

ТРАНЗИСТОРНІ ДЖЕРЕЛА ГЕНЕРАЦІЇ МІЛІМЕТРОВИХ ХВИЛЬ

Авдєєнко Г.Л., Бичок А.В.* , Карушкін Н.Ф., Наритник Т.М.,
Крючкова Л.П., Буглак А.О.

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря
Сікорського», Київ, Україна.

*Державне підприємство науково дослідний інститут «Оріон», Київський національний університет ім.
Т. Шевченка, Київ, Україна.

E-mail: django2006@ukr.net,
andrey.bychok@gmail.com,
ndiorion@tsua.net,
t.natytnyk@ukr.net,
alara54@ukr.net,
buhlak.andrii@lil.kpi.ua

Abstract

The paper presents an analytical review and systematic analysis of the level of development of semiconductor power sources of the millimeter wavelength range, made on transistors of various types. The possibilities and trends of development of semiconductor power sources of the millimeter wavelength range are considered and it is shown that the development of technology for creating transistors based on wide-band semiconductors allows to realize microwave powers, which are achieved by electrovacuum devices. The designs of circuits of frequency-stabilized transistor oscillators using dielectric resonators are presented. The features of the use of wide-band materials, such as GaN, SiC, are given, which opens up the possibility of a significant increase in power when creating transistor oscillators. The characteristics and parameters of microwave monolithic integrated circuits (MICs) are presented, including the development of transistor amplifiers based on them, which in the frequency range up to 200 - 300 GHz provide an output power level of up to tens of watts. Achieving high power of semiconductor sources of millimeter-wavelength range is realized by adding the power of many transistor chips using branched waveguide systems. A MIS amplifier with an output power of > 2.5 W at a frequency of 94 GHz is described, in which 8 transistors are included in the total load using binary adders. Possible promising applications of transistor amplifiers of the millimeter-wave range in monolithic integrated design for the creation of radio equipment of wide application and promising devices and systems of radio communication and short-range radar in the millimeter and terahertz ranges in the field of high-speed information transmission, guidance and control are determined.

Вступ

Польові та біполярні транзистори займають провідне місце як потужні джерела електромагнітних коливань в автогенераторах, широкодіапазонних і малoshумливих підсилювачах міліметрового діапазону хвиль [1,2]. Вихідні потужності транзисторів на частотах менше 30 ГГц значно вищі, ніж у лавинно-пролітних діодах (ЛПД), а в діапазоні 60 – 100 ГГц середні потужності транзисторів і ЛПД практично однакові. При цьому значення коефіцієнта корисної дії (ККД) транзисторів значно вищі, ніж у найефективніших діодів. На основі транзисторів можна створити суматори потужності з рівнем вихідної потужності до десяти ват міліметрового діапазону у безперервному режимі. Важливою особливістю транзисторів, при застосуванні в радіотехнічних системах, є наявність розв'язки між їх входом та виходом. Ця ізоляція дозволяє створити автогенератори та підсилювачі без застосування феритових невзаємних елементів. З використанням біполярних транзисторів створено монолітно-інтегральні схеми в одному чіпі, які

включають транзистор і пасивні елементи. Ці роботи обумовили початок успішного розвитку мікроелектроніки.

Швидкодія та енергетичні параметри можуть бути суттєво покращені при використанні напівпровідникових матеріалів з різними величинами енергетичних зазорів та введення в конструкцію транзистора широкозонних матеріалів. У таких транзисторах застосовується один або два гетеропереходи, тому прилади такого класу отримали назву гетеробіполярних транзисторів (ГБТ). Розробка гетеробіполярних транзисторів стала одним із важливих напрямів розвитку НВЧ електроніки міліметрового діапазону. ГБТ на основі GaInP/GaAs характеризуються нижчими рівнями шуму, ніж польові транзистори GaAs і забезпечують кращу лінійність характеристики $P_{\text{вих}} = f(P_{\text{вх}})$ [3].

Транзистори цього класу за енергетичними характеристиками поступаються транзисторам з високою рухливістю електронів HEMT (HEMT – англ. *High Electron Mobility Transistor*) у міліметровому діапазоні хвиль, але завдяки високій лінійності та малим шумам InP ГБТ знаходять застосування у багатьох розробках пристроїв цього діапазону. Виробництво гетеробіполярних транзисторів не вимагає реалізації субмікронних розмірів та складних технологічних процесів, таких як електронна літографія [4, 5].

Розвиток транзисторної електроніки пов'язується зі збільшенням швидкодії ефективних польових транзисторів у короткохвильовій частині сантиметрового діапазону та у міліметровому діапазоні. Застосування затвору Шотткі дозволило суттєво знизити сталу часу $\sim \tau$. Робочі частоти цих транзисторів сягають 50 – 100 ГГц, а рівні потужності – одиниці Вт [2].

Активно розробляються польові транзистори з гетероструктурними переходами PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor). Сучасні польові транзистори PHEMT як джерела безперервної потужності домінують у сфері частот > 40 ГГц. In PHEMT забезпечує найнижчі шуми і найвищі робочі частоти серед усіх типів транзисторів.

Застосування широкозонних напівпровідників, таких як GaN, відкриває можливості значного збільшення рівня вихідної потужності. Розробка технології створення транзисторів на базі широкодіапазонних напівпровідників дозволяє реалізувати потужності НВЧ, які досягаються електровакуумними приладами (ЕВП).

