</sup> ed. Artech House Books, 2006. 470 p.
4. Крыжановский В. Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. Донецк: Апекс, 2004. 448 с.
5. Алипов А. С., Козырев В. Б. Систематизированная классификация транзисторных усилителей мощности // Электросвязь, 2006. № 10. С. 37–43.
6. Telegdy A., Molnar B., Sokal N. O. Class-E<sub>M</sub> Switching-Mode Tuned Power Amplifier – High Efficiency With Slow-Switching Transistor // IEEE Trans. on MTT. Vol. 51. No. 6, June 2003. P. 1662–1676.
7. Kazimierczuk M. K. RF Power Amplifier. Chichester, John Willy & Sons, 2008. 405 p.
8. Grebennikov A., Sokal N. O. Switchmode RE Power Amplifiers. Burlington, Newnes, Elsevier, 2007. 423 p.
9. Kee S. D., Aoki I., Hajimiri A., Rutledge D. The Class-E/F Family of ZVS Switching Amplifiers // IEEE Trans. on MTT. Vol. 51. No. 6, June 2003. P. 1677–1690.
10. Rudiakova A. N., Rassohina Yu. V., Kazimierczuk M. K., Krizhanovski V. G. Class-N High-Frequency Power Amplifier / Proceedings of IEEE Inter. Symp. on Circuits and Systems, Vol. 5, pp. 517–520, Phoenix, AZ, May 2002.
11. Bausov I., Stolarczyk L. G. Class-L power-output amplifier Pat. USA 6, 993, 302. January 31, 2006.
12. Wright P., Lees J., Benedikt J., Tasker P. J., Cripps S. C. A Methodology for Realizing High Efficiency Class-J in a Linear and Broadband PA // IEEE Tran. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 57, No. 12, P. 3196–3204, December 2009.
13. Сиверс М. А., Спириденков Э. М., Сергеев А. Я. Широкополосный транзисторный усилитель мощности // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. Т. 50, № 1, 1972. С. 99–102.
14. Баранов А. В. Проектирование СВЧ усилителей большой мощности в классе «Е». Радиотехника (Москва), 2006, т. 12, С. 65–70.
15. Blakey P. A.  $\pi/2$ -Mode Operation of Class E Power Amplifiers / Int. Symp. on Signals, Systems and Electronics, 2007. ISSSE'07. July 30 2007-Aug. 2 2007. P. 205–208.

16. Raab F. H. Class-E, Class-C, and Class-F Power Amplifiers Based Upon a Finite Number of Harmonics // IEEE Trans. of MTT, vol. 49, No 8, (Aug. 2001), P. 1462–1468.
17. Colantonio P., Giannini F., Leuzzi G., Limiti E. Multiharmonic Manipulation for Highly Efficient Microwave Power Amplifiers // Int. Journal RF and Microwave CAE. V. 11. 2001. P. 366–384.
18. Крыжановский В. Г., Прилипская А. С. О классификации транзисторных усилителей мощности // «Прикладная радиоэлектроника», 2010, Том 9, № 4. С. 554–561.
19. Suetsugu N., Kazimierczuk M. K. Comparison of class-E amplifier with nonlinear and linear shunt capacitance // IEEE Trans. on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications. V. 50, Issue: 8, Aug. 2003 P. 1089–1097.
20. Pantell R. H. General Power Relationships for Positive and Negative Nonlinear Resistive Elements // Proc. IRE, Dec. 1958. V. 46. P. 1910–1913.
21. Molnar B. Basic limitations of waveforms achievable in single-ended switching-mode (Class E) power amplifiers // IEEE J. Solid-State Circuits. Vol. SC-19, P. 144–146, Feb. 1984.
22. Kazimierczuk M. K. Generalization of conditions for 100-percent efficiency and nonzero output power in power amplifiers and frequency multipliers // IEEE Trans. on Circuits and Systems. V. CAS-33. No. 8, August 1986. P. 805–807.
23. Крыжановский В. Г., Рассохина Ю. В., Рудякова А. Н., Шевченко И. Н. Транзисторные усилители с высоким КПД: общие условия реализации // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2000. № 5–6. С. 5–8.
24. Steve C. Cripps RF Power Amplifiers for Wireless Communications (Second Edition). Artech house, inc., 2006, 470 p.
25. Alizadeh A., Frounchi M., Medi A. Dual-Band Design of Integrated Class-J Power Amplifiers in GaAs pHEMT Technology // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 65, No. 8, August 2017. P. 3034–3045.
26. Raab F. H. Class-F power amplifiers with reduced conduction angles // IEEE Trans. on Broadcasting. V. 44, No. 4, Dec. 1995. 455–459.
27. Cantu H. I., Mury T., Fusco V. F. Inverse Class E amplifier and oscillator phase noise characteristics /European Microwave Conf., 2007. 9–12 Oct. 2007 P. 740–742.
28. Juhas A., Novak L. A. Comments on «Class-E, Class-C, and Class-F Power Amplifier Based Upon a Finite Number of Harmonics» // IEEE Tran. on MTT, V. 57, N. 6, June 2009 P. 1623–1625

