

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

І.М. Бондаренко

МІКРОЕЛЕКТРОНІКА НВЧ

Частина 2

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ЕЛЕМЕНТИ ТА ПРИСТРОЇ НВЧ

Навчальний посібник
для студентів спеціальностей
153 «Мікро- та наносистемна техніка», 171 «Електроніка»

РЕКОМЕНДОВАНО
Вченою радою університету.
Протокол № 6 від 26.04.2018.

Харків 2019

УДК 621.396.67

Бондаренко І.М. Мікроелектроніка НВЧ. Ч.2. Напівпровідникові елементи та пристрої НВЧ: навч. посібник для студентів ЗВО. – Харків: ХНУРЕ, 2019. – 172 с.

ISBN 978-966-659-255-5

Викладено основні принципи функціонування напівпровідникових елементів та пристроїв, які використовуються в мікроелектроніці НВЧ, розглянуто особливості їхнього конструктивного виконання й технології виготовлення, наведені основні співвідношення, які дозволяють виконувати розрахунок основних характеристик, розглянуто особливості їх технічного виконання та практичного застосування, напрямки їх удосконалення та розвитку.

Рекомендований як навчальний посібник для студентів усіх форм навчання спеціальностей 153 «Мікро- та наносистемна техніка», 171 «Електроніка».

Рецензенти:

М.Т. Черпак, доктор фіз.-мат. наук, проф., старший науковий співробітник Інституту радіофізики і електроніки НАН України;

Г.І. Чурюмов, доктор фіз.-мат. наук, професор кафедри фотоніки та лазерної інженерії Харківського національного університету радіоелектроніки

Іл. 91. Бібліогр. 15 назв.

ISBN 978-966-659-255-5

© І.М. Бондаренко, 2018.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	5
1 ДІОДИ НВЧ	9
1.1 Загальна характеристика	9
1.1.1 Типи діодів.....	9
1.1.2 Вольтамперні характеристики та еквівалентна схема.....	10
1.1.3 Параметри діодів	14
1.1.4 Умови та режими роботи діодів	20
1.1.5 Контрольні запитання та завдання	22
1.2 Генераторні діоди НВЧ.....	23
1.2.1 Тунельні діоди	26
1.2.2 Діоди Ганна.....	33
1.2.3 Лавинно-пролітні діоди	44
1.2.4 Особливості конструювання напівпровідникових діодних генераторів та підсилювачів.....	56
1.2.5 Діодні генератори з електронним перестроюванням частоти.....	62
1.2.6 Генератори на ЛПД і ДГ з варакторним перестроюванням частоти.....	64
1.2.7 Шумові характеристики діодних генераторів.....	69
1.2.8 Контрольні запитання та завдання	72
2 ТРАНЗИСТОРИ НВЧ	74
2.1 Загальна характеристика	74
2.2 Біполярні транзистори	77
2.2.1 Гомоструктурні біполярні транзистори.....	77
2.2.2 Особливості роботи БТ на високих частотах	82
2.2.3 Особливості побудови НВЧ біполярних транзисторів	87
2.2.4 Результати розробок біполярних транзисторів.....	91
2.2.5 Біполярні транзистори на основі гетеропереходів	92
2.2.6 Контрольні запитання та завдання	95
2.3 Польові транзистори	96
2.3.1 Гомоструктурні польові транзистори	96
2.3.2 Гетероструктурні польові транзистори.....	110
2.3.3 Польові транзистори на основі широкозонних напівпровідників	113
2.3.4 Транзистори на гарячих електронах	115
2.3.5 Контрольні запитання та завдання	116

3	ТРАНЗИСТОРНІ ПІДСИЛЮВАЧІ НВЧ	117
3.1	Параметри підсилювачів та їх класифікація	117
3.2	Типи твердотільних транзисторних НВЧ-підсилювачів.....	123
3.2.1	Малощумні підсилювачі.....	124
3.2.2	Підсилювачі підвищеної потужності	131
3.2.3	Широкосмугові підсилювачі.....	135
3.3	Контрольні запитання та завдання	145
4	МОНОЛІТНІ ІНТЕГРАЛЬНІ СХЕМИ НВЧ	147
4.1	Загальні відомості	147
4.2	Матеріали МІС НВЧ	149
4.3	Активні елементи МІС та їх надійність	150
4.3.1	Польові транзистори з бар'єром Шотткі (MESFET).....	150
4.3.2	Транзистори з високою рухливістю електронів та псевдоморфні транзистори (НЕМТ / РНЕМТ)	154
4.3.3	Біполярні гетеротранзистори (НВТ)	155
4.4	Типи GaAs МІС та їх надійність.....	158
4.5	Побудова і характеристики НВЧ-монолітних підсилювачів потужності на основі напівпровідникових матеріалів В ₃ А ₅	165
4.6	Контрольні запитання та завдання	169
	ВИКОРИСТАНА ТА РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА.....	170

ВСТУП

Відповідно до рекомендацій Міжнародного консультативного комітету з радіо до діапазону надвисоких частот (НВЧ) належать сантиметрові хвилі – від 10 до 1 см (від 3 до 30 ГГц). Проте на практиці прийнято поширювати НВЧ-діапазон на більш широку ділянку електромагнітного спектра, що містить метрові й міліметрові хвилі (від 0,3 до 300 ГГц).

Радіохвилі НВЧ-діапазону мають важливі фізичні особливості.

– Квазіоптичний характер поширення, тобто поширення хвиль на відстань прямої видимості з тією відмінністю від оптичного діапазону, що, починаючи із сантиметрових хвиль, за рахунок зміни діелектричної проникності повітря з висотою та пов'язаної з цим рефракцією хвиль (скривленням траєкторії) можлива передача електромагнітної енергії на відстань, що значно перевищує пряму видимість.

– Гостроспрямоване випромінювання за порівняно невеликих геометричних розмірів антен, що дозволяє здійснити спрямовану передачу сигналів, перевагами якої є зниження взаємних перешкод різних радіопристроїв, збільшення дальності дії радіосистеми, скритність передачі, висока точність радіолокаційного визначення координат об'єктів тощо.

– Більша інформаційна ємність НВЧ-діапазону, що дозволяє здійснювати багатоканальні телефонні й телеграфні зв'язки та багатоканальну передачу широкосмугових аналогових і цифрових сигналів з одночасним підвищенням якості та швидкості передачі за рахунок збільшення смуги частот переданих сигналів.

– Малий рівень зовнішніх перешкод, оскільки сумарне значення спектральної щільності потужності (потужності в смузі 1 Гц) усіх видів цих перешкод, включаючи сигнали сторонніх НВЧ-генераторів, зменшується зі збільшенням частоти. У зв'язку з цим мінімальний рівень прийняття сигналів у діапазоні НВЧ практично визначається порівняно невеликими перешкодами, що виникають усередині самих прийомних пристроїв, тобто тепловими коливаннями у вхідних колах та шумами підсилювальних каскадів приймачів.

– Проникнення хвиль частини НВЧ-діапазону (від 3 дм до 3 см) крізь товщу атмосфери Землі. Це дозволяє використати НВЧ-діапазон для передачі інформації через супутники, а також для вирішення задач астрономії та освоєння космічного простору.

– Загасання в атмосфері хвиль короткохвильової частини НВЧ-діапазону (коротше 3 см) за рахунок поглинання водяними парами й киснем, а також розсіювання зваженими в атмосфері частками, наприклад, краплями води.

– НВЧ коливання сантиметрового, міліметрового й субміліметрового діапазонів, мають здатність резонансної енергетичної взаємодії з речовиною. Ця обставина широко використовується під час аналізу будови речовини методами НВЧ-радіоспектроскопії.

Сумірність геометричних розмірів конструкцій і вузлів радіоапаратури з довжинами хвиль НВЧ-діапазону призводить до суттєвих змін у фізичних явищах, що відбуваються, і до значних кількісних та якісних змін електричних властивостей використаних радіоматеріалів.

Це зумовлює ряд особливостей конструкцій НВЧ-пристроїв.

- Розміри конструкцій НВЧ-пристроїв визначаються з урахуванням напіврозподілених і розподілених параметрів.

- Параметри елементів та вузлів визначаються структурою електромагнітного поля, що вимагає від конструкцій виконання умов, які забезпечують стабільне збудження потрібної структури поля.

- Основні характеристики перебувають у прямій залежності від геометричних розмірів конструкцій, що часто викликає необхідність застосування жорстких допусків під час їх виготовлення.

- Ряд важливих характеристик поліпшується за високої якості обробки й відповідного покриття робочих поверхонь, що вимагає проведення складних і дорогих операцій полірування, сріблення, покриття спеціальними лаками й іншою обробкою важкодоступних внутрішніх поверхонь.

- Здатність до інтенсивного випромінювання, шкідливий біологічний вплив викликають необхідність висувати особливо жорсткі вимоги до електромагнітного екранування.

- Протікання струмів у тонкому шарі металевої поверхні дозволяє виготовляти НВЧ-пристрої з неметалевих матеріалів з подальшою металізацією поверхонь, що межують з електромагнітним полем.

- У конструкціях приймачів посилення й обробка сигналів виконуються на проміжних і низьких частотах, тому НВЧ-вузли входять лише у вхідну частину приймача до перетворення або детектування початкового сигналу.

- У передавачі майже весь основний тракт складається з НВЧ-вузлів.

- Антенно-фідерні пристрої повністю комплектуються з вузлів, характерних для НВЧ-діапазону.

Основними напрямками застосування техніки НВЧ є радіозв'язок, радіо- і телемовлення, радіолокація, радіоуправління, радіонавігація, радіоастрономія, космонавтика, безконтактні методи дослідження матеріалів, дистанційне зондування віддалених поверхонь і об'єктів тощо.

Сучасний розвиток мікроелектроніки характеризується розробкою інтегральних схем (ІС), які дозволяють реалізувати більшість апаратурних функцій. Основними задачами під час розробки ІС НВЧ є зменшення габаритів і маси, підвищення надійності, зменшення економічних витрат, поліпшення за можливості більшості електричних характеристик НВЧ-вузлів.

Початковий період мініатюризації НВЧ-вузлів був пов'язаний зі зменшенням геометричних розмірів наявних хвилеводних пристроїв, дискретних компонентів і впровадженням у практику НВЧ-техніки напівпровідникових активних елементів. Мікромініатюризація НВЧ-схем стала можливою за рахунок використання під час їхнього створення технологічних процесів і схемотехнічних рішень відпрацьованих на радіоелектронних

системах низькочастотного діапазону, зрозуміло, з урахуванням специфіки функціонування НВЧ-пристроїв. Сучасні технології дозволяють отримувати більшу точність виготовлення за дуже малих розмірів і, отже, сприяють підвищенню рівня інтеграції. Задача підвищення надійності ІС НВЧ вирішується за рахунок підвищення надійності усіх компонентів системи, резервування, зменшення кількості з'єднань, удосконалювання технології.

Зменшення економічних витрат, особливо за серійного випуску ІС НВЧ, зумовлено високою технологічністю та значним скороченням регулювальних і ремонтно-профілактичних робіт. Найбільш помітно знижується вартість складних систем з більшою кількістю ідентичних схемних елементів (наприклад, фазованих антенних решіток).

Завдяки широкому застосуванню в супутникових, корабельних, авіаційних приймально-передавальних системах, а також у системах мобільного зв'язку загального користування мікроелектронних пристроїв НЧ і НВЧ було забезпечене вирішення складних задач: автоматизація процесу прийому й передачі інформації, електронне керування діаграмою спрямованості антен, створення багатопроменевих антенних решіток і малогабаритної апаратури з виведенням інформації на дисплей приймального індикатора.

Подальший розвиток мікроелектроніки НВЧ за декількома основними напрямками.

- Розробка й удосконалювання технології стрічкових (СЛ) і мікροстрічкових (МСЛ) ліній передачі та пристроїв на їхній основі.

- Мікромініатюризація конструктивних і функціональних вузлів пристроїв НВЧ.

- Розробка активних напівпровідникових приладів, що забезпечують виконання функцій генерування, детектування, посилення, множення, керування сигналами НВЧ тощо.

- Розробка й удосконалення технології гібридних і напівпровідникових ІС НВЧ.

- Розробка методів створення об'ємних інтегральних схем (ОІС) НВЧ.

У Частині 1 навчального посібника було викладено основні принципи функціонування ліній передачі, елементів, вузлів і пристроїв, які використовують у мікроелектроніці НВЧ, розглянуто особливості їхнього конструктивного виконання й технології виготовлення, наведено основні співвідношення, що дозволяють виконувати розрахунок основних характеристик і проектування, розглянуто особливості конструювання й технології гібридних і напівпровідникових ІС НВЧ, перспективи створення й використання ОІС НВЧ.

Частина 2 присвячено розгляду питань, пов'язаних з особливостями функціонування напівпровідникових елементів мікроелектроніки НВЧ, а також генераторних і підсилювальних пристроїв на їх основі. Розглянуто також напрямки удосконалення активних елементів НВЧ та технічні характеристики мікрохвильових пристроїв.

Матеріал навчального посібника призначений для забезпечення дисциплін «Пристрої мікроелектроніки НВЧ», «Мікроелектроніка НВЧ», «Елементна база сучасної мікроелектроніки НВЧ» для спеціальностей 6.050801 «Мікро- та наноелектроніка», 6.050802 «Електронні пристрої та системи», 153 «Мікро- та наносистемна техніка», 171 «Електроніка», а також може бути корисний для споріднених спеціальностей.

1 ДІОДИ НВЧ

1.1 Загальна характеристика

1.1.1 Типи діодів

Напівпровідникові діоди та тріоди виконують у пристроях НВЧ різноманітні функції, включаючи детектування, генерування, посилення коливань НВЧ, множення і змішання частот, підсумовування і ділення потужності НВЧ.

Розроблено безліч типів діодів і тріодів, що працюють на різних фізичних принципах, що дозволяє створювати електронні пристрої, які працюють у діапазоні частот до 300 ГГц.

З огляду на особливості функціонування і робочий діапазон частот, конструктивне оформлення діодів НВЧ має забезпечити мінімальні паразитні ємності корпусів C_k , індуктивності виводів L_v і зручний монтаж у стрічкові конструкції. Найчастіше використовуються металокерамічні й металоскляні корпуси патронного і таблеткового типу. Широке поширення отримали безкорпусні конструкції діодів з поверхнею, що захищена плівкою оксиду або органічного захисного покриття, з планарними балочними виводами. Такі діоди встановлюються безпосередньо на МСЛ.

Різнманіття виконуваних функцій забезпечується досить широкою номенклатурою спеціалізованих діодів, що відповідають різним вимогам і розрізняються між собою будовою й електрофізичними характеристиками.

Змішувальні діоди переважно застосовуються у вузькосмугових приймачах супергетеродинного типу для перетворення частоти. У цьому випадку до діода підводиться сигнал, що приймається, і коливання гетеродина. У результаті змішування частот виділяється різницева частота (зазвичай близько 30 або 60 МГц) і подальше посилення прийнятого сигналу здійснюється на цій проміжній частоті. Приймачі цього типу мають підвищену чутливість. Висока чутливість приймача переважно визначається якістю змішувального діода і рівнем власних шумів підсилювача проміжної частоти.

У змішувальному режимі сьогодні можна використовувати діоди з притискним контактом, тунельні, обернені і діоди з бар'єром Шотткі.

Детекторні діоди переважно застосовуються в широкосмугових приймачах прямого підсилення для детектування НВЧ-сигналів, а також у вимірювальній техніці як індикатори НВЧ-коливань. У зв'язку з малими рівнями сигналів детекторні діоди, як правило, працюють у режимі квадратичного детектування, забезпечуючи при цьому досить високу чутливість. Як детекторні діоди можна використовувати ті ж діоди, що і для змішування частот.

Модуляторні діоди застосовуються для модуляції НВЧ носійної частоти з метою отримання бічних частот, зсунутих на проміжну частоту. Раніше для цілей модуляції (змішування на високому рівні потужності) у змішувачах передавачів апаратури радіорелейних ліній застосовувалися германієві діоди зі

зварним контактом (типу нелінійного опору). На сьогодні з цією метою частіше використовуються діоди з нелінійною ємністю.

Параметричні діоди використовуються в параметричних підсилювачах різних конструкцій як елемент зі змінною ємністю. Підсилювачі цього типу дозволяють суттєво підвищити чутливість надвисокочастотних приймачів. Для забезпечення роботи параметричного підсилювача потрібні генератор накачки і феритовий циркулятор, що дещо ускладнює його конструкцію та правила експлуатації.

Перемикальні діоди застосовують як комутуючі пристрої в НВЧ-трактах, особливо в тих випадках, коли необхідні малі габарити і потрібна велика швидкість перемикання та мала керуюча потужність.

Подібні напівпровідникові перемикаючі пристрої використовуються на різних рівнях потужності і з успіхом замінюють механічні, газорозрядні та феритові перемикачі НВЧ-трактів. До перемикальних діодів слід віднести діоди з $p-n$ переходом, з pin -структурою і діоди з бар'єром Шотткі.

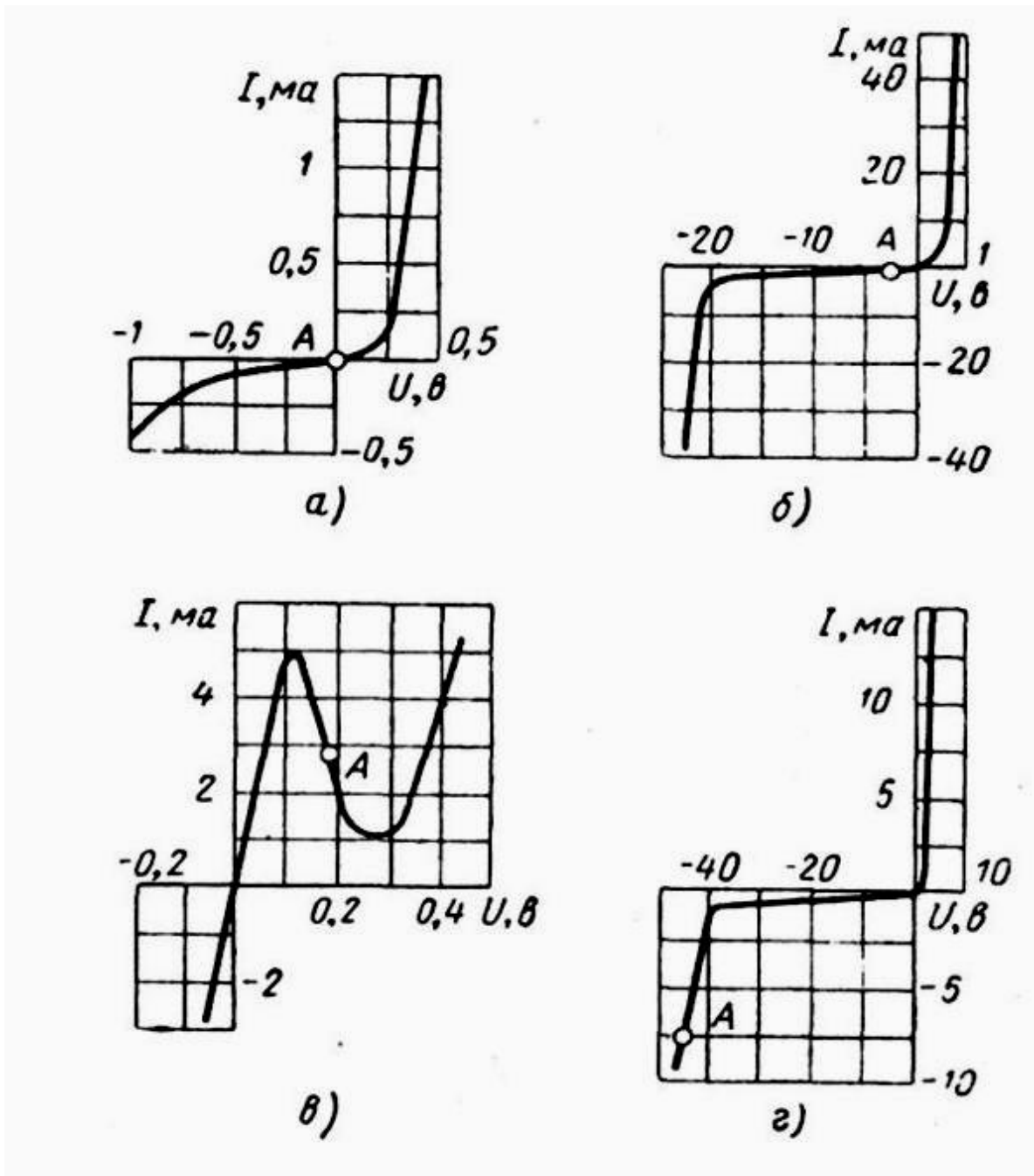
Помножувальні діоди застосовуються для множення і ділення частоти. Використання діодів у помножувальних колах дозволяє отримувати високу стабільність частоти. За допомогою цих діодів вдається отримати коефіцієнт множення частоти 30...40 і більше. Як помножувальні діоди широко застосовують діоди з нелінійною ємністю, з нелінійним опором і останнім часом діоди з накопиченням заряду.

Генераторні діоди призначені для використання в твердотільних генераторах НВЧ-коливань. На відміну від відбивних клістронів, ламп зворотної хвилі та інших малопотужних генераторів, твердотільні генератори мають малу споживану потужність, невеликі розміри, але дещо підвищений рівень власних шумів. До цих генераторів належать лавинно-пролітні діоди, тунельні діоди та діоди на ефекті Ганна.

Тунельні діоди, на відміну від інших НВЧ-діодів, є більш універсальними приладами. Вони можуть ефективно використовуватися для детектування сигналів і перетворення частоти, посилення і генерування НВЧ-коливань. Однак найбільш перспективні вони для використання як підсилювачі і змішувачі НВЧ-коливань, тому що мають низький рівень власних шумів, просту та надійну конструкцію і не вимагають генераторів накачування.