Метою роботи є аналітичний огляд та системний аналіз напівпровідникових потужних джерел випромінювання у міліметровому діапазоні, виконаних на транзисторах різного типу для виявлення перспективних напрямків їх подальшого розвитку.

Особливості застосування широкозонних матеріалів при створенні напівпровідникових пристроїв.

Застосування широкозонних напівпровідників, таких як GaN, SiC, відкриває можливості значного збільшення потужності транзисторів НВЧ. Останні досягнення в технології створення пристроїв на основі широкозонних напівпровідників дозволяють вже зараз розробляти і виробляти транзистори з параметрами, які були раніше доступні тільки ЕВП.

Переваги застосування широкозонних матеріалів при створенні напівпровідникових приладів впливає із співставлення основних параметрів різних матеріалів [3], дивись таблицю 1. У таблиці 1 прийняті позначення:

- E_g – ширина енергетичної зони;
- ϵ_r – відносна діелектрична стала матеріалу;
- λ – коефіцієнт теплопровідності;
- E_s – критична напруженість електричного поля в напівпровіднику (перед пробоем).

Таблиця 1.

Матеріал	ε_q (В)	ε_r	λ (Вт/°К·см)	E_s (В/см)
Si	1,12	11,9	1,5	$3 \cdot 10^5$
GaAs	1,43	12,5	0,54	$4 \cdot 10^5$
InP	1,34	12,4	0,67	$4,5 \cdot 10^5$
4H-SiC	3,2	10	4	$3,5 \cdot 10^6$
GaN	3,4	9,5	1,3	$2 \cdot 10^6$
Алмаз	5,6	5,5	20 - 30	$5 \cdot 10^6$

Окрім габаритів та ваги велике значення має ціна транзисторів. Вартість GaN-транзисторів практично наблизилася до вартості традиційно використовуваних LD MOS-транзисторів. Подальше підвищення попиту, безсумнівно, призведе до зменшення витрат на їх виробництво.

На рис. 1 представлені залежності коефіцієнта шуму $K_{ш}$, дБ транзистора типу НЕМТ від частоти [3].

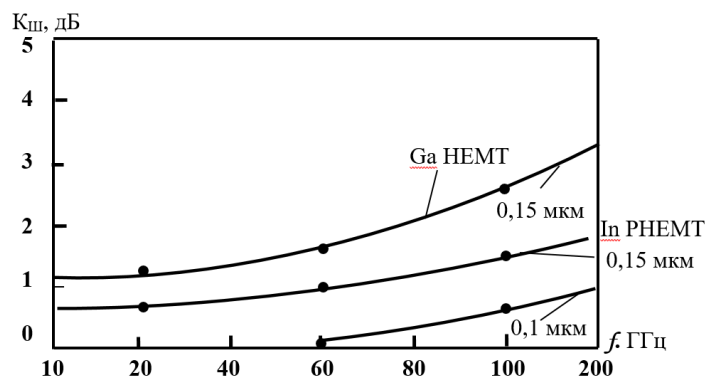


Рис. 1. Залежність коефіцієнта шуму НЕМТ від частоти при різних довжинах затвору

Вибір підкладки є ключем до ефективного використання всіх можливостей широкозонних напівпровідників. Великі значення густини потужності на одиницю площі переходів GaN-транзисторів призводять до того, що для усунення проблем із розсіюванням тепла їх необхідно вирошувати на підкладках з високою теплопровідністю. В таблиці 2 наводяться порівняльні характеристики підкладок для GaN-транзисторів [6].

Таблиця 2.

Параметри підкладки	Si	Al ₂ O ₃	SiC	AlN
Теплопровідність, Вт/см	1,5	0,42	4,9	3,0 - 3,4
Напруга пробою, мВ/см	0,3	0,4	2	1,3 - 1,8
Діелектрична стала	11,8	0,6	10	8,5
Неузгодженість кристалічної решітки з GaN, %	17	16	3,5	2,4
Розміри підкладки, дюйм	12	6	4	4
Опір, Ом/см	10^7	10^6	10^6	10^7
Тангенс діелектричних втрат	$1 \cdot 10^{-5}$	$3 \cdot 10^{-5}$	$3 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-5}$

GaN і SiC мають ширину енергетичної зони в 2-3 рази більшу, ніж у напівпровідників, таких як Si, GaAs, InP. Діелектрична стала приблизно на 20% менша, ніж у традиційних напівпровідників і це дозволяє на таку ж величину збільшувати площу переходу при збереженні величини імпедансу, тобто на 20 % збільшувати струм.

Коефіцієнт теплопровідності у SiC значно вищий, ніж у Si, GaAs, In, а у GaN такий же як у Si - найбільш теплопровідного напівпровідника. Нарешті, критичне (передпробійне) електричне поле у широкозонних матеріалів значно вище, що дозволяє створити високовольтні потужні напівпровідникові прилади.

Транзистори цього нового типу широко впроваджуються в радіоелектронні НВЧ пристрої, найбільший внесок у збільшення випуску GaN транзисторів – зростаючий попит для радіолокаційних систем (РЛС) на базі активних фазованих решіток (АФАР).

Ключовим елементом АФАР є розташований безпосередньо за випромінювачем антени приймально-передавальний модуль (ППМ), що містить потужні транзистори, від характеристик яких залежить функціональність і можливості модуля. До складу АФАР входить зазвичай велика кількість ППМ для багатопроменевого сканування у двох площинах.

Транзисторні потужні джерела в міліметровому діапазоні на основі автогенераторів зі стабілізуючими резонаторами.