29. Kang D., Yu D., Min K., Han K., Choi J., Kim D., Jin B., Jun M., Kim B. A. Highly Efficient and Linear Class-AB/F Power Amplifier for Multimode Operation // *IEEE Trans. on MTT*. V. 56. No. 1. P. 77–87, Jan. 2008.
30. Фузик Н. С. Бигармонические режимы настроенного усилителя мощности ВЧ // *Радиотехника*, 1970. Т. 25, № 7. С. 62–71.
31. Kaczmarczyk Z. High-Efficiency Class E, EF2, and E/F3 Inverters // *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 53. No. 5, October 2006. P. 1584–1593.
32. Sheppard D. J., Powell J., Cripps S. C. An Efficient Broadband Reconfigurable Power Amplifier Using Active Load Modulation // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, V. 26. No. 6, June 2016, P. 443–445.
33. Козырев В. Б., Петров Б. Е., Попов А. И. КПД генератора с нелинейной емкостью в контуре // *Радиотехника*, 1971. Т. 26. № 11. С. 90–103.
34. Kwon T., Jeong J. High efficiency radio frequency power amplifier with dynamic load modulation for wireless communications // *Microwave and optical technology letter*, Vol. 58, Issue 11, Nov. 2016, P. 2717–2722
35. Martin A. L., Mortazawi A. A class-E power amplifier based on an extended resonance technique // *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*. V. 48, 2000, No. 1. P. 93–97.
36. Aoki I., Kee S. D., Rutledge D. B., Hajimiri A. Distributed active transformer: A new power combining and impedance transformation technique // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, P. 316–331, Jan. 2001.
37. Eccleston K. W. Compact Dual-Fed Distributed Power Amplifier // *IEEE Trans. On MTT*, Vol. 43, No. 3, Part 1, March 2005. P. 825–831.
38. Bowers J. H., Dutcher F. Drive circuits for reactive loads. US Patent 5 926 093, G08B 13/14, Заявл. 15.08.1997, Оpubл. 20.07.20, 1999.
39. Woo Y. Y., Kim J., Yi J., Hong S., Kim I., Moon J., Kim B. Adaptive digital feedback predistortion technique for linearizing power amplifiers // *IEEE Trans. on Microw. Theory Tech.*, vol. 55, No. 5, May 2007. P. 932–940.
40. Abed K. H., Kazimierzczuk M. K., Nerurkar S. B., Senadeera M. P. Linearization techniques in power amplifiers for 1.9 GHz wireless transmitters / 48th Midwest Symp. on Circuits and Systems, 2005. Vol. 2, 7–10 Aug. 2005. P. 1103–1106.
41. Raab F. H. Electronically tunable class- E power amplifier / 2001 MTT- S International Microwave Symposium Digest 01. 3 (2001 Vol. III [MWSYM]): 1513–1516 vol. 3.
42. Doherty W. H. A new high efficiency power amplifier for modulated waves // *Proc. IRE*, Vol. 24, No. 9, Sept. 1936, P. 1163–1182.
43. Chireix H., High power outphasing modulation // *Proc. IRE*, Vol. 23, No. 11, Nov. 1935, P. 1370–1392.