1.1.2 Вольтамперні характеристики та еквівалентна схема

На рис. 1.1 показані типові вольтамперні характеристики діодів різного призначення. Різниця у формі характеристик досягається застосуванням різних напівпровідникових матеріалів і домішок, а також ступенем концентрації домішок в областях $p-n$ переходу. Так, наприклад, для отримання тунельних діодів вміст домішок у напівпровідниковому матеріалі збільшується на 2...3 порядки порівняно зі звичайними діодами, у результаті чого одержують дуже вузькі $p-n$ переходи з розмірами менше 100 Å (у звичайних діодах ширина $p-n$ переходу становить близько 10000 Å).



a – детекторні і змішувальні; *б* – параметричні;
в – тунельні; *г* – лавинно-пролітні

Рисунок 1.1 – Вольтамперні характеристики НВЧ-діодів

Буквою А на рис. 1.1 позначені робочі точки, які зазвичай вибираються з умови забезпечення найкращого виконання покладених на діоди функцій (детектування, перетворення, посилення, генерації тощо).

Частотна межа застосування напівпровідникових діодів НВЧ визначається електрофізичними властивостями *p-n* переходу і конструкцією діодів.

Електронно-дірковий перехід характеризується переважно трьома електрофізичними параметрами: ємністю переходу C , опором переходу R і опором об'єму напівпровідника r . Ємність переходу зумовлена інерційністю накопичення і зникнення нерівноважних носіїв заряду в нейтральних p - і n -областях. Опір переходу визначається концентрацією домішок в p - n переході. Опір об'єму напівпровідника зумовлений виключно електричною провідністю матеріалу напівпровідника і практично не залежить від частоти. Ємність і опір переходу в діапазоні НВЧ практично теж не залежать від частоти.

Конструкція діода впливає на його частотні властивості, хоча під час розробок діодів приймаються заходи щодо ослаблення цього впливу. Особливо велика увага приділяється виготовленню виводів напівпровідникового діода, які мусять мати якомога малий опір контакту і омичний характер, хорошу теплопровідність і механічну міцність. Незважаючи на вжиті заходи під час оцінки частотних властивостей діодів потрібно зважати індуктивність L_k і ємність C_k конструктивних елементів.

Отже, загальна еквівалентна схема будь-якого НВЧ-діода може бути подана у вигляді, що наведений на рис. 1.2. Паразитні параметри схеми C_k і L_k доводиться компенсувати введенням органів настройки діодної камери. У цьому випадку ефективність роботи діода залежно від частоти сигналу можна оцінити, виходячи з обліку ємності C і опорів R і r .

Опір діода можна представити у вигляді

$$Z = r + \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C},$$

де ω – кругова частота сигналу.

Потужність сигналу, що розсіюється на опорі діода з урахуванням прийнятих на рис. 1.2 позначень, буде

$$P_c = \frac{U_{аб}^2}{2} \operatorname{Re}\left(\frac{1}{Z}\right),$$

де $\operatorname{Re}\left(\frac{1}{Z}\right)$ – активна складова провідності діода на частоті сигналу

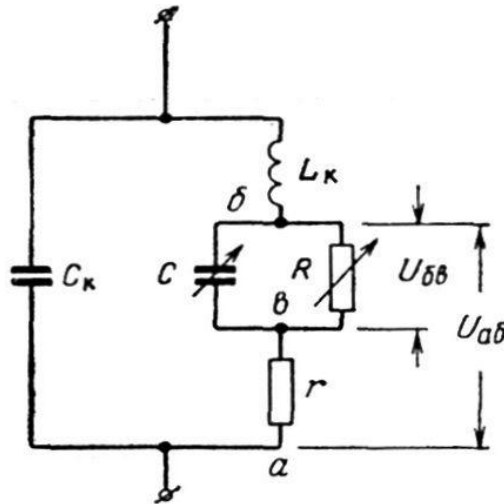
$$\operatorname{Re}\left(\frac{1}{Z}\right) = \frac{\frac{1}{R}\left(1 + \frac{r}{R}\right) + \omega^2 C^2 r^2}{\left(1 + \frac{r}{R}\right)^2 + \omega^2 C^2 r^2}.$$

Напруга, що підводиться безпосередньо до нелінійної ємності точкового контакту, становить певну частку загальної напруги $U_{a\delta}$, а саме

$$U_{\delta\delta}^2 = \frac{U_{a\delta}^2}{\left(1 + \frac{r}{R}\right)^2 + \omega^2 C^2 r^2}.$$

Відношення $\frac{U_{\delta\delta}^2}{U_{a\delta}^2}$ можна назвати коефіцієнтом використання потужності сигналу η^2 , що підводиться, тобто

$$\eta^2 = \frac{1}{\left(1 + \frac{r}{R}\right)^2 + \omega^2 C^2 r^2}.$$



C_k – ємність корпусу; L_k – індуктивність контактів; r – опір об’єму напівпровідника; C і R – нелінійні ємність і опір p - n переходу

Рисунок 1.2 – Еквівалентна схема напівпровідникового діоду на НВЧ

Коефіцієнт η^2 досягає свого максимального значення лише у випадках, коли або частота сигналу, або ємність переходу настільки мала, що можна знехтувати, тобто

$$\eta_{\max}^2 = \frac{1}{\left(1 + \frac{r}{R}\right)^2}.$$

Якщо порівняти ці вирази між собою, то можна оцінити частотну залежність ефективності роботи діода

$$\xi = \frac{\eta^2}{\eta_{\max}^2} = \frac{1}{1 + \frac{\omega^2 C^2 r^2}{(1 + r/R)^2}}$$

З наведених виразів видно, що чим вище частота або більше ємність переходу, тим менше коефіцієнт використання потужності сигналу і, отже, менше ефективність роботи діода.

1.1.3 Параметри діодів

Властивості й ефективність роботи напівпровідникових діодів прийнято оцінювати сукупністю електрофізичних параметрів і експлуатаційних характеристик.

Детекторні діоди. Параметрами детекторних діодів є чутливість за струмом β , опір в робочій точці $R_{\text{вих}}$ або опір в нульовій точці R_0 , добротність M , шумове відношення $t_{\text{ш}}$, повний вхідний опір $Z_{\text{вх}}$ і коефіцієнт стоячої хвилі (КСХ).

Чутливість за струмом є основною характеристикою квадратичних детекторів і визначається як відношення випрямленого струму до високочастотної потужності, що поглинається діодом. При цьому опір зовнішнього навантаження діода має бути мінімальним. Величина β може бути виміряна або визначена за параметрами еквівалентної схеми діода (див. рис. 1.2).

Для випадку повного узгодження діода з НВЧ-трактом, коли паразитні параметри C_K і L_K компенсовані налаштуванням діодної камери, чутливість за струмом визначається співвідношенням

$$\beta = \frac{\alpha}{2} \frac{1}{(R_{\text{вих}} + r)} \frac{R^2}{R + r(1 + \omega^2 C^2 R^2)}$$

де α – параметр вольтамперної характеристики діода;

$R_{\text{вих}}$ – опір у робочій точці.

Опір у робочій точці визначається за вольтамперною характеристикою як диференціальний опір діода при позитивному зміщенні, що відповідний робочому режиму діода. Робочий режим за струмом позитивного зміщення встановлюється з умови досягнення максимальної чутливості діода. Для багатьох типів діодів максимальна чутливість досягається під час струму позитивного зміщення близько декількох десятків мікроампер.

Опір у нульовій точці – диференціальний опір діода за відсутності зміщення.

Добротність є узагальненим параметром детекторних діодів і характеризує їх чутливість під час детектування слабких сигналів. Цей параметр пов'язаний з параметрами діода і відеопідсилювача таким співвідношенням:

$$M = \frac{\beta R_{\text{вих}}}{\sqrt{t_{\text{ш}} R_{\text{вих}} + R_{\text{ш}}}},$$

де $t_{\text{ш}}$ – шумове відношення діода;

$R_{\text{ш}}$ – еквівалентний шумовий опір відеопідсилювача. У розрахунках $R_{\text{ш}}$ зазвичай дорівнює 1000 Ом.

Величина добротності використовується для зіставлення діодів за чутливістю і під час підбору кращих екземплярів. Кращі діоди мають добротність більше $100 \text{ Вт}^{-1/2}$.

Шумове відношення є безрозмірною величиною відношення потужності шумів на виході діода в робочому режимі і заданої смуги відеочастот до потужності теплових шумів активного опору, що дорівнює за величиною опору діода в робочій точці, у тому ж діапазоні частот і однакової температури навколишнього середовища.

Повний вхідний опір характеризує частотну залежність параметрів діодів і вимірюється на вході діодної камери в робочому діапазоні довжин хвиль. Користуючись еквівалентною схемою діода (рис. 1.2), можна уявити повний вхідний опір діода у вигляді

$$Z_{\text{вх}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{к}} + \frac{1}{j\omega L_{\text{к}} + Z_0 + r}},$$

де Z_0 – опір p - n переходу, що є паралельним з'єднанням нелінійної ємності C і нелінійного опору R .

Наявність $C_{\text{к}}$ і $L_{\text{к}}$ призводить до того, що потужність сигналу, який підводиться, не повністю досягає p - n переходу і частково розсіюється на опорі об'єму напівпровідника r . Зі зростанням частоти сигналу ці втрати збільшуються, тому для короткохвильових діодів вживаються заходи щодо зменшення величин $C_{\text{к}}$ і $L_{\text{к}}$.

Величина активної складової вхідного опору діода вибирається близькою до хвильового опору НВЧ-тракту. Реактивна складова компенсується введенням органів настройки детекторної камери або схеми включення.

Коефіцієнт стоячої хвилі слугує показником узгодження НВЧ-тракту з детекторною камерою і діодом, що знаходиться в робочому режимі. Він вимірюється за розподілом напруги стоячої хвилі в тракті, що навантажений на детекторну камеру з діодом. Чим краще узгоджено вхідний опір камери з

хвильовим опором тракту, тим менше КСХ і менше втрати сигналу, що приймається.

У технічних умовах на діод величина КСХ нормується, як правило, на найкоротшій хвилі робочого діапазону довжин хвиль у стандартній камері з фіксованою настройкою. Для широкосмугових діодів КСХ діода іноді перевіряється в трьох точках діапазону хвиль (на краях діапазону і в середині). КСХ діодів, що перевірявся у виробництві, характеризує лише ідентичність продукції, що випускається, і не характеризує цю величину під час експлуатації в радіоелектронній апаратурі, тому що діоди можуть застосовуватися в інших камерах і на інших частотах.

Для правильного конструювання детекторної камери або схеми включення необхідно знати вхідний опір $Z_{вх}$ діода, який доцільно вимірювати в найпростішій коаксіальній камері.

Змішувальні діоди. До кількості параметрів змішувальних діодів належать втрати перетворення L , шумове відношення $t_{ш}$, нормований коефіцієнт шуму F , випрямлений струм $I_{випр}$, повний вхідний опір $Z_{вх}$, вихідний опір $Z_{вих}$ і коефіцієнт стоячої хвилі (КСХ).

Втрати перетворення є показником ефективності перетворення сигналів високої частоти на сигнали проміжної частоти і вираховуються як відношення потужності підведеного сигналу $P_{НВЧ}$ до потужності сигналу проміжної частоти $P_{пр.ч}$:

$$L = 10 \lg \frac{P_{НВЧ}}{P_{пр.ч}}, \text{ дБ.}$$

Чим менше величина втрат перетворення діода, тим більше амплітуда перетвореного сигналу при одній і тій же амплітуді сигналу, а отже, тим вище чутливість діода. Кращі діоди мають втрати перетворення менше 6 дБ.

Нормований коефіцієнт шуму слугує узагальненим параметром, що найбільш повно характеризує якість діода. Цей коефіцієнт може визначатися безпосередньо вимірюваннями або шляхом вирахування за вимірними значеннями параметрів діода L і $t_{ш}$ при відомій величині коефіцієнта шуму підсилювача $F_{ППЧ}$:

$$F = L + 10 \lg(t_{ш} + F_{ППЧ} - 1), \text{ дБ.}$$

Звідси видно, що величина F є не що інше, як коефіцієнт шуму супергетеродинного приймального пристрою, у змішувачі якого використовується діод з параметрами L і $t_{ш}$.

Якщо коефіцієнт шуму підсилювача проміжної частоти підтримувати постійним під час випробувань різних примірників діодів, то виміряна величина F може бути прийнята як параметр діода. За величиною нормованого (тобто приведенного до відомої величини $F_{ППЧ}$) коефіцієнта шуму більш зручно

розрізняти діоди за чутливістю і підбирати пари діодів для балансних змішувачів.

Випрямлений струм слугує допоміжним параметром, що використовується найчастіше для індикації працездатності діода під час підведення до нього заданої потужності гетеродина. У апаратурі цей параметр використовується для контролю справності діода і гетеродина приймача. Він вимірюється в колі навантаження діода за постійним струмом.

Вихідний опір визначається як диференціальний опір діода на проміжній частоті при заданому рівні потужності гетеродина. Величина вихідного опору має значення для узгодження змішувача з підсилювачем проміжної частоти. Під час розробки діодів вживаються заходи, щоб величина вихідного опору діода була близькою до стандартного значення вхідного опору підсилювача.

Повний вхідний опір діода і коефіцієнт стоячої хвилі визначаються так само, як і для детекторних діодів.

Помножувальні та параметричні діоди. Параметрами помножувальних і параметричних діодів є постійна часу діода τ , гранична частота $f_{\text{макс}}$, ємність p - n переходу C , пробивна напруга $U_{\text{пр}}$, ємність корпусу $C_{\text{к}}$, індуктивність діода $L_{\text{к}}$, опір втрат $R_{\text{в}}$ і зворотний струм $I_{\text{зв}}$.

Постійна часу діода є узагальненим параметром і є добутком величини ємності p - n переходу на опір втрат $\tau = C \cdot R_{\text{в}}$.

Від величини цього добутку залежить гранична частота, на якій діод можна застосовувати для підсилення сигналів або множення частоти.

Гранична частота слугує узагальненою характеристикою діодів і визначає їх максимальний частотний діапазон. Вона вираховується за формулою

$$f_{\text{макс}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{в}} C_{\text{мін}}},$$

де $C_{\text{мін}}$ – мінімальна ємність p - n переходу.

Частота $f_{\text{макс}}$ залежить від параметрів діода і є дуже зручною характеристикою, що дозволяє оцінювати не тільки коефіцієнт шуму й ефективність перетворення частоти, але й можливість застосування діодів у тій чи іншій конкретній схемі.

Пробивна напруга є зворотною напругою на діоді, при якій зворотний струм через діод починає наростати лавиноподібно. Величина цієї напруги є визначальним фактором під час вибору робочого режиму діода, а також для оцінки динамічного діапазону.

Зворотний струм – струм, що протікає через діод у зворотному напрямі при певній заданій напрузі зміщення. Зазвичай величина зворотного струму діодів не перевищує 0,5...2 мкА при зміщенні порядку 10...20 В.

Опір втрат є сумарним омичним опором напівпровідника, контактних з'єднань внутрішніх та зовнішніх виводів діодів.

Інші параметри є допоміжними і не вимагають спеціального пояснення, оскільки їх фізичний зміст зрозумілий з самої назви.

Перемикальні діоди. Перемикальні діоди характеризуються такою сукупністю параметрів: втратами пропускання $L_{\text{п}}$, втратами запирання $L_{\text{з}}$, коефіцієнтом якості K , пробивною напругою $U_{\text{пр}}$, зворотним струмом $I_{\text{зв}}$, часом відновлення $\tau_{\text{відн}}$, часом встановлення $\tau_{\text{вст}}$, ємністю переходу C , прямим і зворотним опором $R_{\text{пр}}$ і $R_{\text{зв}}$, максимальним прямим струмом $I_{\text{пр.макс}}$ і опором у нульовій точці R_0 .

Втрати пропускання є відношенням НВЧ-потужності, що підводиться до перемикального пристрою з випробуванням діодом, до потужності, що проходить через цей пристрій, у випадку, коли діод знаходиться в стані пропускання.

Втрати запирання – це таке ж відношення потужностей, але для випадку, коли діод знаходиться в стані запирання. Чим менше втрати пропускання і більше втрати запирання, тим досконаліше перемикальний діод.

Коефіцієнт якості є основним узагальненим параметром діода, який характеризує ефективність перемикальних властивостей діода. Цей коефіцієнт вираховується за вимірними значеннями втрат за формулою

$$K = \frac{\sqrt{L_{\text{з}}} - 1}{\sqrt{L_{\text{п}}} - 1}.$$

Коефіцієнт якості K пов'язаний з параметрами діода таким співвідношенням:

$$K = \frac{1}{\omega^2 C^2 R_{\text{пр}} R_{\text{зв}}}.$$

Параметри $L_{\text{п}}$, $L_{\text{з}}$ і K характеризують перемикальний пристрій з діодом. Вони залежать від робочої частоти, хвильового опору і конструкції пристрою.

Для перемикальних діодів з *pin*-структурою як узагальнений параметр іноді наводиться критична частота $f_{\text{кр}}$:

$$f_{\text{кр}} = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_{\text{пр}} R_{\text{зв}}}} = f \sqrt{K}.$$

Цей параметр характеризує безпосередньо діод і не залежить від частоти, на якій проводяться вимірювання.

Час відновлення – час переходу діода з режиму прямого зміщення (стану пропускання) у режим зворотного або нульового зміщення. Час відновлення рекомендується вимірювати при $L_{\text{з}} = 0,9L_{\text{з ном}}$, де $L_{\text{з ном}}$ – номінальне значення втрат запирання.

Час встановлення – час переходу діода з режиму зворотного або нульового зміщення в режим прямого зміщення. Час встановлення рекомендується вимірювати при $L_{\text{п}} = 1,1L_{\text{п ном}}$, де $L_{\text{п ном}}$ – номінальне значення втрат пропускання.

Прямий і зворотний опір – опори діода відповідно при позитивному і негативному зміщенні, що зазначено в технічних умовах.

Максимальний прямий струм – максимально допустимий прямий струм при позитивному зміщенні, що забезпечує задану надійність діода під час тривалої роботи.

Інші параметри мають допоміжний характер, і їх визначення було дано вище.

Тунельні діоди. Тунельні діоди характеризуються такими основними параметрами: піковим струмом $I_{\text{п}}$, струмом западини $I_{\text{з}}$, відношенням струмів $I_{\text{п}}/I_{\text{з}}$, напругою піка $U_{\text{п}}$, напругою западини $U_{\text{з}}$, мінімальним негативним диференціальним опором діода $R_{\text{д мін}}$, ємністю $C_{\text{д}}$, опором втрат $r_{\text{в}}$, питомим струмом $I_{\text{п}}/C$, індуктивністю корпусу $L_{\text{к}}$, граничною резистивною частотою $f_{\text{макс}}$, резонансною частотою f_0 .

Визначення струмів і напруг видно з вольтамперної характеристики тунельного діода (рис. 1.1, в).

Мінімальний негативний диференціальний опір діода – диференціальний опір у точці перегину падаючої ділянки вольтамперної характеристики між точками з координатами $(I_{\text{п}}, U_{\text{п}})$ і $(I_{\text{з}}, U_{\text{з}})$.

Ємність діода – сумарна ємність переходу C і корпусу діода $C_{\text{к}}$.

Опір втрат – сумарний омичний опір кристала, контактних з'єднань внутрішніх та зовнішніх виводів.

Питомий струм – відношення пікового струму до ємності переходу. Питомий струм характеризує якість діода. Чим вище $I_{\text{п}}$, тим більшу потужність здатен віддати тунельний діод у генераторному режимі. Чим менше C , тим вище гранична частота. Тому параметр $I_{\text{п}} / C$ характеризує насамперед властивості тунельного діода в генераторному режимі.

Індуктивність корпусу – мінімальна індуктивність, яку можна отримати в електричному колі з даним діодом.

Гранична резистивна частота – частота, на якій активна складова повного опору діода дорівнює нулю. При цьому в робочій точці отримано мінімальний негативний опір. Гранична резистивна частота є основним узагальненим параметром, що характеризує якість НВЧ діода. Чим вище величина $f_{\text{макс}}$, тим діод краще.

Резонансна частота – частота, на якій реактивна складова повного опору діода без урахування ємності корпусу при $R_{\text{д мін}}$ дорівнює нулю. У режимі генерації $f_{\text{макс}} \approx f_0$. У режимі підсилення ці частоти мають бути рознесені.

Генераторні діоди. З генераторних діодів на сьогодні найбільше застосування отримали лавинно-пролітні діоди (ЛПД) і діоди Ганна (ДГ). Вони знаходять застосування як малопотужні генератори НВЧ коливань (ЛПД, ДГ) і як ефективні генератори шуму (ЛПД).

Для генераторних лавинно-пролітних діодів основними параметрами є вихідна потужність P , номінальний робочий струм I_0 , температурний коефіцієнт потужності ТКП, температурний коефіцієнт частоти ТКЧ, допустима величина струму $I_{\text{доп}}$, а також параметри ($I_{\text{зв}}$, C_k , $U_{\text{пр}}$, L_k , C), що характерні для параметричних діодів.

Вихідна потужність – потужність на виході типового генератора на певній частоті під час використання лавинно-пролітного діода. Вихідна потужність є основним параметром генератора на лавинно-пролітному діоді.

Номінальний робочий струм – величина зворотного струму діода, при якій забезпечується вихідна потужність генератора, що встановлена технічними умовами.

Температурний коефіцієнт потужності – величина, що показує зміну вихідної потужності в заданому інтервалі температури під час зміни температури навколишнього середовища на 1°C .

Температурний коефіцієнт частоти – величина, що показує зміну генерованої частоти в заданому інтервалі температур під час зміни температури навколишнього середовища на 1°C .

Допустима величина струму – допустиме значення струму в колі діода, при якому забезпечується задана надійність діода під час тривалої роботи.

Інші параметри не вимагають спеціального пояснення і їх визначення вказувалося вище.