Транзисторні потужні джерела в міліметровому діапазоні створюються на основі автогенераторів зі стабілізуючими резонаторами, а також при використанні низькочастотних високостабільних автогенераторів і помножувачів частоти при використанні режиму зовнішньої синхронізації субгармонічним сигналом.

Найбільш конструктивно простими є транзисторні автогенератори в монолітно або гібридно-інтегральному виконанні зі стабілізацією частоти високодобротними діелектричними резонаторами. В цих автогенераторах застосовуються два основні типи транзисторів: підсилювальні транзистори з мінімальними внутрішніми зворотними зв'язками, з узгодженими колами на вході та виході, і транзистори з сильним внутрішнім зворотним зв'язком, який визначається зазвичай паразитними реактивними параметрами.

В транзисторних потужних джерелах міліметрового діапазону на основі автогенераторів в НВЧ-систему автогенератора включається високодобротний стабілізуючий резонатор і коло позитивного зворотного зв'язку.

На рисунку 2 і 3 наведено відомі схеми частотно-стабілізованих транзисторних автогенераторів, що використовують діелектричні резонатори.

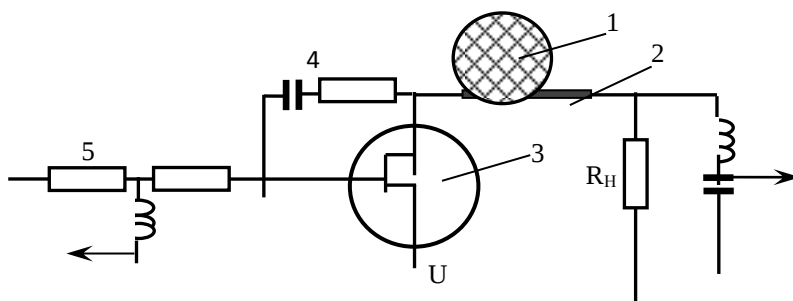


Рис. 2. Еквівалентна схема частотно-стабілізованого автогенератора з діелектричним резонатором у лінії виведення потужності

У генераторі (рис.2) діелектричний резонатор 1 пов'язаний з мікрополосковою лінією 2, включеною в коло стоку транзистора 3. Зовнішній позитивний зворотний зв'язок здійснюється колом 4, що складається з елементів мікрополоскової лінії та конденсатора. Застосування діелектричного резонатора дозволяє зменшити рівень фазового шуму на 30 дБ порівняно з нестабільним генератором.

На рисунку 3 представлена схема частотно-стабілізованого генератора на польовому транзисторі GaAs (2) з діелектричним резонатором у колі зворотного зв'язку. Діелектричний резонатор 1 встановлений між двома мікрополосковими лініями ℓ_1 і ℓ_2 , приєднаними до стоку та затвору транзистора 2 відповідно. На високих частотах лінії ℓ_1 і ℓ_2 навантажені на омичні опори, величини близькі до хвильових значень. Корисне навантаження R_H генератора приєднано до мікрополоскової лінії ℓ_3 в колі витоку.

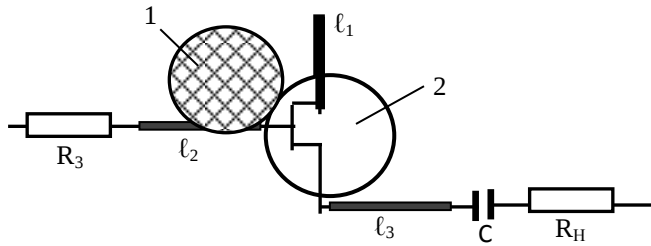


Рис. 3. Еквівалентна схема частотно-стабілізованого автогенератора з діелектричним резонатором в колі зворотного зв'язку.

Узагальнену схему частотно-стабілізованого транзисторного автогенератора наведено на рис. 4.

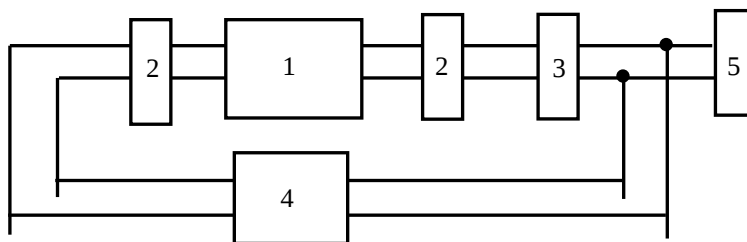


Рис. 4. Узагальнена схема автогенератора

- 1 – транзистор;
- 2 – узгоджувачі;
- 3 – високودобротна система;
- 4 – коло зворотного зв'язку;
- 5 – навантаження.

Транзистор 1, включається в лінію передачі за допомогою узгоджувальних чотириполосників 2. Розрахунок схеми узгодження вимагає знання матриці розсіювання транзистора, яка зазвичай міститься в документації конкретної марки транзистора, чотириполосник 3 характеризує резонансну систему автогенератора та її параметри зв'язку з високочастотним колом транзистора. Коло позитивного зворотного зв'язку 4 характеризує коефіцієнт передачі з виходу транзисторного підсилювача на його вхід.

Принциповим завданням, що визначає можливість побудови частотно-стабілізованих транзисторних автогенераторів в інтегральному виконанні, є створення діелектричних резонаторів з високою добротністю. Добротність діелектричних резонаторів зменшується приблизно обернено пропорційно до резонансної частоти.