44. Stengel R., Eisenstadt W. High Efficiency LINC Power Amplifier // Proc. Wireless & Microwave Technology Conf., Chantilly, VA, 1997.
45. Raab F. H. Efficiency of Outphasing RF Power Amplifier Systems // IEEE Trans. Commun., Vol. 33, No. 10, October 1985, P. 1094–1099.
46. Hetzel S. A., Bateman A., McGeehan J. A LINC Transmitter // Proc. 42nd IEEE Vehicular Tech. Conf., Denver, CO, May 1992, P. 759–763.
47. Kahn L. R. Single Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration // Proc. IRE, Vol. 40, July 1952, P. 803–806.
48. Asbeck P., et al. High Efficiency Techniques for Wide Dynamic Range Handset Applications / 2004 IEEE Intl. Microw. Symp., WFD-6.
49. Hanington, G., Chen P. F., Asbeck P. M. A 10 MHz DC to DC Converter for Microwave Power Amplifier Efficiency Improvement / IEEE MTT Symp., Baltimore, MD, 1998.
50. Raab F. H. Split Band Modulator for Kahn-Technique Transmitters / 2004 IEEE Intl. Microw. Symp., Fort Worth, TX, WE2D-1, P. 887–890.
51. Nishiki S., Nojima T. Harmonic Reaction Amplifier – A Novel High-Efficiency and High-Power Microwave Amplifier / IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 2, Las Vegas, NV, June 1987, P. 963–966.
52. Прилипская А. С., Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г. Сравнение энергетических характеристик СВЧ усилителей с суммированием мощности на полевых транзисторах с барьером Шоттки // Вісник Донецького національного університету, Сер. А: Природничі науки, 2010, Вип. 1. С. 133–138.
53. Martin A. L., Mortazawi A. A new lumped-elements power-combining amplifier based on an extended resonance technique // IEEE Microwave Theory Tech. Sept. 2000. V. 48, No. 9. P. 1505–1515.

## ЗМІСТ

Передмова .....	3
Перелік скорочень .....	4
Вступ .....	5
1. Класифікація підсилювачів потужності .....	7
1.1. Умови отримання 100 % ККД підсилювача, що визначені у частотній області .....	7
1.2. Класифікація ПП на основі спектрального зображення .....	16
1.3. Просторово-розвинені підсилювачі .....	21
1.4. Висновки .....	23
1.5. Контрольні запитання .....	24
2. Підсилювачі з високим ККД .....	25
2.1. Підсилювачі класу E .....	25
2.2. Підсилювачі класу F .....	28
2.3. Висновки .....	33
2.4. Контрольні запитання .....	33
3. Підсилювачі Догерті .....	34
3.1. Підвищення ККД .....	35
3.2. Підсилювач Догерті .....	40
3.3. Реалізація підсилювача Догерті .....	51
3.4. Висновки .....	55
3.5. Контрольні запитання .....	55
4. Підсилювач Шірекса .....	56
4.1. Дефазований підсилювач Шірекса .....	56
4.2. Висновки .....	62
4.3. Контрольні запитання .....	62
5. Підсилювачі з параметрами, що динамічно змінюються .....	63
5.1. Метод усунення та відновлення обвідної .....	63
5.2. Адаптивне живлення .....	65

5.3. Висновки .....	66
5.4. Контрольні запитання .....	67
6. Інші приклади просторово-розподілених підсилювачів .....	68
6.1. Однорідні підсилювачі з розподіленим підсиленням – базова схема побудови .....	68
6.2. Підсилювач зі взаємодією на гармоніках .....	69
6.3. Підсилювачі за просторово-резонансною методикою .....	72
6.4. Ширококутний підсилювач потужності, що використовує активну модуляцію навантаження .....	79
6.5. Висновки .....	83
6.6. Контрольні запитання .....	83
7. Клас $E_M$ ключових резонансних підсилювачів .....	84
7.1. Загальні рівняння для потужності на ідеальному ключі у підсилювачі, який працює в режимі без втрат .....	88
7.2. Наслідки загальних рівнянь .....	94
7.3. Теоретичні форми струму та напруги бігармонічного підсилювача класу $E_M$ .....	97
7.4. Приклад дослідження експериментального зразка .....	100
7.5. Висновки .....	104
7.6. Контрольні запитання .....	104
Післямова .....	105
Література .....	110



Навчальне видання

*Крижановський* Володимир Григорович  
*Чернов* Дмитро Вікторович

## **ПРОСТОРОВО РОЗВИНЕНІ ПІДСИЛЮВАЧІ**

Навчальний посібник

Редактор Т. О. Важеніна  
Технічний редактор Т. О. Важеніна

Підписано до друку 05.10.2018  
Формат 60х84/16. Папір офсетний  
Друк цифровий.  
Друк. арк. 7,00. Умов. друк. арк. 6,51.  
Обл.-вид. арк. 5,09  
Наклад 15 прим. Зам. № 7709

Віддруковано з оригіналів замовника.  
ФОП Корзун Д.Ю.

Видавець ТОВ «ТВОРИ»  
Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи  
до Державного реєстру видавців, виготовлювачів і розповсюджувачів  
видавничої продукції серія ДК № 6188 від 18.05.2018 р.  
21027, а/с 8825, м. Вінниця, вул. Келецька, 51а  
Тел.: (0432) 603-000, (096) 973-09-34  
e-mail: [info@tvoru.com.ua](mailto:info@tvoru.com.ua)  
<http://www.tvoru.com.ua>