1.1.4 Умови і режими роботи діодів

Довговічність і надійність напівпровідникових НВЧ-діодів визначаються не тільки якістю їх виготовлення, але й дотриманням встановлених режимів роботи й умов застосування.

Для детекторних діодів велике значення має вибір режиму роботи за напругою позитивного зміщення, яке визначає основні електричні параметри – чутливість за струмом і добротність. Оптимальні параметри для детекторних діодів забезпечуються при струмі позитивного зміщення порядку $20\dots 50$ мкА.

Для змішувальних діодів вирішальне значення під час вибору оптимального режиму роботи має потужність гетеродина. При малій потужності гетеродина зростають втрати перетворення діода, а при високій ($\geq 2\dots 3$ мВт) зростає шумове відношення. У цих обох випадках використання діода нормований коефіцієнт шуму зростає, а отже, і погіршується чутливість радіоприймальних пристроїв.

У разі підведення до діода невеликого позитивного зміщення можна зменшити потужність гетеродина майже на порядок і при цьому збережеться динамічний діапазон.

Для германієвого змішувального діода застосування невеликого зміщення зменшує шуми діода і розкид за величиною вхідного опору.

Вибираючи робочий режим *параметричних* діодів, необхідно правильно вибрати величину напруги негативного зміщення і величину потужності накачки. Зазвичай робоча точка вибирається на пологій ділянці зворотної гілки

вольтамперної характеристики (рис. 2.1, б). Величина потужності накачки встановлюється такою, щоб амплітуда напруги на діоді не перевищувала величини напруги зміщення. В іншому випадку, залежно від вибору робочої точки в колі діода з'явиться прямий або зворотний струм. З появою струму збільшаться шуми діода і параметричний підсилювач не може бути використаний як малошумний. Іноді використовується режим із заходом в область позитивних зміщень. Потрібно спостерігати також, щоб величина потужності накачки, що впливає на діод, не перевищувала потужності, яка допустима для даного типу діода.

Ємність діода в робочій точці, з урахуванням якої налаштовується контур підсилювача, залежить від напруги зміщення. Обранням напруги зміщення встановлюється певна величина ємності відповідно до параметрів контуру підсилювача.

Для перемикальних діодів необхідно правильно вибирати значення напруги позитивного і негативного зміщення з метою отримання найкращих параметрів перемикача НВЧ-потужності.

З використанням діодів у перемикачах, що працюють на прохід, максимальна величина втрат запирання діодів отримується при послідовному резонансі в діоді на певній робочій частоті. Цього резонансу досягають зміною напруги зміщення на діоді за найменшою величиною сигналу, що проходить через перемикач. Зазвичай ця напруга становить кілька вольт.

Для отримання найменших втрат пропускання діода необхідно досягти паралельного резонансу в діоді, для чого через діод пропускається струм величиною 20...50 мА.

У процесі експлуатації необхідно спостерігати, щоб величина комутованої НВЧ-потужності не перевищувала величини, що допустима технічними умовами для цього діода.

Збільшення комутованої потужності вище допустимої може призвести до зворотних або незворотних змін параметрів $L_{\text{п}}$ і $L_{\text{з}}$, а також до виходу діода з ладу.

Для тунельних діодів визначальним є вибір робочої точки на ділянці вольтамперної характеристики. Характер залежності диференціального опору тунельного діода від величини напруги зміщення наведено на рис. 1.3.

На ділянці між $U_{\text{п}}$ і $U_{\text{з}}$ диференціальний опір негативний.

З використанням тунельного діода як змішувального робоча точка вибирається ліворуч від максимуму струму.

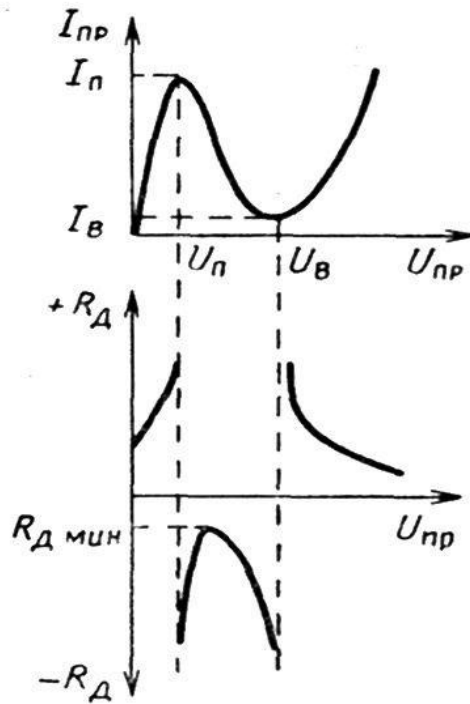


Рисунок 1.3 – Характер залежності диференціального опору тунельного діода від величини напруги зміщення

Для діодів, що використовуються в підсилювачах, робоча точка вибирається так, щоб шумова постійна – величина, яка визначає коефіцієнт шуму діода, – була б мінімальна. Ця точка трохи не збігається з мінімальним негативним диференціальним опором.

1.1.5 Контрольні запитання та завдання

1. Які функції виконують напівпровідникові діоди у пристроях та системах НВЧ? Як вони виглядають конструктивно?
2. Які існують типи НВЧ-діодів? Перелічіть, дайте коротку характеристику кожному типу.
3. Наведіть типові вольтамперні характеристики діодів різного призначення з поясненням вибору робочої точки.
4. Від чого залежить робочий частотний діапазон напівпровідникових діодів?
5. Наведіть загальну еквівалентну схему НВЧ-діода та основні співвідношення, які описують її характеристики (і, відповідно, характеристики діодів).
6. Що таке коефіцієнт використання потужності сигналу, який підведений до діоду? Від чого він залежить?
7. Перелічіть основні параметри детекторних діодів і дайте їм характеристику.

8. Від чого залежить чутливість за струмом для детекторних діодів?
9. Перелічіть основні параметри змішувальних діодів і дайте їм характеристику.
10. Перелічіть основні параметри помножувальних і параметричних діодів і дайте їм характеристику.
11. Перелічіть основні параметри перемикальних діодів і дайте їм характеристику.
12. Що таке коефіцієнт якості перемикальних діодів? Від чого він залежить?
13. Перелічіть основні параметри тунельних діодів і дайте їм характеристику.
14. Які параметри є основними для генераторних діодів?
15. Які умови і режими роботи необхідно забезпечувати для напівпровідникових НВЧ-діодів?
16. Наведіть вольтамперну характеристику тунельного діода та характеристику залежності диференціального опору від напруги зміщення. Дайте пояснення.

1.2 Генераторні діоди НВЧ

Створення в НВЧ-діапазоні високочотних радіолокаційних і навігаційних систем, радіометричних пристроїв, комунікаційних систем різного призначення, приладів для наукових досліджень, численних пристроїв технологічного контролю, медичної апаратури тощо значною мірою пов'язано з будовою напівпровідникових генераторів і підсилювачів на діодах. Ці прилади виявилися ефективними джерелами електромагнітних коливань, що забезпечують (в однодіодних конструкціях) середні рівні потужності від одиниць ват у діапазоні 30...40 ГГц до сотень міліват на частотах понад 100 ГГц і десятки ват в імпульсному режимі роботи. З використанням напівпровідникових діодів створені генератори з широким діапазоном електронного перестроювання частоти (вище 30 %), мал шумні гетеродини приймальних пристроїв з високою чутливістю, потужні високостабільні генератори імпульсної й безперервної дії в режимі автоколивань і зовнішньої синхронізації.

Сімейство НВЧ-діодів переважно може бути розділене на два основні класи: а) діоди, що засновані на ефекті Ганна, або діоди з міждолинним перенесенням електронів (Transferred electron devices – TED); б) діоди, що використовують проліт електронів при різних механізмах їх інжекції в область прольоту. Залежно від механізму інжекції ці діоди відомі як лавинно-пролітні діоди при інжекції за рахунок лавинного пробію – ЛПД (Impact avalanche transit time – IMPATT); діоди з інжекцією за рахунок тунельного ефекту (tunnel transit time – TUNNETT); діоди з бар'єрною інжекцією p - n -переходу (barrier transit time – BARITT).

Усі зазначені типи НВЧ-діодів характеризуються динамічним комплексним імпедансом, дійсна частина якого за певних умов є негативною в певному інтервалі частот. Завдяки цьому такі діоди можуть бути застосовані в пристроях, що перетворюють енергію постійного струму джерел живлення на енергію НВЧ-коливань у певному частотному діапазоні. Досягнуті на сьогодні рівні потужності діодних джерел безперервної дії в діапазоні 30...300 ГГц подані на рис. 1.4.

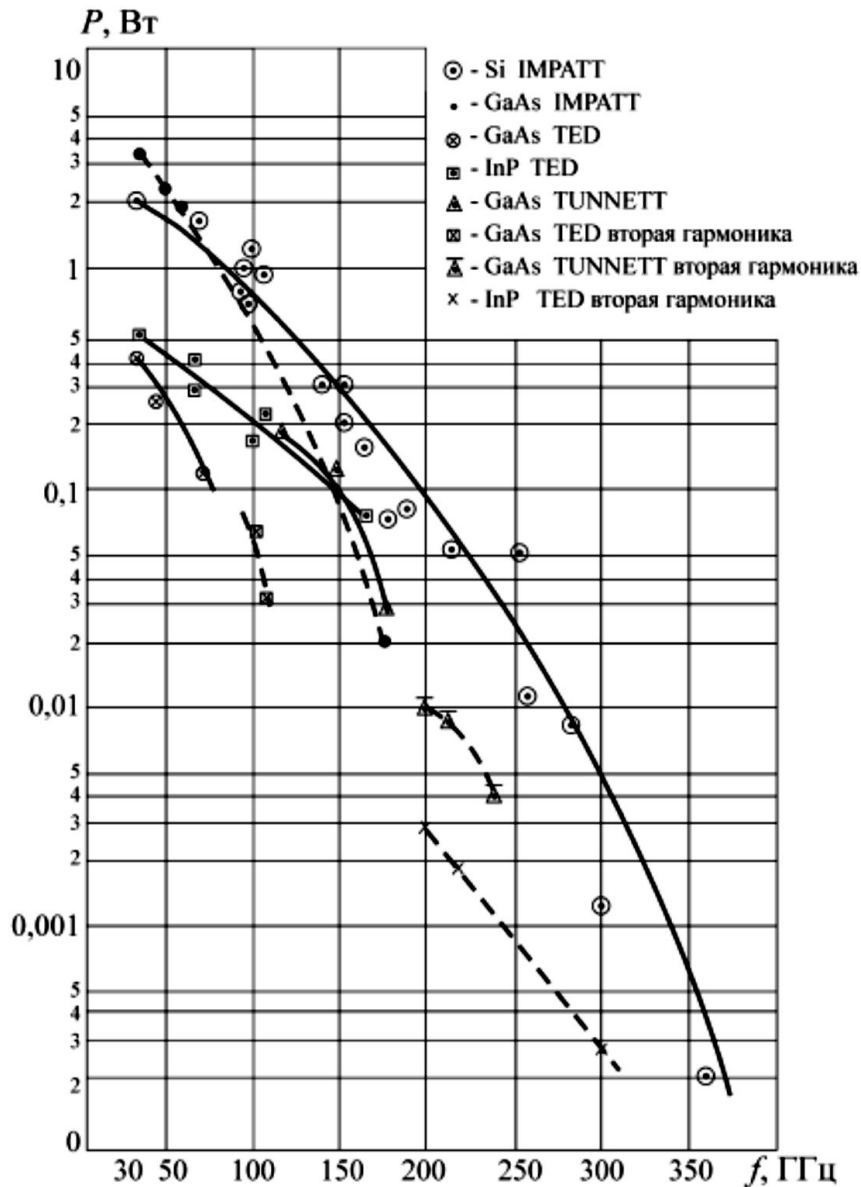


Рисунок 1.4 – Рівні потужності напівпровідникових діодів НВЧ

На рис. 1.5 наведені експериментально отримані міри частотного шуму M [дБ] у діапазоні частот для діодів різних класів. Міра шуму визначається як

$$M = \frac{\Delta f_{\text{сум}}^2 Q^2 P}{f_0^2 k T_0 B},$$

де $\Delta f_{\text{сум}}$ – ефективна ширина спектру шумової модуляції генератора;

Q – навантажена добротність резонансної системи генератора;

P – вихідна потужність генератора;

T_0 – абсолютна температура високочастотного навантаження;

B – смуга частот вимірювань;

k – стала Больцмана.

Міра шуму M визначає шумові характеристики напівпровідникового діода, які відповідають за частотний шум генератора в режимі автоколивань з відомим рівнем вихідної потужності і величиною добротності високочастотної системи.

Можна бачити, що лавинно-пролітні діоди на основі GaAs і Si є найбільш потужними двоелектродними приладами у всьому міліметровому діапазоні хвиль. Рівні потужності кремнієвих ЛПД на частотах більше 60 ГГц і аж до 400 ГГц суттєво вище, ніж у діодів інших типів. На частотах менше 60 ГГц найбільш потужними діодами є GaAs ЛПД. За енергетичними параметрами діоди Ганна помітно поступаються ЛПД.

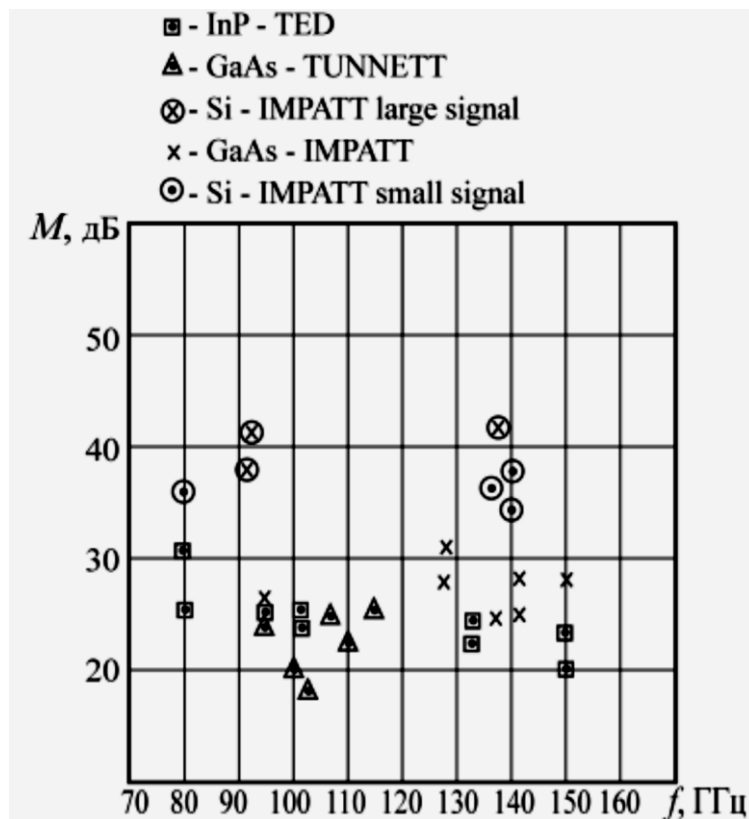


Рисунок 1.5 – Міри шуму напівпровідникових діодів НВЧ

Значне збільшення енергетичних характеристик діодів Ганна і розширення їх робочого діапазону частот до 300 ГГц досягнуто під час побудови цих діодів на основі фосфіду індію (InP). Застосування фосфіду індію дозволило значно збільшити ККД діодів на частотах менше 100 ГГц (до величин 10...15 %) і значно збільшити рівні потужності на частотах понад 100 ГГц. Арсенід-галієві ЛПД, діоди Ганна і TUNNETT діоди на основі арсеніду галію і фосфіду індію характеризуються рівнями шуму на 10...15 дБ менше, ніж кремнієві ЛПД. GaAs TUNNETT діоди є найбільш ефективними приладами під час роботи на другій гармоніці в діапазоні 200...300 ГГц. Указані енергетичні та спектральні характеристики діодів визначають основні галузі їх застосування в радіоапаратурі.

Останніми роками зросла зацікавленість до застосування широкозонних матеріалів для побудови потужних джерел електромагнітних коливань; до цих матеріалів насамперед належать карбід кремнію, нітрид галію, алмаз. Теоретичні оцінки передбачають досяжність рівнів імпульсної потужності до 1 кВт у діапазонах хвиль (0,8...3) см під час побудови ЛПД на карбіді кремнію і до 3...4 Вт у безперервному режимі роботи в 2-міліметровому діапазоні хвиль на ЛПД, що виконаний на основі нітриду галію. Однак багато технологічних проблем, що пов'язані із застосуванням широкозонних матеріалів, знаходяться на сьогодні лише в стадії вирішення.

Створення діодних джерел електромагнітних коливань міліметрового діапазону хвиль – це комплексна конструкторська і технологічна задача, що містить вибір типу напівпровідникового діода, оптимізацію профілю легування і геометрії напівпровідникових структур діода, розробку методу включення напівпровідникової структури в НВЧ-коло і створення схем та конструкцій, що забезпечують узгодження імпедансів діода і навантаження при максимальних енергетичних і діапазонних характеристиках, розробку схем і конструкцій НВЧ-приладів, які вирішують конкретні функціональні задачі: стабілізацію частоти, перестроювання частоти в широкому діапазоні і високу лінійність перестроювання, підсумовування потужностей, досягнення високих енергетичних, діапазонних і спектральних характеристик у режимі зовнішньої синхронізації, ефективне множення частоти тощо.

Основними типами генераторних напівпровідникових приладів НВЧ є тунельні діоди, лавинно-пролітні діоди і діоди Ганна. Часто їх ще називають напівпровідниковими приладами з негативним диференціальним опором. Вище вже розглядалися деякі особливості тунельних діодів, проте в цьому розділі їх буде розглянуто більш детально поряд з іншими типами напівпровідникових генераторних приладів НВЧ.

1.2.1 Тунельні діоди

Тунельний діод – це напівпровідниковий діод на основі виродженого напівпровідника, в якому тунельний ефект призводить до появи на вольтамперній характеристиці при прямій напрузі ділянки негативної диференціальної провідності.

Робота цих діодів заснована на *тунельному ефекті*, який пояснюється наявністю в електрона хвильових властивостей. Ефект полягає в тому, що завдяки хвильовим властивостям електрон за певних умов може пройти через потенціальний бар'єр, не змінюючи своєї енергії. При цьому на іншій стороні бар'єра мусить бути вільний дозволений енергетичний рівень. Необхідною умовою тунельного ефекту є також мала ширина потенціального бар'єра близько 0,01 мкм. Найбільш сприятливі умови для тунельного ефекту створюються в різких *p-n*-переходах при високих рівнях легування *p*- і *n*-областей структури, коли запірний шар має малу ширину.

Тунельні діоди створюють на *p-n*-переходах у вироджених напівпровідниках. Концентрації домішок в *n*- і *p*-областях таких переходів знаходяться в межах $10^{19} \dots 10^{21} \text{ см}^{-3}$. Завдяки цьому ширина *p-n*-переходу тунельного діода становить зазвичай 0,01...0,02 мкм, що створює необхідні умови для руху носіїв заряду через потенціальний бар'єр за рахунок тунельного ефекту.

ВАХ тунельного діода (рис. 1.6) не схожа на характеристики звичайних діодів. Під час подачі на нього зворотної напруги діод не запирається, а навпаки – через нього протікає великий зворотний струм. Пряма гілка ВАХ має «падаючу» ділянку (*бвг*), на якій зі збільшенням напруги струм зменшується. Ця ділянка негативного диференціального опору, тому що для неї

$$r_{\text{диф}} = \frac{\Delta U}{\Delta I} < 0.$$

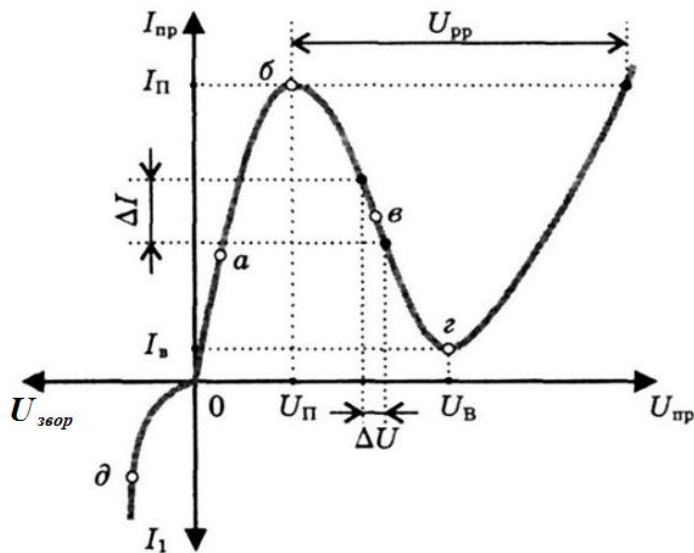


Рисунок 1.6 – Вольтамперна характеристика тунельного діода

Для того щоб пояснити ВАХ тунельного діода, необхідно розглянути енергетичні діаграми *p-n*-переходу на вироджених напівпровідниках при різних

зовнішніх напругах (рис. 1.7). У вироджених напівпровідниках у результаті дуже великої концентрації домішок окремі домішкові дозволені рівні розщеплюються в домішкові зони. Ці зони з'єднуються з найближчими дозволеними зонами – зоною провідності в напівпровіднику n -типу і валентною зоною в напівпровіднику p -типу. Рівень Фермі W_F , що визначає середню енергію носіїв заряду в кристалі, виявляється розташованим у дозволеній зоні. У напівпровіднику n -типу він знаходиться в зоні провідності, тобто трохи вище рівня W_n . У напівпровіднику p -типу рівень Фермі знаходиться у валентній зоні, тобто нижче рівня W_B .