З метою розширення сфери застосування частотно-стабілізованих планарних транзисторних генераторів з діелектричним резонатором (ДР-генераторів) активно розробляються схеми, в яких транзистор та резонатор працюють на частоті вдвічі меншій за робочу частоту. Це двотактні схеми, які отримали назву "push-push". На рис. 5 наведено схему такого генератора зі стабілізацією частоти діелектричним резонатором. На наведеній схемі частота вихідного сигналу $f_{\text{вих}} = 94 \text{ ГГц}$ [7].

Особливістю наведеної схеми є те, що все електричне живлення виконується лише від одного джерела 5. Витоки транзисторів T_1 і T_2 заземлені, а в колах баз транзисторів включені ємності C . У схемах такого типу виникає автозміщення на електродах баз транзисторів і завдяки цьому низькочастотні шуми $1/f$ суттєво знижуються. У діапазоні частот 30 - 110 ГГц стабілізовані генератори Ганна при використанні об'ємних високودобротних резонаторів мають фазові шуми на 30 - 50 дБ менше ніж транзисторні генератори з діелектричними резонаторами [8].

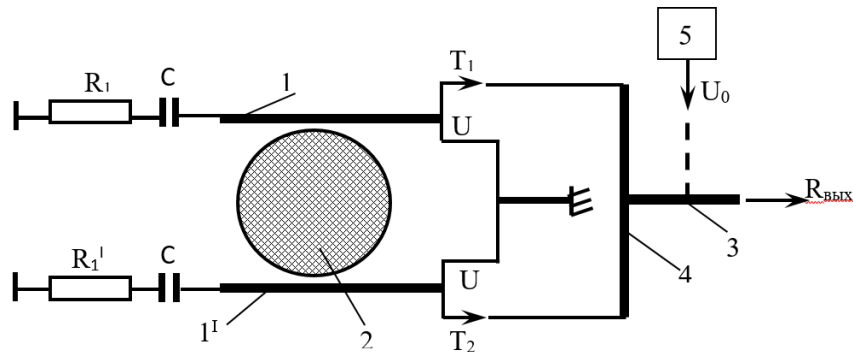


Рис. 5. Схема транзисторного генератора типу "push-push" зі стабілізацією частоти з діелектричним резонатором

Наявність високостабільних транзисторних автогенераторів сантиметрового діапазону стимулюють створення джерел міліметрового діапазону на основі множення частоти. Такі джерела, що включають низькочастотний транзисторний автогенератор, помножувач частоти і, при необхідності, підсилювальні каскади, можуть бути побудовані в інтегральному виконанні, характеризуються рівнем фазового шуму, нижчим, ніж у суттєвих транзисторних автогенераторів міліметрового діапазону, а також мінімальними масогабаритними параметрами і низькою вартістю при серійному виробництві [11].

Аналіз спектральних характеристик відомих джерел міліметрового діапазону хвиль показують:

- множення частоти стабільних джерел сантиметрового діапазону дозволяє отримати сигнали в міліметровому діапазоні хвиль з фазовими шумами суттєво меншими, ніж у транзисторних автогенераторів на основній частоті;
- при коефіцієнті перетворення частоти $N \geq 16$ і значеннях вхідних частот $f \approx 6$ ГГц, в діапазоні частот 60 – 100 ГГц, фазовий шум вихідного сигналу помножувача частоти виявляються близьким і навіть менше, ніж у генераторів Ганна, стабілізованого об'ємним резонатором [9,10].

Включення транзистора до високочастотного кола підсилювача вимагає вирішення питань його узгодження з лінією передачі на вході та виході. Якщо ці питання не вирішені розробниками транзисторів, тобто, транзистори не є самоузгодженими, то завдання узгодження транзистора з колами НВЧ вирішується при побудові схеми підсилювача.

Як правило, фірми, що випускають транзистори, наводять у паспорті характеристики матриці розсіювання в широкому діапазоні частот. Зазначені матриці розсіювання є основою для розробки узгоджувальних чотириполосників, що забезпечують узгодження імпедансів транзистора та лінії передачі.

Визначення матриці розсіювання транзистора міліметрового діапазону дозволяє свідомо підходити до побудови мікросхем і, таким чином, є важливим кроком у розвитку напівпровідникової електроніки міліметрового діапазону на основі мікрохвильових монолітних інтегральних схем (МІС), включаючи розробку МІС транзисторних підсилювачів. У діапазоні частот до 200 – 300 ГГц вони забезпечують рівень вихідної потужності до десятків ват. Характерними рисами МІС транзисторних підсилювачів є їх габарити, на порядок менші, ніж у конструкцій, виконаних з використанням хвилеводних систем. З літературних даних відомо, що вимоги у міліметровому діапазоні до енергетичних, діапазонних та спектральних характеристик підсилювачів найбільш повно вирішуються при використанні транзисторів GaAs PHEMTу та InPHEMT. При цьому ККД InPHEMT помітно вищий, ніж у GaAs PHEMT. Ця обставина важлива для багатьох застосувань, де використовується велика кількість транзисторів, встановлених у малих об'ємах, таких як активні фазовані антенні решітки, телевізійні системи W-діапазону, автомобільні радары. Досяжні рівні потужності в InPHEMT виявляються нижчими, ніж у GaAs PHEMT.

Мініатюрні транзисторні схеми в інтегральному виконанні.

Створення мініатюрних транзисторних схем в інтегральному виконанні стало важливим кроком у розвитку електроніки НВЧ, що дозволило по-новому підійти до побудови радіоелектронної апаратури міліметрового діапазону на основі інтегральних схем. При використанні різноманітних способів застосування транзисторів (у створенні підсилювачів, автогенераторів, помножувачів частоти, фазообертачів тощо) розширюється виробництво мікросхем НВЧ різного функціонального призначення.