Зонна енергетична діаграма p - n -переходу тунельного діода в стані термодинамічної рівноваги показана на рис. 1.7 при $U = 0$, тобто за відсутності зовнішньої напруги. У цьому стані рівень Фермі однаковий для всього кристала. Це призводить до того, що на зонній діаграмі спостерігається ніби «перекриття» дозволених зон – дно зони провідності W_n n -шару лежить нижче стелі валентної зони W_B p -шару. У зоні провідності n -шару рівні, що зайняті електронами (показані сірим кольором), переважно, між W_n і W_F (ділянка А). У валентній зоні p -шару рівні, що вільні від електронів, тобто зайняті дірками, теж переважно між W_B і W_F (ділянка В).

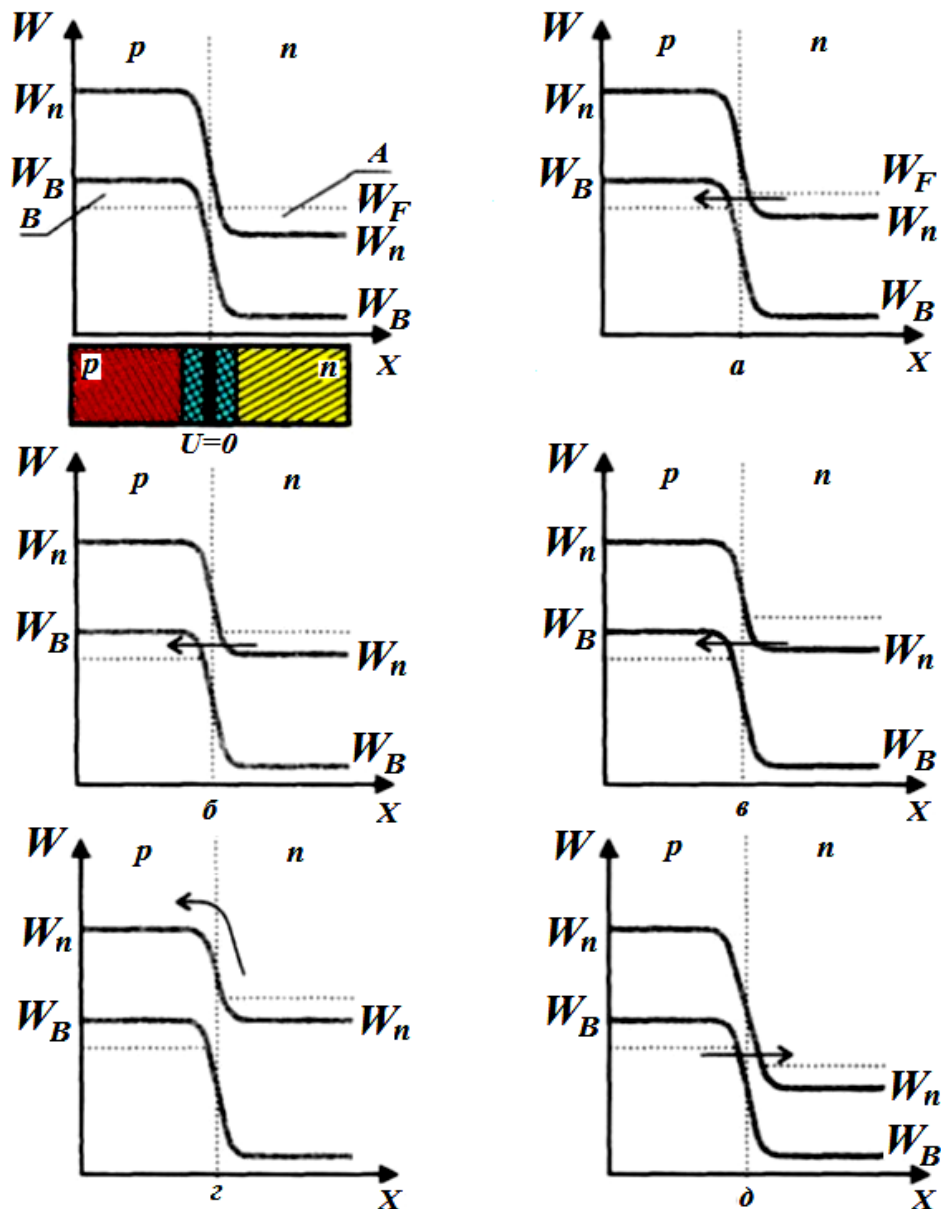


Рисунок 1.7 – Зонні діаграми p - n -переходу тунельного діода

У стані термодинамічної рівноваги при $U = 0$ струм через p - n -перехід не тече, тому що для тунельного ефекту немає необхідних умов. На зонній діаграмі видно, що напроти зайнятих електронами рівнів розташовані теж зайняті рівні. На ВАХ це стан відповідає точці – початку координат.

При деякій прямій напрузі U_n (напряга «піку» ВАХ) (точка б на рис. 1.6) положення енергетичних зон таке, що ділянка A з зайнятими рівнями опиняється навпроти ділянки B з вільними рівнями (рис. 1.7, б). Тунельний струм у цій точці досягає максимуму і називається піковим струмом I_p .

При подальшому збільшенні прямої напруги (точка в на рис. 1.6) перекриття ділянок A і B зменшується (рис. 1.7, в). Частина зайнятих електронами рівнів у зоні провідності n -напівпровідника виявляється навпроти забороненої зони і не може брати участь у тунельному струмі. Значення тунельного струму падає, що і зумовлює наявність падаючої ділянки на ВАХ.

Починаючи з напруги U_3 (напруга «западини» (рис. 1.6, точка z), ділянки A і B зовсім не "перекриваються» (рис. 1.7, z). Усі рівні, що зайняті електронами, знаходяться навпроти забороненої зони. Тунельний струм припиняється. Невеликий струм I_3 , що протікає при цьому, званий струмом западини, має дифузійну природу. Він зумовлений дифузією основних носіїв через потенціальний бар'єр, як і у звичайних p - n -переходах. Якщо прямі напруги перевищують величину U_3 , то характеристика тунельного діода не відрізняється від характеристики звичайного p - n -переходу.

При зворотних напругах (точка d на рис. 1.6) збільшується висота потенціального бар'єра p - n -переходу. Зайняті рівні валентної зони p -шару виявляються навпроти вільних рівнів зони провідності n -шару (рис. 1.7, d). Це створює умови для протікання значного тунельного струму. Причому зі зростанням зворотної напруги вказане перекриття рівнів збільшується, і струм різко зростає.

Параметри тунельного діода, як зазначалося в підрозділі 1.1.3, визначаються координатами екстремальних точок його ВАХ (рис. 1.6):

- піковий струм I_p – прямий струм у точці максимуму ВАХ; величина його може бути від долей мА до сотень мА;
- струм западини I_3 – прямий струм у точці мінімуму ВАХ;
- відношення струмів I_p/I_3 . Для діодів з різних матеріалів це відношення може бути від декількох одиниць (для германієвих діодів) до 10 і більше (для діодів з арсеніду галію);
- напруга піку U_p має величину від декількох десятків мілівольт до ста і більше мілівольт для діодів з різних матеріалів;
- напруга западини U_3 ; величина його – кілька сотень мілівольт залежно від матеріалу;
- диференціальний опір $r_{\text{диф}}$ на падаючій ділянці ВАХ; модуль цього опору для різних діодів має величину від одиниць Ом до декількох сотень Ом;
- гранична резистивна частота $f_{\text{рез}}$ – така частота, до якої на зовнішніх виводах тунельного діода виявляється негативний диференціальний опір.

Температурні залежності параметрів. Зміна температури тунельного діода може по різному впливати на тунельну складову струму і на складову, що пов'язана з інжекцією.

На температурну залежність тунельної складової струму можуть впливати такі фізичні фактори:

1. З підвищенням температури зменшується ширина забороненої зони арсеніду галію і германію – основних початкових напівпровідникових матеріалів для тунельних діодів. Зменшення ширини забороненої зони призводить до зменшення товщини потенціального бар'єра, крізь який тунелюють електрони, при цьому ймовірність тунелювання зростає. Тунельна складова струму і, зокрема, піковий струм збільшуються.

2. Зі збільшенням температури змінюється розподіл електронів за енергетичними рівнями – кількість електронів під рівнем Фермі в зоні провідності n -області зменшується, тому що частина вільних електронів

переходить на більш високі енергетичні рівні, а рівень Фермі зміщується вниз. Тому зменшується кількість електронів, які можуть тунелювати з n -області в p -область. Тунельна складова прямого струму зменшується.

Оскільки ці фактори діють у різні боки, то сумарний їх вплив, по-перше, має бути малим, а, по-друге, він може призвести як до збільшення, так і до зменшення пікового струму тунельного діода зі збільшенням температури.

Інжекційна складова струму тунельного діода зростає зі збільшенням температури з двох причин, які мають місце і у випрямних діодах: зменшення висоти потенціального бар'єра і перерозподіл носіїв заряду за енергетичними рівнями. Тому у тунельного діода струм западини зростає зі збільшенням температури.

Частотні характеристики тунельних діодів. Механізм дії тунельних діодів пов'язаний з тунелюванням електронів крізь потенціальний бар'єр. Час, необхідний для завершення цього процесу, становить $10^{-13} \dots 10^{-14}$ с. Ефекту накопичення неосновних носіїв у базі тунельних діодів практично немає, оскільки вони використовуються при малих напругах, відповідних падаючій ділянці ВАХ (з негативним диференціальним опором). Тому тунельні діоди здатні працювати на частотах до сотень гігагерц, що відповідає міліметровому діапазону радіохвиль. Верхня межа частотного діапазону роботи тунельних діодів обмежена лише паразитними реактивностями – власною ємністю, основу якої становить бар'єрна ємність p - n -переходу, і індуктивністю виводів та корпусу.

Для аналізу і розрахунку параметрів, що характеризують частотні властивості тунельних діодів, скористаємося еквівалентною схемою тунельного діода для малого змінного сигналу за наявності постійної напруги, яка зміщує робочу точку на падаючу ділянку ВАХ. Еквівалентна схема тунельного діода відрізняється від еквівалентної схеми звичайного діода тільки тим, що тут замість активного опору переходу введено негативний диференціальний опір $r_{\text{диф}}$ і враховується індуктивність виводів L_B (рис. 1.8).

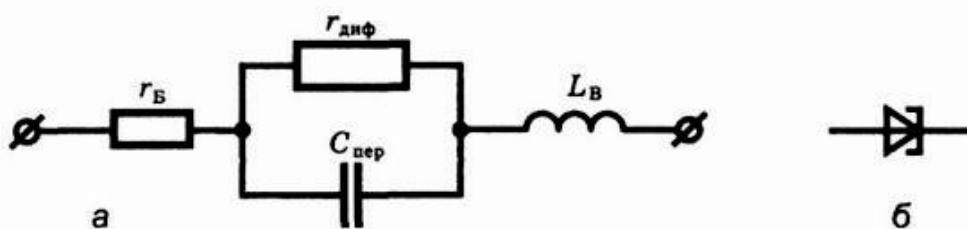


Рисунок 1.8 – Еквівалентна схема (а) і позначення (б) тунельного діода

Повний опір тунельного діода при малій синусоїдальній напрузі

$$\dot{z} = r_B + j\omega L_B + \frac{1}{g + j\omega C_{\text{nep}}} = r_B + \frac{g}{g^2 + \omega^2 C_{\text{nep}}^2} + j \left(\omega L_B - \frac{\omega C_{\text{nep}}}{g^2 + \omega^2 C_{\text{nep}}^2} \right), \quad (1.1)$$

де $g = 1 / r_{\text{диф}}$ – негативна диференціальна провідність тунельного діода.

Негативний диференціальний опір у тунельного діода буде існувати, якщо дійсна частина повного опору буде менше нуля, тобто при

$$r_B < \left| \frac{g}{g^2 + \omega^2 C_{\text{пер}}^2} \right|. \quad (1.2)$$

При великій частоті другий доданок у дійсній частині (1.1) виявиться менше (за абсолютним значенням) першого доданка. Це означає, що тунельний діод при великих частотах не володітиме негативним диференціальним опором. Визначимо *граничну резистивну частоту*, на якій активна складова повного опору тунельного діода обертається в нуль, тобто нерівність (1.2) обертається в рівність

$$r_B = \frac{g}{g^2 + \omega_R^2 C_{\text{пер}}^2}.$$

Звідси

$$\omega_R = \frac{1}{|r_{\text{диф}}| C_{\text{пер}}} \sqrt{\frac{|r_{\text{диф}}|}{r_B} - 1}. \quad (1.3)$$

Зі співвідношення (1.3) видно, що гранична резистивна частота тунельного діода залежить від співвідношення опору бази діода й абсолютного значення негативного диференціального опору. Для знаходження екстремальних значень граничної резистивної частоти треба продиференціювати (1.3) по $|r_{\text{диф}}|$ і прирівняти отриманий вираз нулю. Тоді отримаємо умову

$$|r_{\text{диф}}| = 2r_B, \quad (1.4)$$

при виконанні якої гранична резистивна частота буде максимальною. Зв'язок її з параметрами еквівалентної схеми можна отримати, коли підставити (1.4) в (1.3):

$$f_R = \frac{1}{2\pi |r_{\text{диф}}| C_{\text{пер}}}. \quad (1.5)$$

Усереднений негативний диференціальний опір можна представити у вигляді

$$|r_{\text{диф}}| = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{U_3 - U_{\text{П}}}{I_{\text{П}} - I_3} \approx \frac{\text{const}}{I_{\text{П}}}.$$

Якщо отримане співвідношення підставити в (1.5), то отримаємо

$$f_R \approx I_{\text{П}} / C_{\text{пер}}.$$

Тому відношення ємності тунельного діода до пікового струму є одним з основних параметрів тунельного діода, який характеризує його частотні властивості.

У тунельному діоді, що має паразитну індуктивність і ємність, при деякій частоті можуть виникнути умови для резонансу, що порушить нормальну роботу схеми з тунельним діодом. Тому резонансна частота тунельного діода f_0 є ще одним параметром, що характеризує частотні властивості тунельного діода.

Резонансну частоту тунельного діода можна визначити зі співвідношення (1.1) за умови рівності нулю уявної частини повного опору діода:

$$\omega_0 L = \frac{\omega_0 C_{\text{пер}}}{g^2 + \omega_0^2 C_{\text{пер}}^2},$$

тоді

$$\omega_0 = \frac{1}{|r_{\text{диф}}| C_{\text{пер}}} \sqrt{\frac{|r_{\text{диф}}|^2 C_{\text{пер}}}{L} - 1}. \quad (1.6)$$

Тунельні діоди мають бути сконструйовані так, щоб резонансна частота була вище граничної резистивної частоти ($\omega_0 > \omega_R$), тоді можливі небажані резонансні явища виникають тільки на частотах, на яких тунельний діод вже не матиме негативний диференціальний опір. Нерівність ($\omega_0 > \omega_R$) з урахуванням співвідношень (1.6) і (1.3) перетворимо так: $L < r_{\text{Б}} |r_{\text{диф}}| C_{\text{пер}}$.

Отже, індуктивність еквівалентної схеми тунельного діода, яка визначається переважно індуктивністю внутрішніх і зовнішніх виводів діода, має бути по можливості малою. Тому внутрішні і зовнішні виводи у тунельних діодів роблять не з тонкого дроту, а у вигляді стрічок, мембран, пластин тощо.

Частота f_p становить зазвичай десятки і сотні тисяч мегагерц. Щоб зменшити ємність, роблять малу площу p - n -переходу, тому тунельні діоди, як правило, малопотужні.

Застосування тунельних діодів. Основні властивості тунельного діода зумовлені наявністю на його ВАХ ділянки з негативним диференціальним опором. На приладах з таким опором створюють схеми перемикання струмів і

напруг у різних логічних пристроях, схеми генерування і підсилення електричних сигналів.

Найважливіша властивість тунельного діода – це висока швидкодія, що зумовлена тунельним ефектом. Крім того, тунельний діод досить добре зберігає свої експлуатаційні властивості як у разі зміни температури навколишнього середовища, так і під час впливу радіації. Це температурно стабільний і радіаційно стійкий прилад. Такі цінні властивості зумовлені тим, що тунельний діод працює на основних носіях заряду, концентрація яких незначно залежить від температури і радіації в робочому діапазоні.

Виготовляють тунельні діоди з таких напівпровідникових матеріалів, як германій, арсенід галію й антимонід галію.

1.2.2 Діоди Ганна

Генератор Ганна – це напівпровідниковий прилад, дія якого заснована на появі негативного диференціального опору під впливом сильного електричного поля, призначений для генерації і підсилення НВЧ-коливань.

Свою назву діоди Ганна отримали за прізвищем вченого, який уперше спостерігав фізичний ефект, що використовується в цих приладах. У діоді Ганна немає *p-n*-переходу. Діодами ці прилади називають тому, що вони подібно діодам є двополіусними, тобто мають усього два виводи.

Ефект Ганна полягає в тому, що якщо прикласти до кристалу однорідний напівпровідник постійної напруги певної величини, то в ньому виникає змінний струм частоти НВЧ-діапазону.

Але цей ефект спостерігається не в усіх напівпровідниках, а тільки в таких, які мають складну структуру зони провідності. Структуру необхідного виду мають такі матеріали, як арсенід галію (GaAs), фосфід індію (InP), телурид кадмію (CdTe) і деякі інші.

Ефект Ганна, на якому заснована робота діодів Ганна – ДГ (або діодів з міждолинним перенесенням електронів – МДП), пов'язаний з наявністю в напівпровідниках (зокрема в GaAs і InP) *N*-подібної залежності швидкості електронів v від напруженості електричного поля E , тобто з наявністю падаючої ділянки $v(E)$. Поява цієї падаючої ділянки пов'язана з особливістю зонної структури цих матеріалів. Відомо, що в ідеальному напівпровіднику електрони рухаються як вільні частинки, але з масою, що не дорівнює масі вільного електрона m_0 , а з ефективною масою, що визначається залежністю енергії електрона від хвильового вектора. Величина цієї ефективної маси у свою чергу залежить від зонної структури матеріалу. У найпростішому випадку (особливо при малих полях) енергія пропорційна квадрату хвильового вектора, і ефективну масу можна умовно вважати постійною величиною. Однак у більшості випадків така залежність суворо не виконується, а в деяких структурах вона має досить складний вид. Залежність енергії електрона від хвильового вектора в GaAs і InP подана на рис. 1.9, а.

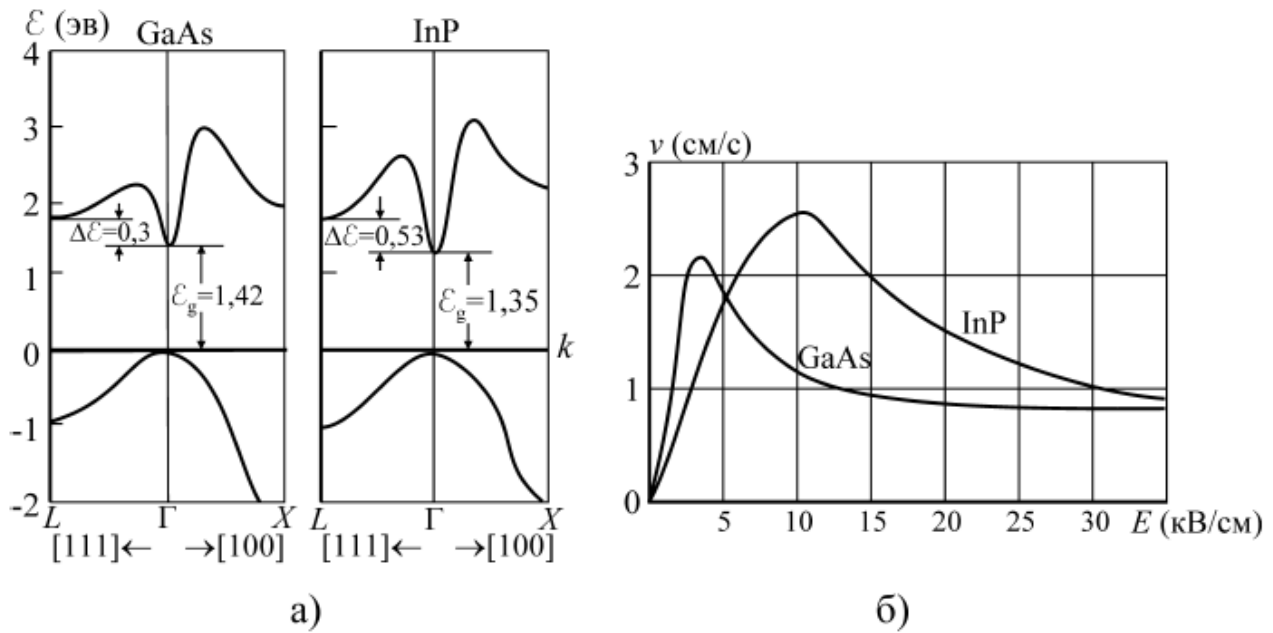


Рисунок 1.9 – Залежність енергії \mathcal{E} від хвильового вектора k (а) і швидкості електронів v від напруженості поля E (б) для GaAs і InP

У цьому випадку енергетична структура в зоні провідності має багатодолинний характер. Існує одна центральна Γ -долина при енергії $\mathcal{E} = 0$ (відлік ведеться від дна зони провідності) і кілька бічних долин (4 – L-долини в напрямку $[111]$ і 3 – Γ -долини в напрямку $[100]$) з суттєво більшими ефективними масами, ніж в Γ -долині. Для GaAs в Γ -долині ефективна маса дорівнює $m^* = 0,067m_0$, в L-долинах $m^* = 0,55m_0$; для InP – в Γ -долині $m^* = 0,12m_0$, в L-долинах $m^* = 0,7m_0$.

Відповідно, для GaAs при малих полях залежність швидкості електронів від поля крута, а при великих полях суттєво менш крута. Крім того, оскільки ефективна маса у верхній долині більше, і верхніх долин кілька, то і щільність станів у них суттєво вище. Тому, якщо електрони під дією електричного поля отримають енергію більшу, ніж енергія міждолинного зазору $\Delta\mathcal{E} = 0,36$ eV, тобто достатню для переходу в верхню долину, то почнеться ефективний перехід електронів у верхню долину, де ефективна маса більше, а рухливість набагато менша.