Мікросхеми на основі монолітно-інтегральної технології з усіма активними та пасивними елементами виготовляються в єдиному технологічному циклі. Сучасні технології забезпечують субмікронні розміри напівпровідникових структур, створення багатофункціональних мікросхем в інтегральному виконанні. Найбільш широко ці досягнення використовуються при розробці МІС транзисторних підсилювачів [13].

При побудові МІС міліметрового діапазону на загальній напівпровідниковій основі розташовуються всі високочастотні кола та їх елементи, у тому числі розв'язки, фільтри, узгоджувальні чотириполюсники, а також активні елементи, що формують кілька каскадів підсилення, наприклад, вхідний малошумливий, вихідний потужний каскад, підключений до корисного навантаження. Монолітні схеми підсилювачів є фактично каскадними суматорами потужностей транзисторів, встановлених на загальній напівпровідниковій основі по N штук у кожному i -му каскаді.

На рисунку 6 наведено спрощену схему підсилювача [12].

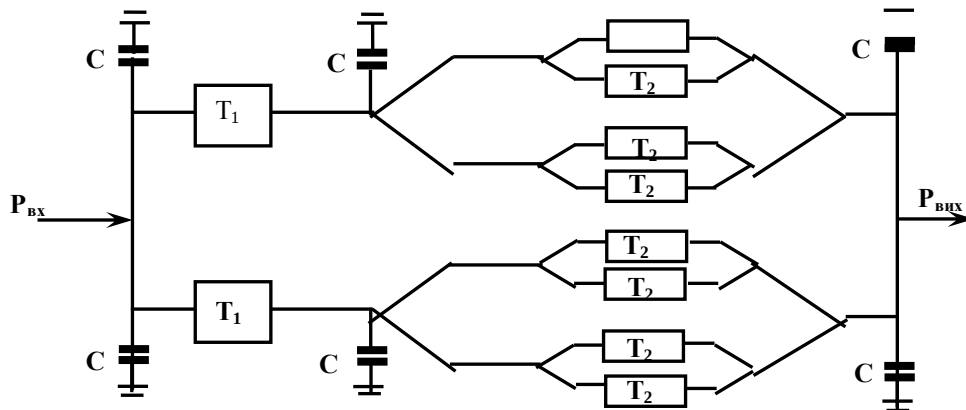


Рис. 6. Спрощена схема підсилювача Ka-діапазону з рівнем безперервної потужності на виході ($P_{\text{вих}} = 4$ Вт) в монолітно-інтегральному виконанні

Транзистори кожного каскаду характеризуються своїми параметрами електричного режиму, рівнями потужності, підсиленням, параметрами матриці розсіювання. При цьому в більшості конструкцій МІС застосовуються симетричні триплесні суматори – дільники потужності, виконані на планарних хвилеводах різного класу (мікрополоскових, компланарних).

Підсилювач виконаний двокаскадним з двома транзисторами у першому каскаді-драйвері та з вісьмома транзисторами у другому вихідному каскаді. Транзистори встановлені у плечах 3 дБ – суматорів-дільників потужностей, виконаних на мікрополоскових лініях. Застосовані GaAs PHEMT із довжиною затвора 0,15 мкм, шириною затвора 1,4 мм. Розміри МІС на загальній напівпровідниковій підкладці становлять 5,05 x 2,95 мм.

Необхідна стабільність параметрів підсилювача досягається введенням у схему чвертьхвильових резистивних відрізків ліній, LCR – кіл зворотного зв'язку, що пригнічують посилення поза робочою смугою частот. Кола живлення затворів і стоків транзисторів, а також систем узгодження імпульсів будувалися із застосуванням SiN-конденсаторів з погонною ємністю 400 пФ/мм², плівкових опорів на основі TaN та відрізків мікрополоскових ліній з певними довжинами та хвильовими опорами.

Підсилювач забезпечує наступні високочастотні параметри: вихідна потужність $P_{\text{вих}} \geq 4$ Вт, ККД за доданою потужністю 25 – 31%, підсилення не менше 14 дБ в смузі частот 25 – 31 ГГц.

Аналогічні схеми побудови монолітних підсилювачів застосовані в короткохвильовій частині міліметрових хвиль [13]. Описаний МІС підсилювач виконаний у двох варіантах: на двох і трьох каскадах з використанням InPHEMT з довжиною затвора 0,15 мкм, призначений для роботи у W-діапазоні. У роботі [13] описані два широкосмугові підсилювачі в монолітно-інтегральному виконанні: перший перекриває дві повні смуги частот хвилеводів зі стандартними перерізами WR-10 і WR-8, 75 – 110 ГГц та 90 – 140 ГГц з максимальною вихідною потужністю 25 мВт. Другий підсилювач оптимізований для роботи в смузі частот 75 – 110 ГГц і забезпечує вихідну потужність 40 – 50 мВт при підсиленні 3 дБ. Обидва варіанти підсилювачів виконані на трьох каскадах при використанні InPHEMT із довжиною затвора 0,1 мкм. Повна ширина затворів вихідного каскаду дорівнює 300 мкм. Розміри трьохкаскадного підсилювача становлять 12x1,4 мм.