Електрони, що знаходяться в нижній долині, називають «легкими» (або «холодними»), тому що вони мають досить високу рухливість μ_1 . Значення $\mu_1 \sim 5000$ $\text{cm}^2/(\text{V}\cdot\text{s})$.

Електрони верхньої долини називають «важкими» (або «гарячими»), тобто їх рухливість μ_2 суттєво менше рухливості μ_1 .

Значення $\mu_2 \sim 100\dots 200$ $\text{cm}^2/(\text{V}\cdot\text{s})$.

Позначимо концентрацію легких електронів у деякому зразку напівпровідника з арсеніду галію n_1 рухливість їх μ_1 . Концентрацію важких електронів у цьому ж кристалі позначимо n_2 , рухливість їх – μ_2 . Повна концентрація електронів $n_0 = n_1 + n_2$.

Нехай до напівпровідника прикладене слабе електричне поле напруженістю E , що менше деякого порогового значення напруженості $E < E_{\text{пор}}$. У цьому випадку практично всі електрони перебуватимуть в нижній долині і можна вважати, що $n_1 \sim n_0$. Щільність дрейфового струму, що протікає при цьому в кристалі,

$$I_1 = qn_0\mu_1E.$$

Залежність дрейфового струму від напруженості електричного поля або ВАХ розглянутого кристала показана на рис. 1.10. Ділянка 1 вольтамперної характеристики відповідає режиму слабого електричного поля.

Якщо в напівпровіднику створено сильне електричне поле $E_2 > E_{\text{пор}}$, то електрони під дією цього поля набувають додаткову енергію $\Delta\mathcal{E}$ (рис. 1.9), переходять у бокову долину і стають важкими. При сильних полях $E \gg E_{\text{пор}}$ можна вважати, що практично всі електрони отримують достатню додаткову енергію і опиняться в бічній долині, так що концентрація їх $n_2 \sim n_0$. Щільність дрейфового струму в цьому випадку

$$I_2 = qn_0\mu_2E.$$

Режиму сильного електричного поля відповідає ділянка 2 вольтамперної характеристики (рис. 1.10).

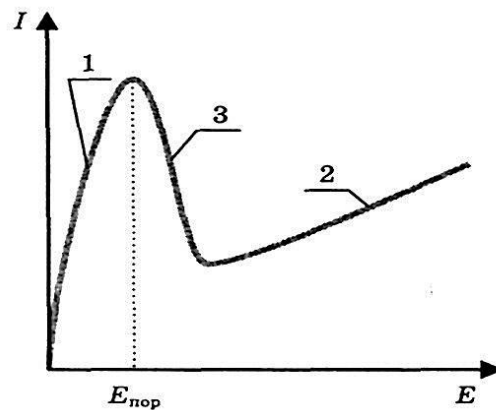


Рисунок 1.10 – ВАХ напівпровідника з багатодолинною структурою зони провідності

При середніх напруженостях електричного поля, що не набагато перевищують $E_{\text{пор}}$, деяка частина електронів перебуватиме в нижній долині, інша частина – у верхній долині, і загальне значення їх концентрації $n_0 = n_1 + n_2$ залишається незмінним. Щільність струму визначатиметься співвідношенням між концентрацією легких електронів n_1 і важких електронів n_2 .

Такий режим відповідає ділянці 3 вольтамперної характеристики (рис. 1.10). На цій ділянці кристал напівпровідника має *негативний диференціальний опір*. Цей опір зумовлено переходом електронів зони провідності з долини з високою рухливістю в долину з низькою рухливістю під дією сильного електричного поля.

Принцип роботи діода Ганна розглянемо на прикладі арсеніду галію *n*-типу. Зразок однорідно легований, має два омичних контакти, їх називають – катод (К) і анод (А) (рис. 1.11). На зразок подається постійна напруга, яка утворює в кристалі електричне поле напруженості E . Подана напруга такої величини, що напруженість поля E трохи перевищує порогове значення $E_{\text{пор}}$ ($E > E_{\text{пор}}$).

При цьому всі вільні електрони в кристалі є легкими і щільність струму через кристал має максимальне значення

$$I_{\text{max}} = qn_0\mu_1E.$$

Біля омичних контактів завжди існують дефекти кристалічної решітки, що зумовлює в цих місцях трохи підвищений опір кристала. На цих приконтактних областях падає більша напруга і створюється дещо більша напруженість поля. Оскільки прикладена до зразка напруга постійна, то підвищення напруженості поля біля контактів неминуче призводить до зниження напруженості в об'ємі кристала (рис. 1.11, в). Отже, у перший момент після подачі постійної напруги поле з напруженістю $E > E_{\text{пор}}$ буде біля контактів. Під дією цього поля електрони дрейфують від катода до анода. При цьому легкі електрони переходять з нижньої долини у верхню і стають важкими. Біля катода з'являється шар важких електронів, які утворюють негативний об'ємний заряд, що повільно дрейфує до анода. Ті легкі електрони, які знаходяться за шаром об'ємного негативного заряду з боку анода, швидко рухаються до анода. Це призводить до того, що з'являється шар некомпенсованих позитивних іонів донорів.

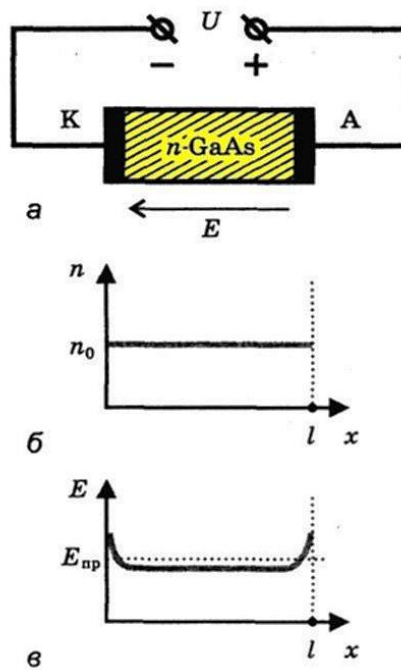


Рисунок 1.11 – Структура діода Ганна (а), розподіл концентрації (б) і розподіл напруженості електричного поля (в) до створення домену

У результаті в кристалі з'являється домен, що рухається від катода до анода, і який складається з двох шарів об'ємних зарядів – шару негативно заряджених електронів і шару позитивно заряджених іонів донорів. Швидкість руху домену дорівнює швидкості важких електронів v_2 .

Усередині домену існує своє електричне поле $E_{\text{дом}}$ (рис. 1.12, а). Це поле збігається за напрямком з полем E кристала, тому в області домену результуюче електричне поле збільшується. Це призводить до зменшення поля поза доменом, а отже, і до зменшення швидкості електронів поза доменом.

Швидкість домену $V_2 = \mu_2 E_2$ збільшується, а швидкість руху електронів $V_1 = \mu_1 E_1$ зменшується (E_2 – результуюча напруженість поля всередині домену, E_1 – напруженість поля поза доменом, рис. 1.12, б). У деякий момент часу ці швидкості зрівнюються:

$$V_1 = V_2 = \mu_2 E_2 = \mu_1 E_1.$$

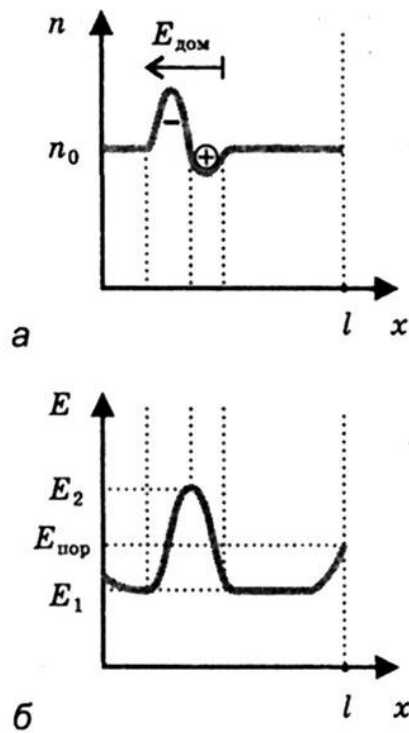


Рисунок 1.12 – Розподіл концентрації носіїв (а) і напруженості електричного поля (б) після створення домену

З цього моменту припиняється надходження в домен наддоганяючих його з боку катода легких електронів і «оголення» позитивних іонів з боку анода. Закінчується на цьому формування домену, і він з постійною швидкістю рухається до анода. Струм, що протікає при цьому через кристал,

$$I_{\min} = qn_0\mu_1 E.$$

Оскільки $E_1 < E$, то $I_{\min} < I_{\max}$.

Мінімальне значення щільності струму зберігається протягом усього часу руху домену через кристал. Це час називають часом прольоту і визначають співвідношенням:

$$t_{\text{пр}} = l/V_2,$$

де l – довжина кристала.

Коли домен досягає анода, то він руйнується, і щільність струму збільшується до значення I_{\max} . Відразу після цього у катода утворюється новий домен, струм зменшується до I_{\min} ; процес повторюється. Залежність струму, що проходить через кристал, від часу показана на рис. 1.13. Струм є періодичною послідовністю імпульсів, частота яких визначається періодом T . У свою чергу $T = t_{\text{пр}}$, тобто залежить для даного матеріалу від довжини зразка кристалу l . Довжину l вибирають такою, щоб частота отриманих коливань струму відповідала НВЧ-діапазону.

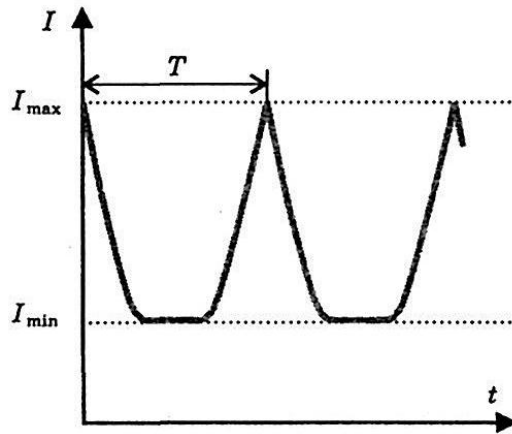


Рисунок 1.13 – Залежність струму через діод Ганна від часу

Розглянутий режим роботи діода Ганна, у якому частота коливань визначається довжиною кристала, називається *пролітним режимом*.

Існує ще ряд режимів, під час роботи на яких досягають незалежності частоти коливань від розміру кристала, або отримують можливість регулювати частоту коливань у деяких межах.

Технологія виготовлення генераторів Ганна. Незважаючи на принципову простоту конструкції генератора Ганна, що є однорідним кристалом арсеніду галію з електропровідністю n -типу з двома контактами, які нанесені на протилежні сторони кристала, у виробництві таких приладів зустрічаються труднощі, пов'язані насамперед з необхідністю створення тонких шарів однорідно легованого арсеніду галію (або іншого напівпровідникового матеріалу).

У генераторах Ганна, що мають товщину кристала з високим питомим опором більше 200 мкм і працюють у пролітному режимі, коливання виходять, як правило, некогерентними. Це викликано наявністю в кожному з кристалів декількох дефектів, на яких можуть зароджуватися домени. Шлях, що пробігає домен від місця його зародження до анода, визначає період коливань. Тому якщо домени зароджуються на різних неоднорідностях кристала, тобто на різних відстанях від анода, то коливання матимуть шумовий характер. Застосування приладів з міждолинним переходом електронів практично виправдано в діапазоні частот понад 1 ГГц, що відповідає товщині високоомного напівпровідника $l \leq 100$ мкм.

У свою чергу найменша товщина кристалів напівпровідника з високим питомим опором для генераторів Ганна, крім технологічних труднощів, обмежена тим, що для переходу електрона з центральної в бічну долину необхідна додаткова енергія, яку електрон може набути в електричному полі після проходження деякої відстані. Так, додаткову енергію (0,36 eV) електрон може набути в арсеніді галію при пороговій напруженості електричного поля, що дорівнює 3 кВ/см, тільки на відстані 1 мкм. Сам домен також має деяку

протяжність, яка визначається переважно товщиною шару позитивної частини домену, оскільки щільність позитивного заряду в збідненому електронами шарі обмежена концентрацією донорів у високоомному напівпровіднику ($N_d = 10^{14} \dots 10^{16} \text{ см}^{-3}$). Обмеження мінімальної товщини високоомного кристала призводить до обмеження максимальної частоти генерації в пролітному режимі для генераторів Ганна з арсеніду галію значеннями близько 50 ГГц.

Перші пристрої на ефекті міждолинного переходу електронів виготовляли з арсеніду галію і фосфіду індію зі сплавленими омічними переходами між кристалом напівпровідника і електродами. Але методом вплавлення важко отримати з відтвореними результатами малу товщину напівпровідника між омічними переходами. Тому на сьогодні з цією метою використовують епітаксіальні шари, що наносяться на сильнолеговану підкладку з електропровідністю n -типу. Багат шарові структури $n^+ - n - n^+$ зручні, по-перше, під час створення непрямої електричних переходів між металевими електродами і сильнолегованими шарами напівпровідника. По-друге, пластина з такою структурою досить механічно міцна під час різання її на окремі кристали, паяння виводів і монтажу в корпус.

Параметри і властивості генераторів Ганна. Як будь-який генератор НВЧ діапазону, генератор Ганна характеризується генерованою потужністю (під час імпульсної і безперервної роботи), довжиною хвилі або частотою генерованих коливань, коефіцієнтом корисної дії, рівнем частотних і амплітудних шумів та іншими параметрами.

Вихідна безперервна потужність генераторів Ганна в пролітному режимі зазвичай становить десятки-сотні міліват, а під час імпульсної роботи досягає сотень ват.

Робоча частота в пролітному режимі обернено пропорційна довжині або товщині високоомної частини кристалу ($f = v/l$). Зв'язок між генерованою потужністю і частотою можна представити у вигляді

$$P = U^2/z = E^2 l^2 / z = \frac{E^2 v^2}{z f^2} \approx \frac{1}{f^2}.$$

Звідси випливає, по-перше, що потужність генерованих НВЧ-коливань залежить від повного опору z або від площі робочої частини високоомного шару напівпровідника. По-друге, наведене співвідношення вказує на те, що очікувана зміна потужності з частотою пропорційна $1/f^2$.

Генератори Ганна з арсеніду галію можуть генерувати НВЧ-коливання від 1 до 90 ГГц (кожен прилад розрахований на свою частоту). Дещо більші частоти отримані на генераторах Ганна з фосфіду індію у зв'язку з великими значеннями максимальних швидкостей електронів, але якість приладів з цього матеріалу значно нижче через недостатнє відпрацювання технології виготовлення матеріалу. Перевага фосфіду індію перед арсенідом галію як початкового матеріалу для приладів на ефекті міждолинного переходу

електронів – більше значення порогової напруженості електричного поля (10,5 і 3,2 кВ/см відповідно). Ця відмінність має призвести до створення з фосфіду індію генераторів Ганна зі значно більшими вихідними потужностями. Для створення генераторів Ганна зі ще більшими частотами коливань, що генеруються, але з меншими потужностями становлять інтерес потрібні сполуки GaInSb, оскільки в них дрейфові швидкості електронів великі, але менше порогові напруженості електричного поля.

Коефіцієнт корисної дії генераторів Ганна може бути різним (від 1 до 30 %), тому що суттєво відрізняються технології виготовлення приладів і якість початкового напівпровідникового матеріалу.

У зв'язку з можливою наявністю в кристалі генераторів Ганна декількох неоднорідностей зародження домену може відбуватися в різні моменти часу на різній відстані від анода. Тому частоти коливань змінюватимуться, тобто можуть виникати *частотні шуми*. Крім частотних шумів, у генераторах Ганна існують *амплітудні шуми*, основною причиною яких є флуктуації в швидкостях руху електронів. Зазвичай амплітудні шуми в генераторах Ганна малі, оскільки дрейфова швидкість у сильних електричних полях, які існують у цих приборах, насичена і слабо змінюється у випадку електричного поля. Шуми генераторів Ганна значно менше шумів лавинно-пролітних діодів.

Важливим для практичного застосування генераторів Ганна є питання про можливість їх *частотного перестроювання* в досить широкому діапазоні. З принципу дії генератора Ганна зрозуміло, що частота його мусить слабко залежати від прикладеної напруги. Зі збільшенням прикладеної напруги дещо зростає товщина домену, а швидкість його руху змінюється незначно. У результаті під час зміни напруги від порогового до пробивного частота коливань збільшується всього на десять частки відсотка.

Термін служби генераторів Ганна відносно малий, що пов'язано з одночасним впливом на кристал напівпровідника таких факторів, як сильне електричне поле і перегрів кристала через потужності, що виділяються в ньому.

Генератор з обмеженням накопичення об'ємного заряду (ОНОЗ) – це генератор Ганна, що працює в режимі неповного формування домену.

Припустимо, що, крім постійного зміщення, більшого $E_{\text{пор}}l$, де $E_{\text{пор}}$ – порогова напруженість поля, до приладу прикладено також синусоїдальну напругу досить великої амплітуди. У цьому випадку частина періоду напруги на приладі буде менше порогового значення $E_{\text{пор}}l$.

Поки миттєві значення напруги в приладі більше, ніж порогова напруга $E_{\text{пор}}l$, у катода формується домен. Однак якщо прилад помістити в резонатор, що налаштований на досить велику частоту, то домен, не встигнувши сформуватися, почне розсмоктуватися, оскільки сумарна напруга зміщення і коливань резонатора в наступну частину періоду буде менше, ніж порогова напруга $E_{\text{пор}}l$. Під час формування домену струм, що проходить через прилад, зменшується, а під час розсмоктування зростає. Отже, виникають періодичні коливання струму, але період цих коливань визначається вже не прольотним часом домену, а частотою резонатора. Такі генератори називають

генераторами з обмеженням накопичення об'ємного заряду (ОНОЗ). Цей режим роботи генератора Ганна (в англійській транскрипції – LSA – Limited Spacesecharge Accumulation) був виявлений в 1966 р.

Для встановлення режиму ОНОЗ необхідно виконання низки умов. Насамперед потрібно, щоб домен не встиг сформуватися за той час, поки напруга на генераторі перевищує порогове значення $E_{пор}l$, період коливань T має бути менше $(2...3)\tau'$, де $\tau' = \sigma'\epsilon\epsilon_0$ – максвелівський час релаксації для матеріалу в стані з негативним диференціальним опором.

За той час, поки миттєві значення напруги на генераторі менше порогової напруги $E_{пор}l$, домен, що виник біля катода, має встигнути повністю зникнути. Для виконання цієї умови необхідно, щоб період коливань був набагато більше максвелівського часу релаксації τ для матеріалу, що знаходиться в слабкому електричному полі. Отже, для існування режиму ОНОЗ необхідне виконання умов

$$N = \frac{1}{f} < (2...3)\tau' = \frac{(2...3)\epsilon\epsilon_0}{qn_0\mu'} \quad \text{і} \quad T \gg \tau = \sigma\epsilon\epsilon_0 = \frac{\epsilon\epsilon_0}{qn_0\mu_1}$$

або

$$\frac{\epsilon\epsilon_0}{q\mu_1} \ll \frac{n_0}{f} < \frac{(2...3)\epsilon\epsilon_0}{q\mu'}$$

де μ_1 і μ' – рухливості електронів у слабкому полі і за наявності негативного диференціального опору.

Одним з переваг генераторів з ОНОЗ перед генераторами Ганна є незалежність частоти генерованих коливань від товщини кристала. Друга, більш важлива їх перевага – можливість отримання великих потужностей генерації на більш високих частотах. Генератори з ОНОЗ можуть бути виготовлені з відносно товстих пластинок високоомного арсеніду галію, що дозволяє подавати на такі прилади значні напруги.

За допомогою генераторів з ОНОЗ можна досягти потужності безперервних коливань порядку десятих долей вата в діапазоні 30...300 ГГц з ККД, що дорівнює 20 %, і сотень ват в імпульсному режимі.

Особливості роботи діодів Ганна міліметрового діапазону довжин хвиль

З підвищенням частоти і переходом у міліметровий діапазон довжин хвиль починає позначатися низка фізичних процесів, які призводять до зниження ККД приладу. Одним з таких факторів є наявність у катода зони початкового розігріву, так званої "мертвої" або "холодної" зони, у якій електрони набирають енергію, достатню для міждолинного перенесення. Для зниження впливу цього фактора необхідно в діодах Ганна міліметрового діапазону змінювати структуру кристала і створювати у катода підвищену

напруженість поля. Такі структури можуть бути отримані шляхом утворення біля катода шару зниженого легування або створення катода типу обернено зміщеного бар'єра Шотткі. Можливо також створення катодів "острівкового" типу, у яких емісія електронів здійснюється не з усієї поверхні катода, а лише з окремих невеликих ділянок.