Транзисторні підсилювачі міліметрового діапазону хвиль у монолітному інтегральному виконанні набувають особливого значення для створення радіоапаратури широкого застосування. Загальними вимогами до таких підсилювачів є їх надійність, відтворюваність параметрів у промисловому виробництві, стійкість параметрів при впливі зовнішніх експлуатаційних факторів. При серійному виробництві важливим фактором є вартість напівпровідникового приладу, можливість побудови багатофункціональних пристроїв (наприклад, приймально-передавальних). Вдоволення зазначених вимог потребує розробки нових технологічних та конструкторських рішень.

Одним з таких рішень, що знайшло застосування в міліметровому діапазоні, стало з'єднання елементів та вузлів НВЧ кіл методом «flip-chip», а також використання компланарних ліній передачі [14].

На рисунку 7 наведено схему з'єднання інтегральної схеми 1, виконаної на основі GaAs, з електричним колом на підкладці 2 з алюмінооксидної кераміки при використанні flip-chip-технології.

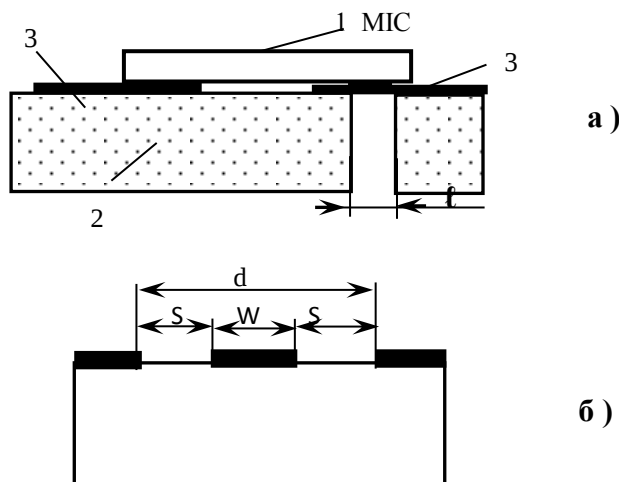


Рис. 7. Схематичне зображення монолітної інтегральної схеми (МІС), змонтованої на підкладці з алюмінооксидної кераміки за допомогою технології flip-chip Rounding a), поперечний переріз компланарної лінії 3 на підкладці 2 б).

При використанні flip-chip технології створено інтегральні монолітні схеми автомобільних радарів у діапазоні частот 76 ГГц із розмірами чіпа 1,2 x 1,9 мм [14].

Перспективним напрямом для збільшення ступеня інтегрованості мікрохвильових монолітних схем є створення мікрополоскових ліній НВЧ на тонких діелектричних плівках, товщина яких значно менша тих, які зазвичай застосовуються [15].

Фізична ідея такого рішення полягає в тому, що при зменшенні товщини діелектрика збільшується концентрація електромагнітної енергії безпосередньо під мікрополоском і взаємний вплив розташованих поряд ліній зменшується. Це дозволяє збільшити густину монтажу елементів схеми. Лінії такого типу отримали назву тонкоплівкових мікрополоскових ліній (thin-film microstrip TEMS).

Застосування нових діелектричних матеріалів з малими значеннями втрат $\text{tg}\delta$ і значенням діелектричної проникності $2\div 4$ дозволяє реалізувати мікрополоскові лінії передачі електромагнітної енергії в міліметровому діапазоні, які представлені в таблиці 2 [17].

Сьогодні у світі активно ведуться роботи зі створення монолітних інтегральних схем на основі нітридних гетероструктур у міліметровому діапазоні. Прилади, виконані на структурах «нітрид галію на кремнії», значно дешевші і технологічніші у виробництві ніж, наприклад, прилади, де в якості підкладки використовується карбід кремнію [16-18].

У будь-якому разі реалізація оптимальних параметрів активного компонента відбувається за рахунок оптимізації напівпровідникової структури, вибору лінії передачі та пошуку шляхів найкращого поєднання напівпровідникового елемента з коливальною системою.

Таблиця 2.
Характеристики мікрополоскових ліній, реалізованих на матеріалах фірми Rogers.

Матеріали	Товщина підкладки, мм	Ширина полоски, мм	ϵ	$\text{tg}\delta$ на частоті 60 ГГц
R ₀ 4350 B	0,101	0,2	3,06	0,0115
R ₀ 300 B	0,127	0,3	3,0	0,0034
R _T Duroid 5880	0,127	0,36	2,2	0,0024

У роботі [19] описано підсилювач з рівнем вихідної потужності НВЧ 120 Вт в діапазоні частот 27–31 ГГц, що складається з шістнадцяти збірок підсилювачів потужністю 10 Вт, виконаних за технологією GaN HEMT, та коаксіально-хвильоводної схеми складання їх сигналів. Кожна збірка має клиноподібну форму і в якості носія використовує алюмінієву або мідну основу. Включена у кожний клин плата є лінією передачі потужності НВЧ. Її конструкція показана на рис. 8.

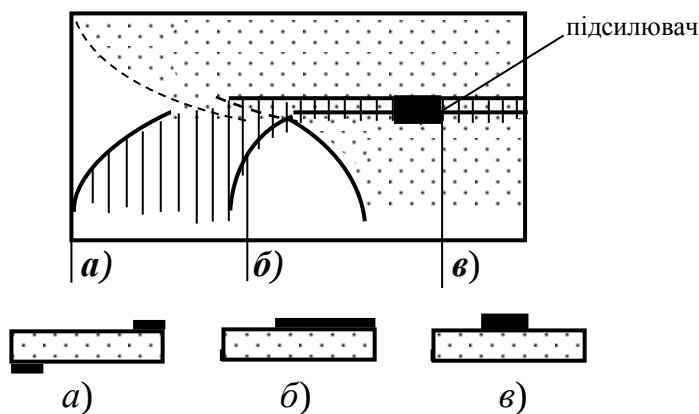


Рис. 8. Конструкції мікрополоскових плат.