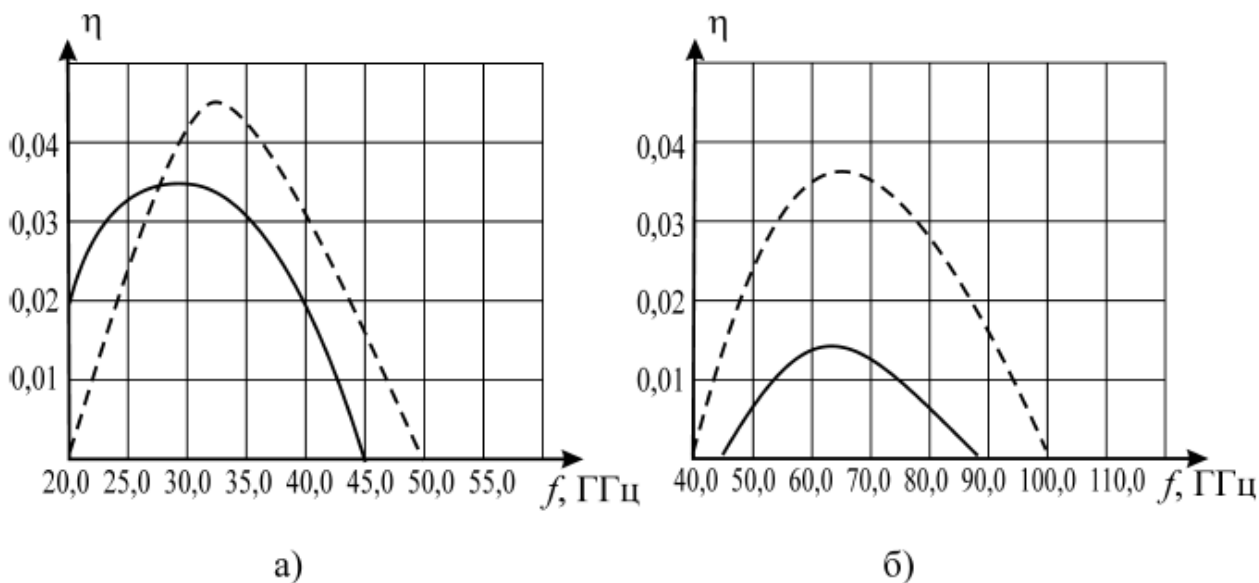


Рисунок 1.14 – Порівняльна характеристика ККД діодів Ганна на основі AsGa (—) і InP (---)

Більш ефективним шляхом просування діодів Ганна у високі частоти є використання як робочих інших матеріалів, насамперед – фосфіду індію (InP). На рис. 1.14 представлені залежності ККД від частоти для GaAs (суцільні лінії) і InP (пунктир) в 8-мм (рис. 1.14, а) і 4-мм (рис. 1.14, б) діапазонах довжин хвиль. Як видно з графіків, уже в довгохвильовій частині міліметрового діапазону ККД діодів на основі InP вище, ніж у діодів на основі GaAs. У короткохвильовій частині міліметрового діапазону, де ККД діодів Ганна на основі GaAs стає близьким до 1 %, ККД діодів Ганна на основі InP падає незначно. Слід зазначити, що оскільки напруженість поля (i , відповідно, робоча напруга) у діодах на InP суттєво вище, ніж у GaAs діодів, то і вихідна потужність InP-діодів суттєво вище. Однак виникають проблеми тепловідведення від кристала.

На InP-діодах максимальний ККД, що експериментально досягнутий у довгохвильовій частині міліметрового діапазону, становить 16 %.

Ефективним методом підвищення граничної частоти роботи діодів Ганна є робота в бігармонічному режимі, або режимі генерації гармонік. Сутність його полягає в тому, що діод Ганна є сильно нелінійним елементом і під час подачі на кристал гармонійного сигналу струм через кристал міститиме досить інтенсивні вищі гармонійні складові. Тому якщо, окрім контуру, що налаштований на пролітну частоту, зовнішня схема міститиме також контур, налаштований на одну з вищих гармонік (наприклад, другу), то в цьому контурі також збуджуватимуться коливання, інтенсивність яких залежить від рівня

відповідної гармоніки струму і зворотного впливу сигналу другої гармоніки на процеси в кристалі. Розрахунки та експериментальні-фундаментальні дослідження показують, що в цьому випадку гранична частота існування негативної провідності може бути підвищена вдвічі, але вихідна потужність по другій гармоніці буде в 2–3 рази менше, ніж за основною частотою в оптимальному моногармонічному режимі. Цей режим характеризується також тим, що частота визначається значною мірою частотою контуру, налаштованого на першу гармоніку, і це дозволяє на частотах, близьких до граничних, створювати частотно-перестроювані або стабілізовані генератори, в яких перестроювання або стабілізація здійснюється по першій гармоніці, а вимоги до вихідного контуру гармоніки будуть мінімальні.

Діод Ганна на основі InP дозволяє отримати на другій гармоніці в бігармонічному режимі вихідну потужність до 500 мВт на частоті 150 ГГц при ККД до 2 %.

Складним у технологічному плані, але теоретично дуже важливим з точки зору можливості підвищення ККД і, особливо, вихідної потужності, є режим обмеженого накопичення об'ємного заряду (ОНОЗ-режим). У цьому режимі на кристал подаються коливання такої амплітуди, що на частині періоду повна напруга виявляється нижче порогової. Якщо кристал не містить великих неоднорідностей (на яких відбувається інтенсивне формування доменів), а частота сигналу набагато вище пролітної, то утворений домен (або збагачений шар об'ємного заряду), пройшовши невелику відстань від катода, розсмокчеться, поки напруга буде нижче порогової, і на наступному періоді знову почне формуватися новий збагачений шар (або домен) біля катода. Отже, в більшій частині кристала швидкість електронів стежитиме за статичною характеристикою швидкість-поле, а частота коливань визначатиметься виключно зовнішньою схемою, а не довжиною кристала, що дозволяє отримувати високу вихідну потужність. Теоретичні розрахунки показують можливість отримання в цьому режимі ККД до 18...20 %, а в бігармонічному режимі до 25...30 %. Однак недоліки цього режиму – вимога відсутності неоднорідностей в кристалі і необхідність швидкого наростання амплітуди коливань, достатньої для виходу на режим – дозволяють на сьогодні створювати тільки лабораторні зразки приладів. Для InP розрахункові ККД діодів Ганна в режимі ОНОЗ перевищують 25 % в моногармонічному режимі.

1.2.3 Лавинно-пролітні діоди

Лавинно-пролітний діод (ЛПД) – це напівпровідниковий діод, що працює в режимі лавинного розмноження носіїв заряду під час зворотного зміщення *p-n*-переходу і призначений для генерації надвисокочастотних коливань.

Відмінність ЛПД від тунельних діодів полягає насамперед у тому, що негативний диференціальний опір у них можна знайти лише в діапазоні НВЧ.

ЛПД є діодами з широкими *p-n*-переходами, час руху носіїв у яких можна порівняти з періодом робочих НВЧ-коливань.

Приклад структури ЛПД типу $p^+ - n - n^+$ і схема його включення показані на рис.1.15, а. Як правило, ЛПД поміщають в об'ємний резонатор, який є коливальним контуром діапазону НВЧ. До електродів діода прикладена напруга зворотного зміщення U_o і змінна напруга з амплітудою U_m , що існує в резонаторі. Величини цих напруг вибирають з умови

$$U_m < U_o < U_{проб} \text{ і } (U_m + U_o) > U_{проб}. \quad (1.7)$$

Крім того, величина U_o має бути такою, щоб заперний шар займав усю n -область і невеликі ділянки в p^+ - і n^+ -області.

На рис. 1.15, б показано розподіл напруженості електричного поля E в структурі. Найбільше значення напруженості поля E має біля границі p^+ - і n -областей. Коли сумарна напруга постійної і змінної складових, що прикладена до $p^+ - n$ -переходу, перевищує пробивну напругу $U_{проб}$, починається процес ударної іонізації в переході – лавинний пробій (рис. 1.15).

Пробій призводить до лавиноподібного збільшення концентрації носіїв заряду – електронів і дірок. Ці носії заряду під дією електричного поля E дрейфують у протилежних напрямках: дірки в p^+ -область, де рекомбінують, а електрони – в n -область (*пролітний простір*), а потім в n^+ -область (рис.1.15, а). Час дрейфу дірок малий, тому що вони проходять невелику відстань. Електрони ж рухаються через протяжний n -шар в n^+ -область і витрачають на це більше часу.

Пробій триває лише той проміжок часу, доки

$$(U_m + U_o) > U_{проб}.$$

На рис. 1.16 – це час Δt .

Електрони, що рухаються в пролітному просторі, створюють імпульс струму тривалістю Δt . За час прольоту τ_n носіїв заряду через пролітний простір напруга на діоді може встигнути зменшитися, якщо частота змінної складової велика. У діапазоні НВЧ час прольоту порівняно з періодом коливань.

Отже, через кінцевий час прольоту носіїв (у даному випадку електронів) з'являється фазовий зсув між струмом, що проходить через діод, і прикладеною до цього діода змінною напругою високої частоти.

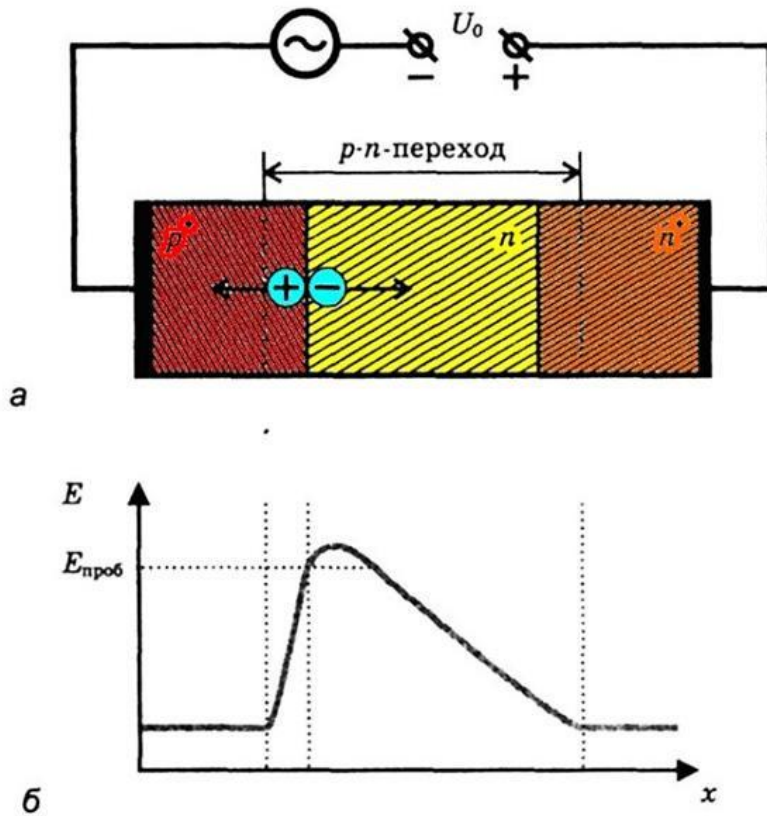


Рисунок 1.15 – Структура ЛПД (а) і напруженість електричного поля в ній (б)

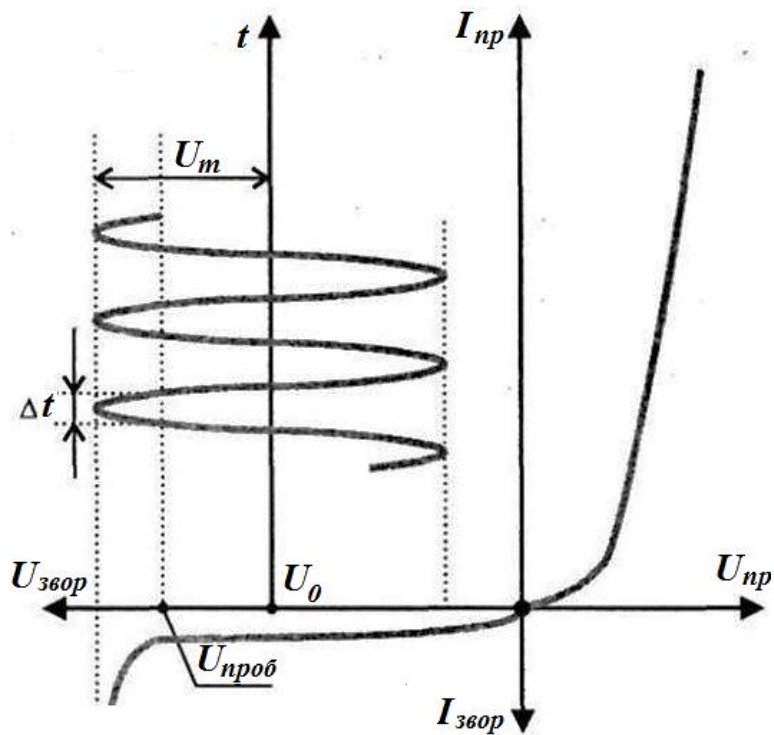


Рисунок 1.16 – Епюра, яка пояснює принцип роботи ЛПД

Фазовий зсув між струмом і напругою визначається не тільки часом прольоту $\tau_{\text{п}}$, але і кінцевим часом, що необхідний для розвитку процесу ударної іонізації (лавини) $\tau_{\text{л}}$. Ці два відрізки часу $\tau_{\text{п}}$ і $\tau_{\text{л}}$ для даної конструкції діода постійні, а період високочастотних коливань залежить від частоти. Тому фазовий зсув φ буде різним на різних частотах.

Припустимо, що час прольоту $\tau_{\text{п}}$ разом з часом розвитку лавини $\tau_{\text{л}}$ дорівнює половині періоду коливань деякої частоти змінної напруги (рис. 1.17). У цьому випадку змінний струм через діод відставатиме на півперіод від змінної напруги, що викликала його. Збільшення напруги супроводжується зменшенням струму, а зменшення напруги, навпаки, зростанням струму. Це означає, що для даної частоти змінної напруги протягом усього періоду коливань виконується умова негативного диференціального опору.

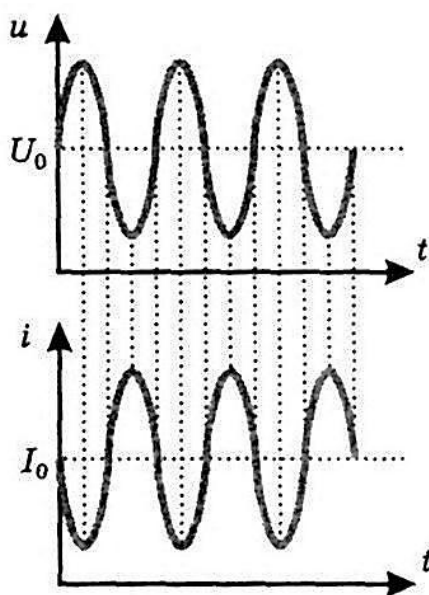


Рисунок 1.17 – Епюра змінних струмів і напруг на ЛПД під час зсуву фаз $\varphi = 180^\circ$

На інших частотах будуть інші значення фазового зсуву, і негативний диференціальний опір може виявлятися у ЛПД протягом тільки частини періоду високочастотних коливань. Аналіз показує, що диференціальний опір ЛПД є негативним на тих частотах, де фазовий зсув φ задовольняє умові $90^\circ < \varphi < 270^\circ$.

Цей діапазон частот досягає сотень гігагерц.

Отже, ЛПД мають негативний диференціальний опір тільки для НВЧ-коливань. Статична ВАХ їх подібна ВАХ звичайних діодів.

Будь-який прилад з негативним диференціальним опором може бути використаний для генерації і підсилення електромагнітних коливань. Лавинно-пролітні діоди використовуються для генерації НВЧ-коливань більшої потужності. При цьому не обов'язково подавати на лавинно-пролітний діод

змінну напругу необхідної частоти, що ми подумки робили під час розгляду принципу дії приладу. Лавинно-пролітний діод разом з резонансною камерою, в яку його зазвичай поміщають, здатен виділяти сигнал з імпульсів, що виникають під час подачі постійного зміщення, і підсилювати коливання певної частоти.

Крім розглянутого лавинно-пролітного режиму роботи, який в англійській літературі називають ІМРАТТ-режимом (скорочення від impact ionization avalanche transit time), лавинно-пролітні діоди можуть працювати і в режимі з захопленою плазмою або ТРАПАТТ-режимі (trapped plasma avalanche triggered transit).

Принцип дії при цьому режимі роботи пов'язаний з тим, що швидкість перерозподілу електричного поля в структурі діода може значно перевищувати швидкість дрейфу носіїв заряду.

На рис. 1.18 показано розподіл напруженості електричного поля в слаболегованій n -області p^+-n-n^+ -структури лавинно-пролітного діода в різні моменти часу після включення діода на зворотну напругу, що перевищує пробивну напругу. У перший момент t_1 напруженість електричного поля максимальна біля металеві (високопровідної) границі. Саме тут через ударну іонізацію починається утворення електронно-діркової плазми. Це призводить до перерозподілу електричного поля в n -області.

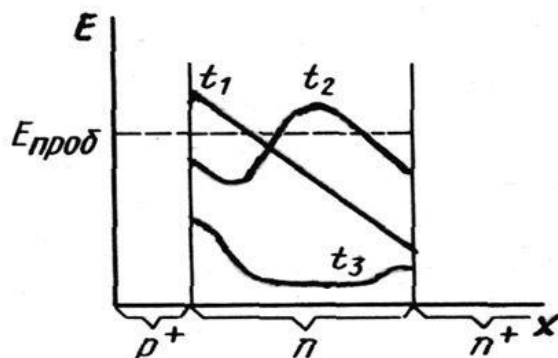


Рисунок 1.18 – Розподіл напруженості електричного поля в слаболегованій n -області p - n -переходу в різні моменти часу під час роботи лавинно-пролітного діода в режимі з захопленою плазмою

У наступний момент часу t_2 ударна іонізація відбуватиметься в сусідньому шарі n -області. Швидкість дрейфу носіїв заряду обмежена навіть у сильних електричних полях швидкістю насичення. Швидкість дрейфу електронів плазми може виявитися значно менше швидкості насичення, якщо напруженість електричного поля в шарі з плазмою встигне зменшитися. Перерозподіл напруженості електричного поля може відбутися швидше, якщо джерело живлення діода забезпечить більшу щільність струму через діод (з урахуванням щільності струму зміщення) і якщо концентрація домішок у слаболегованій області буде достатньо мала.

У результаті фронт хвилі іонізації швидко перетинає всю n -область, яка заповнюється високопровідною електронно-дірковою плазмою. Напруженість

електричного поля в цей час (t_3 на рис. 1.18) і напруга на діоді стають малими, що призводить до відносно повільного розсмоктування носіїв плазми з p - n -переходу. Затримка екстракції носіїв з p - n -переходу зумовила назву «режим з захопленою плазмою».

Оскільки швидкість спрямованого руху носіїв заряду в лавинно-пролітних діодах у режимі з захопленою плазмою значно нижче швидкості насичення, то частота генеруючих коливань зазвичай не перевищує 10 ГГц, у той час як при лавинно-пролітному режимі ця частота може становити декілька сотень гігагерц. Інші відмінності у властивостях і параметрах при різних режимах роботи викликані тим, що при лавинно-пролітному режимі зменшення швидкості дрейфу нижче швидкості насичення небажано, а при режимі з захопленою плазмою – навпаки. Тому велика амплітуда коливань може бути отримана в режимі з захопленою плазмою – до декількох сотень кіловат під час імпульсної роботи (у разі безперервної роботи – до декількох ват). Оскільки напруга на діоді виявляється малою при великих струмах і, навпаки, великою при малих струмах, то ККД досягає 40 % для діодів із арсеніду галію і кремнію.

Лавинно-пролітні діоди мають високий рівень шуму, що властивий ударній іонізації, оскільки невеликі безладні відхилення струму (дробовий шум) через електричний перехід підсилюються під час ударної іонізації в рази, що дорівнюють коефіцієнту лавинного розмноження M . Тому лавинно-пролітні діоди застосовують тільки для генерації НВЧ-коливань і не використовують для підсилення слабких сигналів. Тому ж лавинний пробій використовують для створення шумових діодів.

Існує декілька основних різновидів ЛПД. Однопролітний діод (рис. 1.19, а) містить контактну високолеговану p^+ -область, відносно слаболеговану, але протяжну n -область, що примикає до p^+ -області, і контактну n^+ -область. Під час достатньо великого зворотнього зміщення, коли вся n -область збіднена, тобто не містить рухомих носіїв (так званий випадок проколу), розподіл поля в такій структурі має вид, що представлений також на рис. 1.19, а.

Двопролітний діод (рис. 1.19, б) містить дві, що примикають одна до одної, відносно протяжні p - і n -області і контактні p^+ і n^+ -області по краях кристала. Розподіл поля при повному збідненні має вигляд, що також представлений на рис. 1.19, б.

Діод Ріда (модифікація однопролітної структури) має вигляд, що представлений на рис. 1.19, в, і містить високолеговану p^+ -область, відносно вузьку слаболеговану n -область, що примикає до неї, протяжну нелеговану i -область (або дуже слаболеговану n^- -область) і контактну n^+ -область. Відповідно, розподіл поля в такій структурі має вигляд, поданий на рис. 1.19, в. Модифікацією діода Ріда є Lo-Ni-Lo-діод, структура якого подана на рис. 1.19, г. У цій структурі зона лавинного множення ще чіткіше зосереджена на границі p - n -переходу, і ефективність взаємодії зростає. Існує також Lo-Ni-Lo модифікація двопролітних діодів. З використанням методу молекулярної епітаксії такі діоди ефективні аж до короткохвильової частини міліметрового діапазону.

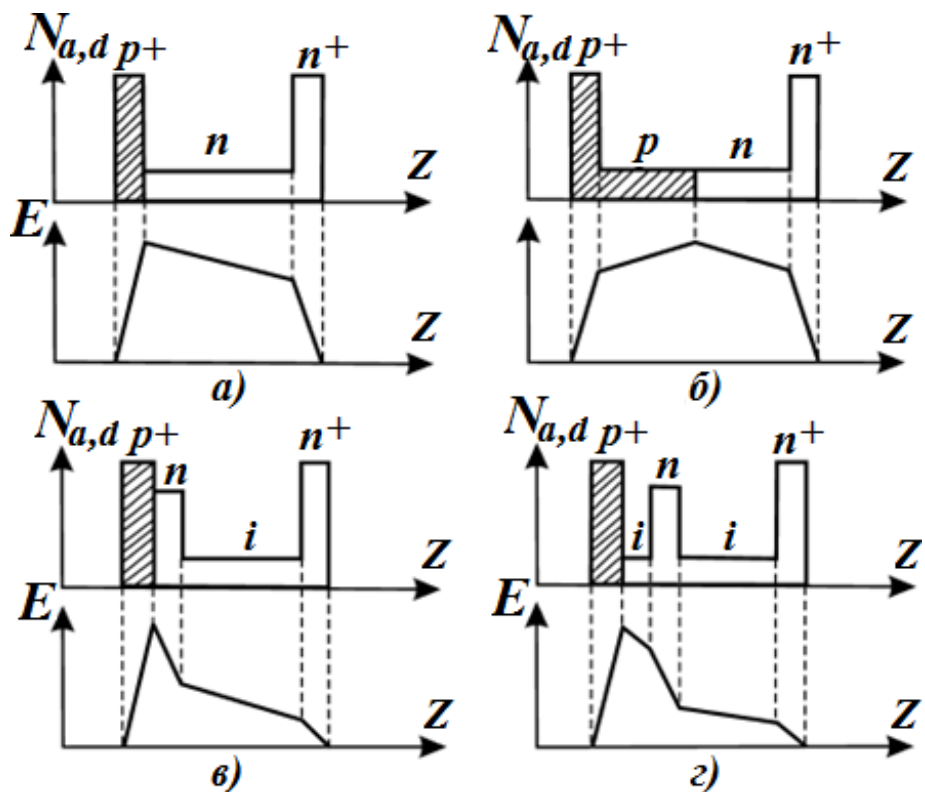


Рисунок 1.19 – Структура легування і розподіл напруженості поля в однопролітних (а), двопротітних (б) ЛПД, діодах Ріда (в) і Lo-Ні-Lo (г) – діодах

При сумарному значенні напруги на діоді $U_0 + U_{\sim}$ більше пробійного на границі p - n -переходу (в зоні лавинного множення) починається генерація електронно-діркових пар. При цьому дірки дрейфують у p -область, а електрони – в n -область. У однопролітних діодах дірки відразу йдуть у контакт і з ВЧ-полем практично не взаємодіють, а електрони, що дрейфують через n -область, взаємодіють з ВЧ-полем, що і призводить до утворення динамічної негативної провідності. У двопротітних діодах в p - і n -просторах взаємодії дрейфують як електрони, так і дірки. Це підвищує ефективність взаємодії носіїв з ВЧ-полем, і, відповідно, коефіцієнт корисної дії.

У діоді Ріда (або Lo-Ni-Lo-діодах) область генерації пар зосереджена у вузькій області p - n -переходу, що призводить до різкого поділу області генерації пар і області дрейфу електронів. Це дозволяє наочно розглянути механізм утворення динамічної негативної провідності (рис. 1.20). На рис. 1.20, а подана зміна напруги на діоді в часі. Коли повна напруга на діоді вище пробійної, то починає формуватися струм лавини. Однак формування лавини відбувається не миттєво, а з деяким запізненням. Величина цього запізнення визначається перевищенням максимальної напруги над пробійною. (Точніше, швидкість цього процесу залежить від струму через діод, оскільки практично схема живлення ЛПД виконується так, що процес керується струмом). Якщо запізнення створення лавини становить чверть періоду коливання відносно максимуму повної напруги, то внаслідок сильної нелінійності процесів множення конвекційний струм в області лавини матиме вигляд гострого піка,

який приходить в часі на перехід сумарної змінної напруги в область $U < U_{br}$ (рис. 1.20, в).

Надалі дірки, що утворилися, підуть в p^+ -область, а електрони почнуть дрейфувати щільним згустком через n^- -область до n^+ -контакту. Під час їх дрейфу в зовнішньому колі тектиме, крім струму зміщення, що визначає «холодну» реактивність діода, також наведений струм, що дорівнює

$$I_{ind} = \frac{1}{l} \int_0^l \rho v dz,$$

де l – довжина кристала;
 ρ – щільність заряду;
 v – швидкість електронів.

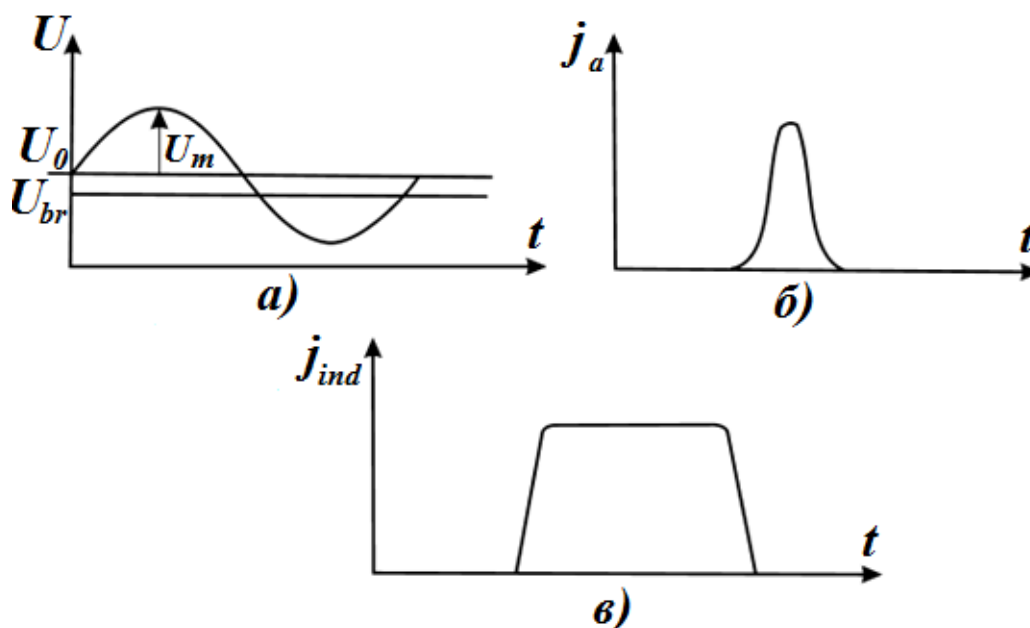


Рисунок 1.20 – До механізму виникнення динамічної негативної провідності в ЛПД

Якщо швидкість електронів при цьому постійна (дорівнює швидкості насичення в сильних полях v_s) і дифузією можна знехтувати, то цей струм постійний весь час дрейфу, а якщо час прольоту через простір становить половину періоду (або кут прольоту $\Theta = \omega l / v_s \cong \pi$), то наведений струм матиме вигляд, поданий на рис. 20, в, тобто він знаходитиметься точно в протифазі з прикладеною змінною напругою. У системі з'явиться негативна провідність, яка, на відміну від діода Ганна, визначається не статичною N-подібною характеристикою $v(E)$ матеріалу, а динамічними ефектами, тому і називається динамічною. Як видно з наведеного розгляду, максимум негативної провідності досягається тоді, якщо час формування лавини становить чверть періоду, а час дрейфу – половину періоду.

Основними фізичними параметрами, які визначають процес утворення лавин і роботу ЛПД, є коефіцієнти іонізації електронів $\alpha(E)$ і $\beta(E)$ дірок, що представляють собою ймовірність того, що електрон (дірка) на одиницю довжини шляху іонізує атом і тим самим утворює електронно-діркову пару. Звідси випливає, що якщо потік з J_n електронів за секунду проходить шар товщиною dz , то до початкового потоку додається $\alpha J_n dz$ нових електронів і така ж кількість дірок. Сутність цих параметрів розглянемо на прикладі визначення умови пробую. При цьому припустимо, що коефіцієнти іонізації електронів і дірок дорівнюють $\alpha = \beta$, а поле в області утворення лавин постійне, тобто $\alpha(z) = \text{const}$. Оскільки електрони і дірки дрейфують у протилежних напрямках, то, якщо довжина області лавини дорівнює W , електронно-діркова пара, що утворюється в будь-якій, пройде загальну відстань W перш, ніж вийде з області лавини. При цьому вона створить αW нових пар, а кожна нова пара так само αW нових пар. У результаті початкова пара створить M пар, де

$$M = 1 + \alpha W(1 + \alpha W(1 + \alpha W(1 \dots = (1 + \alpha W)^{-1}.$$

Величина M називається коефіцієнтом множення. Якщо $\alpha W = 1$, то $M \rightarrow \infty$, тобто одна пара створить нескінченну кількість нових пар, що і є умовою пробую.

Якщо поле в області лавини неоднорідне, то можна показати, що

$$M = \left(1 - \int_0^W \alpha dz \right)^{-1},$$

і умова пробую має вигляд $\int_0^W \alpha dz = 1$.

За результатами вимірювання M можна визначити коефіцієнти іонізації. У досить широкому інтервалі полів типова формула для коефіцієнтів іонізації має вигляд

$$\alpha = A_1 \exp \left[\left(-\frac{E_{01}}{E} \right)^m \right]; \quad \beta = A_2 \exp \left[\left(-\frac{E_{02}}{E} \right)^m \right].$$

На сьогодні в ЛПД використовуються два матеріали: кремній (Si) і арсенід галію (GaAs). Для кремнію параметри іонізації можна записати: $m = 1$, $A_1 = 5,0 \cdot 10^5 \text{ см}^{-1}$, $A_2 = 5,6 \cdot 10^5 \text{ см}^{-1}$, $E_{01} = 1,0 \cdot 10^6 \text{ В/см}$, $E_{02} = 1,32 \cdot 10^6 \text{ В/см}$ – при $E > 5,3 \cdot 10^5 \text{ В/см}$; $A_1 = 6,2 \cdot 10^5 \text{ см}^{-1}$, $A_2 = 2,0 \cdot 10^6 \text{ см}^{-1}$, $E_{01} = 1,0 \cdot 10^6 \text{ В/см}$, $E_{02} = 1,97 \cdot 10^6 \text{ В/см}$ – при $E < 5,3 \cdot 10^5 \text{ В/см}$.

Зі зміною температури кристала параметри E_{01} і E_{02} змінюються згідно із законом $dE_{01,02}/dT = 1,3 \cdot 10^3 \text{ В/см} \cdot \text{К}$.

Для арсеніду галію: $m = 2$, $A_1 = A_2 = 3,5 \cdot 10^5 \text{ см}^{-1}$, $E_{01} = E_{02} = 6,85 \cdot 10^5 \text{ В/см}$.

Характерною особливістю GaAs ЛПД є те, що коефіцієнти іонізації електронів і дірок рівні. Це призводить до того, що шуми GaAs діодів суттєво нижчі, ніж у Si-діодів.

Лавинно-пролітні діоди на основі GaAs в області сантиметрових хвиль і в довгохвильовій частині міліметрового діапазону характеризуються більш вищими енергетичними параметрами, ніж кремнієві ЛПД.

На частотах, менших 60 ГГц, ККД GaAs ЛПД помітно вище Si ЛПД. Так, в області частот $f < 10$ ГГц рівні ККД GaAs ЛПД перевищують 30 %, а у Si ЛПД ККД < 15 % для двопротітних і 12 % для однопротітних діодів. Висока ефективність GaAs ЛПД в області низьких частот пов'язана насамперед з малою величиною відношення напруг V_a/V_d , де V_a – напруга на області лавинного множення, V_d – напруга на напівпровідниковій структурі. Ефективність GaAs діодів, однак, швидко падає на частотах більше 60 ГГц, що пояснюється відносно великим часом формування лавини. ЛПД на основі кремнію зберігають порівняно високу ефективність на частотах більше 100 ГГц. На низьких частотах потужність діодів обмежена переважно умовами теплознімання з напівпровідникової структури, і її рівень змінюється пропорційно f^{-1} ; на частотах $f > 60$ ГГц для GaAs діодів і $f > 100$ ГГц для Si діодів потужність змінюється приблизно як f^{-3} .

Є дві можливості покращення характеристик діодів типу лавинно-пролітних у короткохвильовій частині міліметрового діапазону довжин хвиль. По-перше, це використання інших (крім Si і GaAs) матеріалів, насамперед широкозонних. До таких матеріалів належать карбід кремнію (SiC), нітрид галію (GaN) і напівпровідниковий алмаз. Вони характеризуються більшою шириною забороненої зони (3,06...3,26 еВ для SiC; 3,39 для GaN і 5,45 для алмаза проти 1,12 еВ для Si і 1,42 еВ для GaAs) і відповідно більшою робочою напругою і більшою вихідною потужністю. Крім того, ці матеріали мають більш високу теплопровідність (2,0...4,0 Вт/см·К для SiC та GaN і 20...30 Вт/см·К для алмазу).

Теоретичні оцінки показують можливість отримання для SiC вихідної потужності до 6,0 МВт/см² при ККД до 10 % у діапазоні до 200 ГГц. Однак практична реалізація таких діодів (також, як і діодів на основі GaN і алмазу) утруднена через складність виготовлення підкладок з низьким омичним опором. На сьогодні генерація коливань у діодах на основі SiC отримана тільки в сантиметровому діапазоні довжин хвиль.

Другим шляхом поліпшення характеристик діодів пролітного типу є створення нових структур на основі гетеропереходів. До них насамперед належать DOWATT-діоди (пролітні діоди зі змінною швидкістю насичення на дрейфі), TUNETT-діоди (тунельно-пролітні діоди), QWITT-діоди (пролітні діоди з інжекцією через резонансну квантову яму).

DOWATT-діоди відрізняються від класичних ЛПД (зокрема, від діода Ріда або Lo-Ni-Lo-діодів) тим, що у зоні дрейфу використовується матеріал з більш високою швидкістю дрейфу, ніж у зоні множення. Схематична діаграма

DOWATT-діода, ідеалізована форма напруги і наведеного струму в часі подана на рис. 1.21. З графіків видно, що внаслідок зміни швидкості електронів на ділянці дрейфу відбувається збільшення наведеного струму в області максимуму негативного напівперіоду напруги. Це призводить до значного (до 40 %) відносного підвищення ККД порівняно з класичними діодами Ріда.

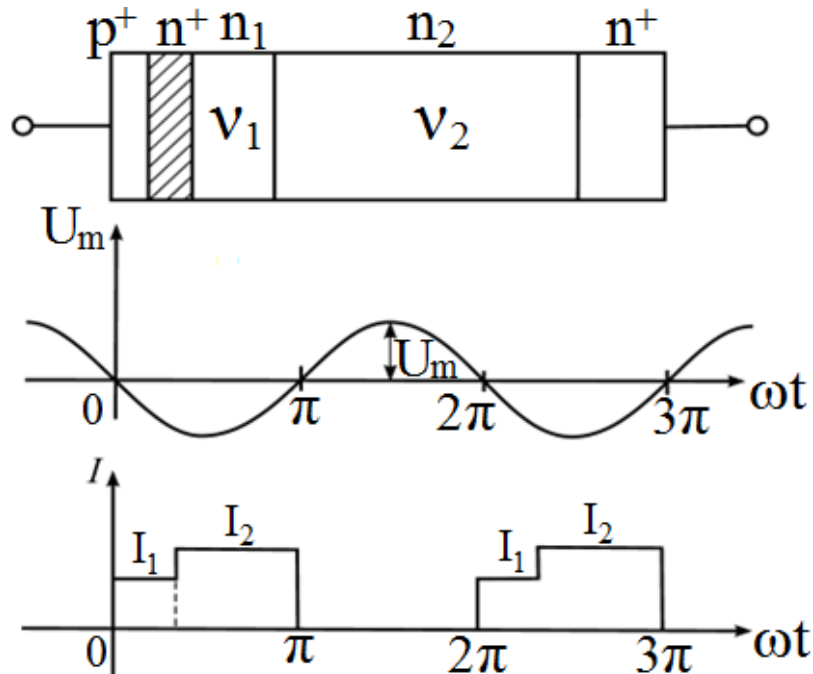


Рисунок 1.21 – Структура кристала і залежність струму від часу в DOWATT-діодах

У TUNETT-діодах основним механізмом струмоутворення є тунелювання через заборонену зону. Для цього на межі p - n -переходу з боку n -області створюється область різко підвищеного, але експоненціально спадаючого ($N_t \exp(-z/l) - N_0$) легування (рис. 1.22).

Відповідно, напруженість поля на межі p - n -переходу різко зростає і починається тунелювання електронів з валентної зони p -області в зону провідності n -області. Цей процес практично миттєво пильнує за зміною поля і тому немає запізнення характерного для ЛПД (максимум тунельного струму відповідає максимуму напруги). Оптимальний кут прольоту становить при цьому $3\pi/2$, і перша гармоніка наведеного струму вже не знаходиться точно в протифазі прикладеній напрузі. Тому ККД таких діодів нижче, ніж у ІМРАТТ-діодів. Однак пік тунельного струму набагато різкіше, ніж в ІМРАТТ-діодах. Тому рівень шуму в них набагато нижче, ніж у класичних ЛПД. Крім того, сильна нелінійність тунельного процесу дозволяє отримувати високий рівень другої та більш високих гармонік і створювати на їх основі ефективні генератори, що працюють у бігармонічному режимі.

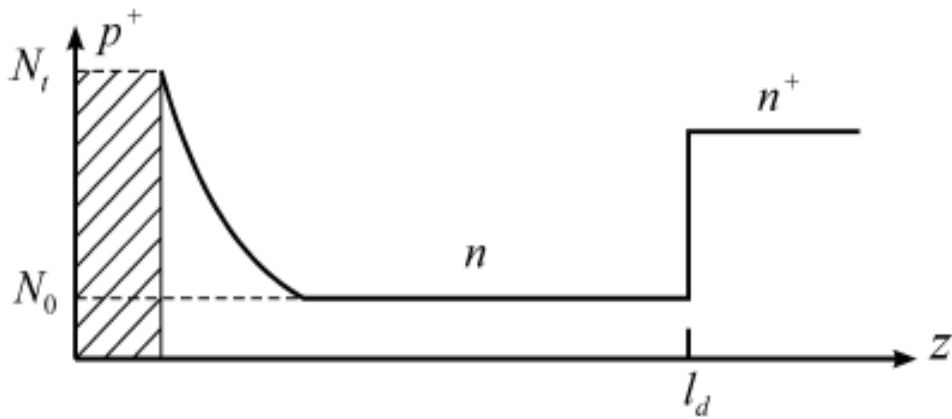


Рисунок 1.22 – Структура кристала TUNETT-діода

Проміжним варіантом між IMPATT і TUNETT діодами є MITATT-діоди, у яких працюють обидва механізми і, відповідно, за рівнем ККД і шумів знаходяться між двома цими діодами.

Особливістю QUITT-діодів є відсутність p - n -переходу. Але наявність поблизу катодного n^+ -контакта резонансної квантової ями, яка складається з шарів широкозонного AlAs, вузькозонного GaAs і ще одного широкозонного шару AlAs (рис. 1.23, а). Зонна структура для двох значень фази прикладеної напруги $\omega t = 0$ і $\omega t = \pi/2$ (рис. 1.23, б і рис. 1.23, в відповідно). У першому випадку резонансний рівень квантової ями лежить вище рівня Фермі n^+ -області і тунелювання немає, у другому випадку ці рівні збігаються, і починається сильне тунелювання. За ККД та шумовими характеристиками QUITT-діоди збігаються з TUNETT-діодами. Однак QUITT-діод може бути сконструйований так, що резонансне тунелювання відбувається при куті вльоту $\omega t = 3\pi/2$, а кут прольоту становить $\pi/2$. У цьому випадку можна очікувати високих ККД (до 30 %), а внаслідок дуже короткого часу тунелювання можна очікувати збільшення граничної частоти генерації порівняно з іншими пролітними діодами.

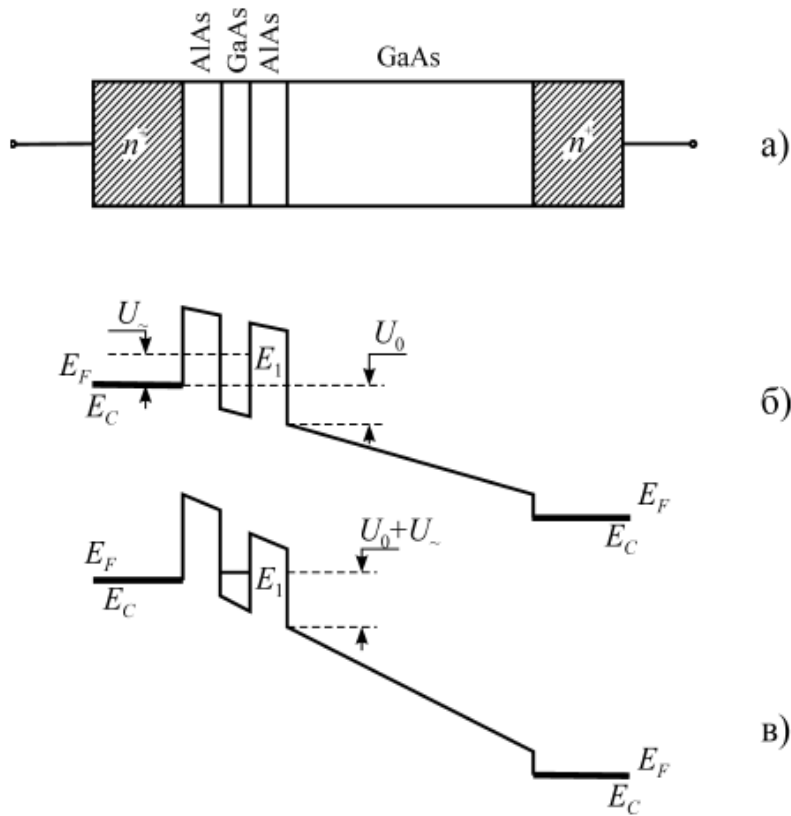


Рисунок 1.23 – Структура кристала (а) і зонна структура при $\omega t = 0$ (б) і $\omega t = \pi/2$ (в) QUITT-діодів

1.2.4 Особливості конструювання напівпровідникових діодних генераторів і підсилювачів

Конструювання напівпровідникових діодних генераторів і підсилювачів з визначеними енергетичними та діапазонними характеристиками, що відповідають вимогам стійкої роботи під час експлуатаційних впливів, вимогам мінімальних масогабаритних параметрів – це складна задача, що вимагає оптимізації конструкції діода і методу його з'єднання з колом НВЧ, розробки НВЧ-системи генератора з урахуванням усіх електричних, конструктивних і експлуатаційних вимог. Працездатність розроблюваного пристрою в багатьох випадках залежить від спеціальних характеристик і параметрів блоків електричного живлення, що визначають характер встановлення стаціонарного режиму, стабільність фаз та амплітуд вихідного сигналу імпульсних генераторів і підсилювачів тощо.