Монолітна мікросхема підсилювача має балансний вхід та вихід 10 Вт вихідної потужності та ККД понад 25%.

Досягнення великих потужностей у міліметровому діапазоні реалізується під час побудови систем шляхом складання потужностей багатьох транзисторних чіпів [20]. При порівняно невеликій кількості чіпів створюються джерела генерації з прийнятною вихідною потужністю із застосуванням розгалужених хвильоводних систем. У роботі [21] описано МІС-підсилювач з вихідною потужністю > 2,5 Вт на частоті 94 ГГц, у якому включено 8 транзисторів у загальне навантаження за допомогою бінарних суматорів.

Необхідно мати на увазі, що застосування розгалужених систем типу хвильоводних відгалужувачів, гібридних мостів тощо призводить до зменшення ККД зі збільшенням кількості чіпів, тому цей метод зазвичай застосовують при використанні 2–8 чіпів. Для досягнення більших рівнів потужності цей метод може виявитися неефективним.

Складання великої кількості транзисторних чіпів та досягнення значних рівнів безперервної потужності в міліметровому діапазоні виконується при використанні просторово розвинених та квазіоптичних систем [22]. У таких системах ККД складання практично не залежить від числа активованих напівпровідникових елементів, що складаються, і при високому коефіцієнті підсилення визначається, перш за все, величиною втрат у вихідному колі суматора.

В останнє десятиліття актуальність застосування мікрохвильових монолітних інтегральних схем (ММІС) у НВЧ пристроях неухильно зростає завдяки сучасним та перспективним завданням як загального, так і спеціального призначення [23 - 26]. Зіставлення характеристик потужних джерел НВЧ на транзисторах і ЛПД призводить до наступних висновків: підсумовування потужностей кремнієвих

ЛПД у безперервному режимі на мідному тепловідводі з ККД = 5% не є конкурентно-здатним рішенням в порівнянні з мініатюрними транзисторними схемами в інтегральному виконанні.

Мініатюризація, зменшення ваги, мале енергоспоживання та стабільність параметрів є очевидними перевагами використання ММІС за технологією GaN-on SiC (нітрид галію на карбіді кремнію) в активних фазованих антенних решітках (АФАР) та системах радіоелектронної боротьби (РЕБ). Жодна існуюча чи перспективна технологія не може зрівнятися з GaN-on SiC за питомою густиною потужності, напругою пробою, компактністю, мінімальними вхідною і вихідною ємностями, вхідним і вихідним імпедансами та коефіцієнтом корисної дії.

Висновки.

В роботі представлено рівень розвитку напівпровідникових пристроїв міліметрового діапазону довжин хвиль. В останні 50 років цей розвиток відбувається у двох напрямках, які відрізняються конструкціями коливальних систем та активними напівпровідниковими елементами. Перший напрямок – створення джерел випромінювання з використанням діодних структур: ЛПД, діоди Ганна тощо. Другий пов'язаний із використанням транзисторів.

Застосування широкозонних матеріалів, таких як GaN, SiC відкриває можливості значного збільшення потужності при створенні транзисторних автогенераторів міліметрового діапазону довжин хвиль.

Вирішення задач мініатюризації напівпровідникових підсилювачів на основі монолітних інтегральних схем дозволяє створити потужні джерела НВЧ при складанні активних елементів. Досягнення великих потужностей транзисторних джерел міліметрового діапазону довжин хвиль з вихідною потужністю > 2,5 Вт на частоті 94 ГГц реалізується шляхом складання потужностей багатьох транзисторних чіпів із застосуванням розгалужених схем за допомогою бінарних суматорів.

Досягнутий рівень транзисторних підсилювачів міліметрового діапазону хвиль у монолітному інтегральному виконанні дає підстави рекомендувати їх для створення перспективних пристроїв та систем радіозв'язку і радіолокації ближньої дії в міліметровому та терагерцовому діапазонах у сфері передачі високошвидкісної інформації, наведення та керування.

Очікується, що GaN HEMT-транзистори можуть стати основою для нових інтегрованих мікросхем (SoC) та багатофункціональних рішень для міліметрових радіочастотних систем, прогнозується розширення досліджень у напрямку підвищення енергоефективності, вдосконалення інтеграції GaN HEMT у складні структури та покращення параметрів шуму для забезпечення ще більш високих частотних характеристик. GaN HEMT технології представляють інноваційну основу для подальшого розвитку міліметрових технологій, здатних значно підвищити продуктивність у високочастотних застосуваннях і забезпечити ефективне рішення для наступних поколінь безпроводових телекомунікаційних мереж, таких як 5G і 6G мобільного зв'язку.

Література

1. A. Shirane, H. Yamamoto, K. Tanaka, et al. A Survey of GaN HEMT Technologies for Millimeter-Wave Low Noise Applications. *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 3, no. 4, pp. 1135-1136, 2023.
2. Л.В. Касаткін, В.П. Рукін. Частотно-стабілізовані напівпровідникові джерела електромагнітних коливань міліметрового діапазону хвиль. 2. Транзисторні джерела. *Вісті вищих навчальних закладів. Радіоелектроніка*. 2004. Т. 47, № 7, с. 3-8.
3. G.I. Haddad, R.J. Trew, Microwave. Solid-State active devices IEEE. Trans, on MTT-S, 2002. Vol 50. №3, pp 760 – 779.
4. Ю. Пожела. Фізика високошвидкісних транзисторів. Вільнюс. Мокслоє. 1989.
5. Pin-Fan Chen, P.M. Asbeck et.al. Application of GaInP/GaAs DHBT's to a power amplifiers for wireless communications. *IEEE Trans on MTT-S*. 1999. vol 47. № 8 pp.1433-1438.
6. К. Верхулевський. GaN – Транзистори для високочастотних СВЧ розробок. *СВЧ електроніка*. 2017. № 1, с. 8-13.
7. L. Bermudes, P. Guillion, J. Obregon, A. Bert. A94GHz low noise GaAs FET oscillator using whispering - gallery dielectric resonator modes and a new push-push configuration reducing 1/f converted noise. *IEEE VLN-S. Intern, Microwave Symp. Digest*. 1988 pp 481-484.

8. Л.В. Касаткін, В.П. Рукін. Частотно-стабілізовані напівпровідникові джерела електромагнітних коливань міліметрового діапазону хвиль. Діодні джерела. Вісті вищих учбових закладів. Радіoeлектроніка. 2004. Т. 47, № 5, с. 3-18.
9. Н.Ф. Карушкін. Множники частоти міліметрового діапазону на основі напівпровідникових діодних структур. Техніка і конструювання в електронній апаратурі. 2018. № 13, с. 22-37.
10. P. Rolland, J. Waterkowski, E. Constant, G. Salmer. New model of operation for avalanche diodes. IEEE Transactions on MTT-S, 1976, vol 24. №11 pp 768-775.
11. S. Kudsus, T. Bereeli, W. Hagole . A. 94 ГГц HEMN-oscillator using high order sub harmonics synchronization IEEE, MTT-S inter Microwave Symp. Digest. 2000. p 39 – 42.
12. J. Komiak, W. Kong et al. A monolithic 4W High efficiency Ka-band power amplifier. IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. Digest. 1999 vol. 3 pp.947-950.
13. T. Hirase, K. Makigama, K. Ono et.al A flip-chip MMiC design with coplanar waveguide transmission line in the W-band. IEEE Transactions on MTT-S. 1988. Vol 46. №12. pp 2276-2282.
14. T. Shimura, Y. Kawasaki, K. Makigama. Et.al. 76 GHz flip-chip MMiC for automotive radars. Radio frequency integrated circuits Symposium. 1988 pp 25-28.
15. K. Nishikawa, K. Inoue et.al. Millimeter wave three dimensional. Master slice MMiC'S . Microwave Symposium. Digest 1998. pp 25-28.
16. М.З. Згуровський, М.С. Ільченко, С.А. Кравчук, Т.Н. Нарицник, Ю.Н. Якименко. Мікрохвильові пристрої телекомунікаційних систем. Вид-во Політехніка. Київ. 2003.
17. А.В. Можайський, О.В. Сайкін, А.А. Артеменко, І.Б. Вендик. Широкопasmовий хвильоводно-мікросмужковий перехід зондового типу міліметрового діапазону довжин хвиль. Вісті вищих навчальних закладів. Росія. Радіoeлектроніка. 2019. Т. 22, № 5, с. 17-32.
18. С.В. Гомкрелідзе, П.П. Мальцев, Ю.В. Федоров. Монолітні інтегральні схеми міліметрового діапазону на основі нітридних гетероструктур з інтегральними антенними елементами. Вісті вищих навчальних закладів. Електроніка. 2017. Т. 22, № 6, с. 582-588.
19. Патрік Дж. Кортні, Джим Зенг, Туан Тран, Хант Трін, Скотт Віен. 120 Вт у Ka-діапазоні, отримані за допомогою коаксіально-хвильоводного підсумовування потужності на GaN MIC. СВЧ електроніка. 2017, № 1, с. 28-31.
20. C.R. Smith, C.M. Armstrong, J. Dut. The microwave RF building block for high-power transmitters. Proceedings of the IEEE. 1999 vol 87, № 5, pp 717 – 736.
21. D.I. Ingram, Y.C. Chen, L. Stones et.al. Compact W-band Solid-state MMiC high power Sources. IEEE MTT-S. Int. Microwave Symposium. Digest 2000. pp 955-958.
22. M.P. Doliso, R.A. York. Quasi-optical and spatial power combining. IEEE. Trans on MTT-S. 2002. vol 50. № 3, pp 929-936.
23. А.А. Коколов, М.В. Черкашин. Побудова та характеристики СВЧ монолітних підсилювачів потужності на основі напівпровідникових матеріалів GaAs і GaN. Доповіді ТУСУРа, № 1(24), частина 2. 2011, с. 17-23.
24. А.А. Кисунський. Твердотільні СВЧ підсилювачі потужності на GaN: стан і перспективи розвитку. 19-та Міжнародна конференція «СВЧ техніка та телекомунікаційні технології». Матеріали конференції. Севастополь. Вебор, 2009. Т.1, с. 11-16.
25. С.А. Гамкрелідзе. Промислові СВЧ-технології світового рівня. Наноіндустрія, № 6(77), 2017, с. 8-15.
26. В.Г. Алибин, А.С. Сьомочкін. Твердотільні СВЧ підсилювачі для космічних апаратів. 26-та Міжнародна конференція «СВЧ техніка і телекомунікаційні технології». Матеріали конференції. 2016. Севастополь. Т. 1, с. 18-31.