Оптимізація схем і конструкцій напівпровідникових діодних генераторів вимагає найбільш повного розгляду характеристик активних елементів і характеристик високочастотних кіл. При цьому теоретичні розрахунки мають оперувати поняттями і величинами, вимірювання і контроль яких повністю доступний з урахуванням сучасного парку вимірювального і випробувального

устаткування. У зв'язку зі сказаним теоретичні розрахунки напівпровідникових діодних генераторів і підсилювачів, що наведені нижче, засновані:

- на результатах вивчення методами математичного моделювання на ЕОМ імпедансних характеристик активних елементів у широкому інтервалі режимів живлення, амплітуд НВЧ-сигналу, температури напівпровідникової структури;

- на результатах експериментального і теоретичного вивчення параметрів еквівалентних схем заміщення реальних конструкцій електродинамічних систем генераторів і підсилювачів;

- на спільному розгляді характеристик діода і НВЧ-системи з метою визначення всієї сукупності характеристик стаціонарного режиму пристрою, таких як енергетичні і діапазонні характеристики, заходи стійкості параметрів вихідного сигналу до різних зовнішніх впливів.

Узагальнена схема діодного генератора може бути подана так, як це показано на рис. 1.24. Елементи цієї схеми мають таку сутність:

$Z_L(\omega) = R_L(\omega) + jX_L(\omega)$ – імпеданс високочастотного навантаження, приведений до клем напівпровідникової структури, що залежить тільки від частоти ω для заданої еквівалентної схеми заміщення високочастотного кола;

$Z_d(\omega, i_m, I_0, \theta) = R_d(\omega, i_m, I_0, \theta) + jX_d(\omega, i_m, I_0, \theta)$ – імпеданс напівпровідникової структури, що розглядається як функція амплітуди змінного струму i_m , частоти ω , струму живлення I_0 , температури θ напівпровідникової структури;

$e(t)$ – високочастотна напруга в НВЧ-колі генератора;

L, C – реактивні елементи, що забезпечують необхідну розв'язку кола живлення діода і НВЧ кола;

I_0, U_0 – струм і напруга джерела електричного живлення.

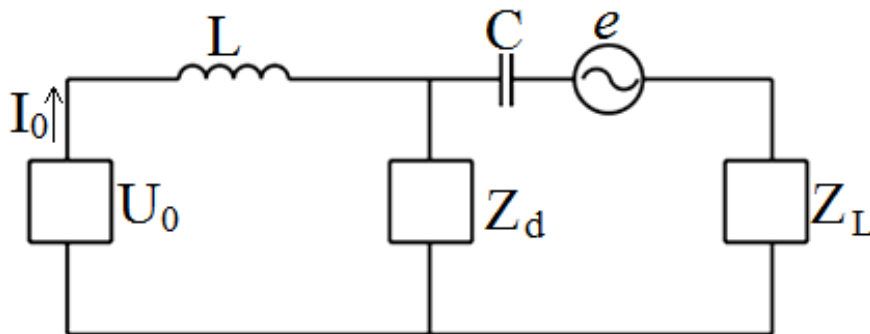


Рисунок 1.24 – Узагальнена схема діодного генератора

Аналіз імпедансних амплітудно-частотних характеристик реалізованих ЛПД з профілем легування $p^+ - n - n^+$, $p^+ - p - n - n^+$ показує, що при величинах амплітуд сигналу, відповідних максимальній електричній потужності, оптимальному діаметрі $p - n$ -переходу і оптимальному профілі легування, модулі негативних опорів напівпровідникової структури $| -r_d |$ не перевищують 2...3 Ом. У зв'язку з цим при безпосередньому включенні ЛПД у високочастотне коло з навантаженням, що дорівнює хвильовому опору лінії передачі W_0 , коефіцієнт трансформації активної складової імпедансу навантаження має становити

$W_0/|r_d| > 20 \dots 150$ з використанням хвильоводів стандартного перерізу, коаксіальних ліній і смужкових хвильоводів. Очевидно, що повні втрати в трансформаторах імпедансів мають бути мінімальними, що задовольняє умові $r_L \ll |r_d^\Sigma|$, де r_L – повний опір втрат НВЧ-кола, приведене до клем напівпровідникової структури, $r_d^\Sigma = -r_d + r_s + r_m$ – дійсна частина імпедансу напівпровідникової структури з урахуванням опору втрат, де r_s – опір розтікання напівпровідникової структури, що характеризує омичні втрати в підкладці, r_m – омичний опір контактних елементів, що містять напівпровідникову структуру в НВЧ-коло й опір елементів корпусу діода. У забезпеченні високих коефіцієнтів трансформації імпедансів діодів під час включення їх в кола НВЧ, особливо в міліметровому діапазоні хвиль, і полягає основна особливість і складність побудови високочастотних систем ефективних генераторно-підсилювальних пристроїв на ЛПД з мінімальними енергетичними втратами.

Аналіз шляхів створення трансформаторів імпедансів у реальних НВЧ-колах підсилювачів і генераторів на ЛПД у міліметровому діапазоні хвиль (з урахуванням втрат) визначає найбільш доцільний метод трансформації – побудова трансформатора імпедансів у безпосередній близькості до напівпровідникової структури. Під час створення такого трансформатора з мінімальними власними втратами і коефіцієнтом трансформації імпедансів (k) у високочастотне коло пристрою включається трансформований негативний опір діода, модуль якого $|R_{de}| = |kr_d^\Sigma|$ значно перевищує опір втрат у хвильоводно-коаксіальних колах. З використанням для герметизації напівпровідникової структури металокерамічного корпусу доцільно необхідну трансформацію здійснити за допомогою монтажних елементів корпусу діода – його діелектричної втулки 1 і металеві контактної смужки 2, що з'єднує торець кристала 3 з торцем діелектричної втулки (рис. 1.25).

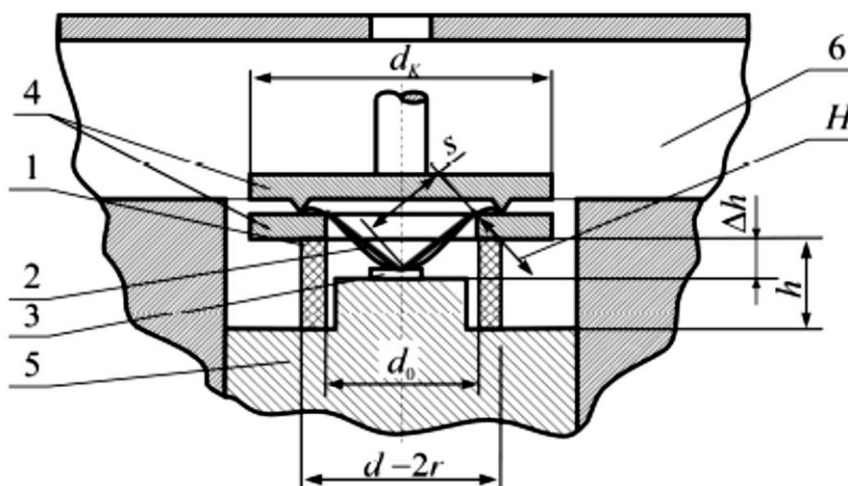


Рисунок 1.25 – Конструкція напівпровідникового діода в металокерамічному корпусі

На рис. 1.25 в корпусованому діоді змонтований на тепловідвідній основі 5 і встановлений у хвилеводній секції 6. Герметизація корпусу діода забезпечується застосуванням кришки 4, що герметично закриває торець втулки.

Еквівалентна схема заміщення діода в металокерамічному корпусі може бути подана на рис. 1.26. На цьому рисунку прийняті позначення:

$z_d = r_d^\Sigma + jx_d$ – комплексний імпеданс напівпровідникової структури;

r_s – опір розтікання напівпровідникової структури;

L_p – індуктивність контактної смужки (2);

$l_r = 0,5(d - d_0)$ – товщина стінки керамічної втулки (1), яка визначає довжину еквівалентної радіальної лінії;

C_1 – крайова ємність стрибка висоти радіальних ліній Δh ;

Z_{wr} – хвилевдне навантаження радіальної лінії;

r_c – опір втрат у контактах монтажних елементів корпусу;

r_p – опір втрат удіелектричній втулці; $r_m = r_c + r_p$.

У широкому діапазоні частот при реальних розмірах діелектричних втулок металокерамічного корпусу відрізок радіальної лінії l_r можна представити з'єднанням реактивних двополіусників L_r , C_p (см. рис. 1.27). Величина C_p дорівнює ємності діелектричної втулки; еквівалентна індуктивність радіальної лінії L_r визначається рівняннями поширення хвиль у радіальних лініях з урахуванням геометрії і діелектричної проникності втулки корпусу.

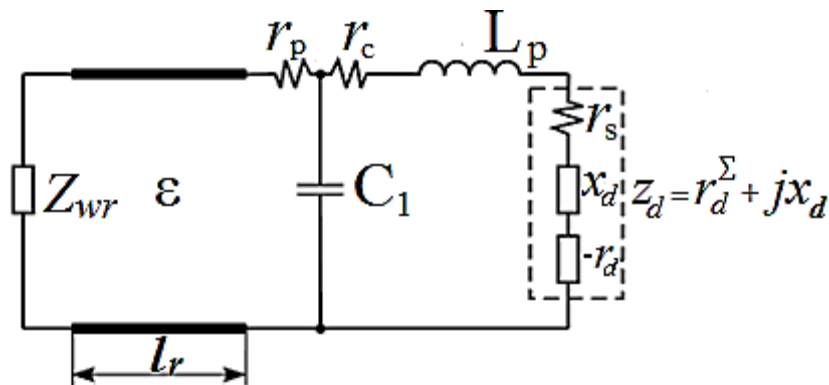


Рисунок 1.26 – Еквівалентна схема заміщення корпусованого діода

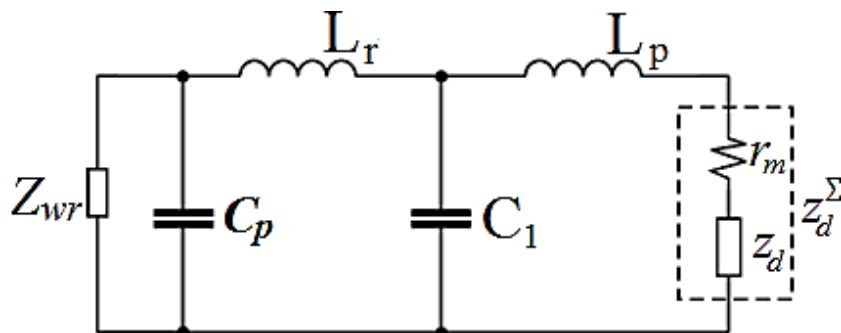


Рисунок 1.27 – Еквівалентна схема заміщення корпусованого діода

Індуктивність одиночної контактної смужки L_p , що розташована похило до торця напівпровідникової структури так, що один її кінець торкається торця, визначається зі співвідношення:

$$L_p = 1,1s \left\{ \ln \left[1 + \left(\frac{2H}{W} \right)^2 \right] + 2 \left(\frac{2H}{W} - \frac{W}{6H} \right) \operatorname{arctg} \frac{W}{2H} - \frac{1}{3} \left(2 - \pi \frac{W}{2H} \right) - \frac{1}{3} \left(\frac{2H}{W} \right)^2 \ln \left[1 + \left(\frac{W}{2H} \right)^2 \right] \right\}, \text{ нГн.}$$

При розташуванні смужки паралельно площині:

$$L_p = 0,1s \left\{ 8 \frac{H}{W} \operatorname{arctg} \frac{W}{2H} + \ln \left[1 + \left(\frac{H}{W} \right)^2 \right] - \left(\frac{2H}{W} \right)^2 \ln \left[1 + \left(\frac{W}{2H} \right)^2 \right] \right\}, \text{ нГн.}$$

де s – довжина контактної смужки;

W – ширина смужки;

H – довжина перпендикуляра від краю смужки до металевої площини.

При визначенні повної індуктивності провідника вводу L_p живлення в корпусі діода слід враховувати, що ввід живлення можна виготовляти у вигляді однієї чи декількох смужок або секторів довільних розмірів, у вигляді суцільної конічної поверхні або диска. Наведені співвідношення можна застосувати для розрахунку індуктивності таких ввідів живлення.

Способи включення корпусованого ЛПД в НВЧ-пристрої, що виконані для різних типів ліній передачі, ілюструються на рис. 1.28, а, б, в, г, відповідають застосуванню полого хвилеводу (а), хвилеводно-коаксіальної системи (б), діелектричного хвилеводу (в), мікροстрічкової лінії (г). У всіх цих пристроях застосована одна і та ж конструкція корпусованого ЛПД.

На рис. 1.28 корпусований діод 1 встановлений у тепловідводній основі 2; електричне живлення ЛПД проводиться за допомогою індуктивного штиря 3 у хвилеводній конструкції 5 – рис. 1.28, а, за допомогою центрального провідника коаксіальної лінії, що проходить через коаксіальний циліндричний поглинач 4 у хвилеводно-коаксіальній системі 5 – рис. 1.28, б, за допомогою поперечного струмопровідного провідника 3, що проходить через окисовану дюралюмінієву втулку 4 в екрані 6 перпендикулярно до лінії передачі в конструкції з діелектричним хвилеводом 5 – рис. 1.28, в, за допомогою трапецеїдальної 3 і мікροстрічкового фільтра живлення 4 в конструкції з мікροстрічковим хвилеводом – рис. 1.28, г.

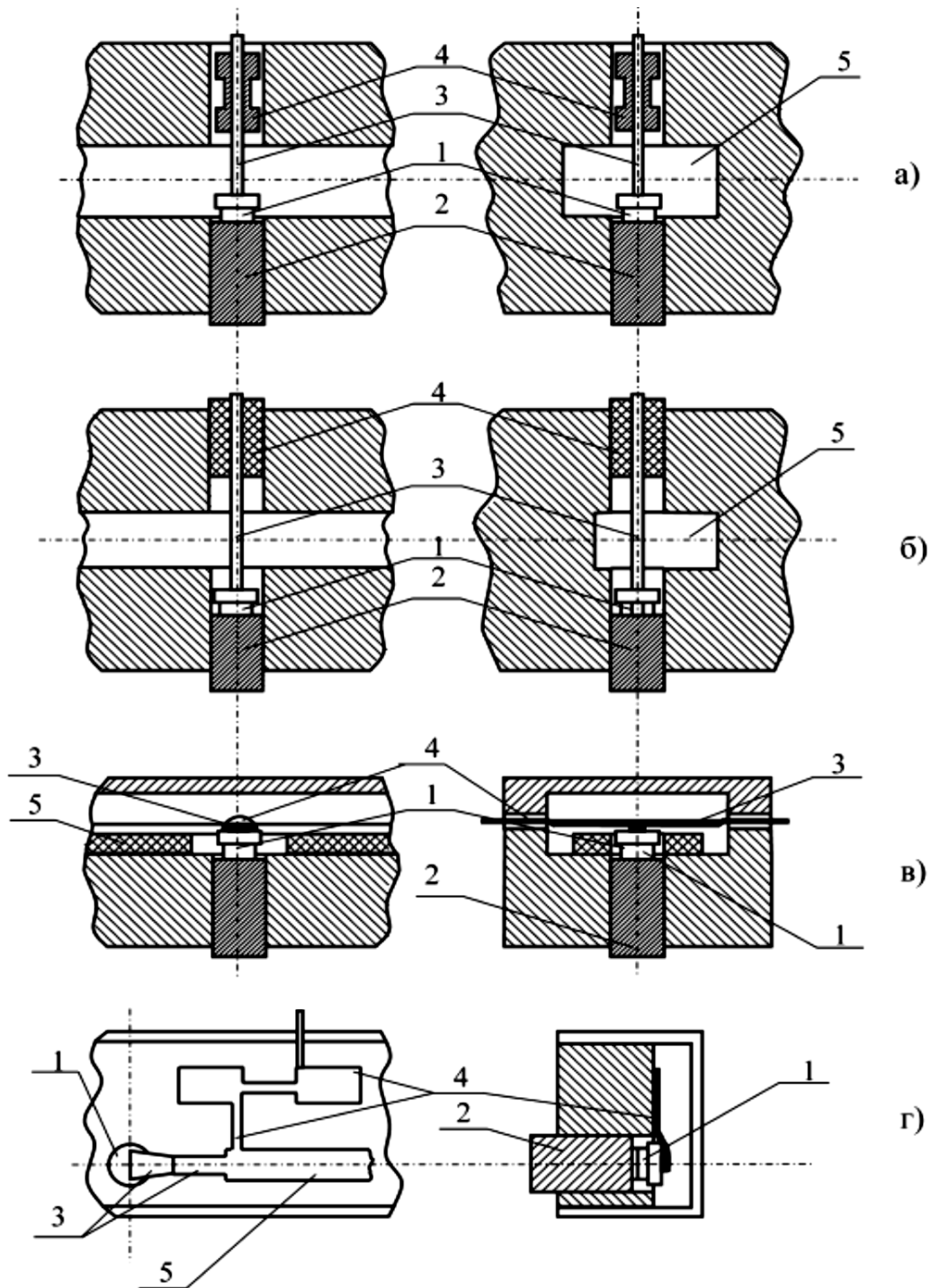


Рисунок 1.28 – Способи включення корпусованого діода в різні лінії передачі

Розглянуті методи побудови корпусованих лавинно-пролітних діодів є універсальними для створення НВЧ-пристроїв різного функціонального призначення – автогенераторів (зокрема і на діодах Ганна), підсилювачів, помножувачів частоти, суматорів потужностей N діодів. Вони також можуть бути використані під час розробки керуючих і комутуючих пристроїв: під час включення варакторних діодів у системах перестроювання частоти для

зменшення втрат у варакторах, включення *p-i-n*-діодів в амплітудних модуляторах і перемикачах для зменшення втрат у режимі пропускання і збільшення розв'язки в режимі запирання тощо.

1.2.5 Діодні генератори з електронним перестроюванням частоти

Побудова напівпровідникових генераторів міліметрового діапазону з електронним перестроюванням частоти становить значний інтерес для багатьох застосувань. Достатньо зазначити такі напрями, як створення систем з лінійною частотною модуляцією в радіолокації, створення портативної вимірювальної апаратури для визначення амплітудно-частотних характеристик активних і пасивних чотириполосників, побудова завадостійких систем радіоелектронного озброєння.

Методи побудови діодних генераторів з електронним керуванням частотою розвивалися протягом багатьох років, фактично з часу створення активних напівпровідникових діодів. Необхідно відразу зазначити два основних напрями в побудові таких джерел електромагнітних коливань. Перший напрям – це діодні генератори з широким діапазоном перестроювання частоти без введення будь-яких методів для зниження частотних шумів і стабілізації частоти при фіксованих значеннях керуючих напруг. Другий напрям – це діодні генератори з електронним перестроюванням стабільної частоти сигналу, що відрізняється низьким рівнем частотного шуму. Прилади другого напрямку можуть бути виконані як з плавним електронним перестроюванням частоти, так і з електронним перемиканням дискретних стабільних частот. Прилади з перемиканням стабільних частот можуть створюватися як на основі малогабаритних однодіодних генераторів, які мають значний інтерес при порівняно невеликій кількості перемикачів, так і з використанням синтезаторів частот, що дозволяють суттєво збільшити кількість дискретних частот, що перемикаються.

Відомі різні шляхи створення напівпровідникових генераторів з плавним перестроюванням частоти.

З використанням ЛПД найбільш простий спосіб заснований на зміні струму живлення діода I_0 . У приладах цього класу частота лавинного резонансу пропорційна за інших рівних умов, $(I_0)^{0,5}$, що призводить у разі зміни I_0 до зміщення вздовж осі частот амплітудно-частотних характеристик імпедансу напівпровідникової структури і до відповідної зміни частоти автоколивань. Реалізований діапазон перестроювання частоти становить 15...20 %. Суттєвим недоліком цих приладів є значна зміна вихідної потужності в смузі перестроювання частоти і, звичайно, мала частотна стабільність. Одним з найбільш цікавих генераторів зі струмовим перестроюванням частоти є генератор в області частот 100...200 ГГц, що працює на гармоніках основної частоти автоколивань. На третій гармоніці основної частоти автоколивань у смузі частот 120...150 ГГц рівень потужності змінюється на 30 дБ. При цьому однопролітна напівпровідникова структура з профілем легування p^+-n-n^+

встановлювалася на мідному тепловідводі у хвилеводі прямокутного перерізу зі зменшеною висотою; ширина хвилеводу вибиралась так, що на низькій частоті смуги перестроювання довжина хвилі у хвилеводі в 2 рази більше довжини хвилі в повітрі. Застосовувався безкорпусний монтаж діода з використанням кварцової опори і золотої пластинки. Цей метод перестроювання не забезпечує стабільності частоти і малих частотних шумів генератора. У той же час конструкція проста, і генератори цього класу застосовані для грубих вимірювань в досить широкому інтервалі частот.

Протягом багатьох років значна увага приділялася створенню діодних генераторів з магнітним перестроюванням частоти. Прилади цього класу становлять безсумнівно цікавість для побудови широкодіапазонної радіоапаратури, до якої не висуваються жорсткі вимоги щодо швидкості перестроювання частоти. До такої апаратури належать, наприклад, малогабаритні спектроаналізатори НВЧ, прилади для контролю параметрів мікрохвильових передавальних пристроїв, для аналізу електромагнітного стану в широкому частотному діапазоні.

Найбільш широке застосування з приладів цього класу отримали генератори на діодах Ганна, частота яких перестроюється феритами в керуваному зовнішньому магнітному полі. Під час введення в схему генератора сфери з залізо-ітрієвого гранату (ЗІГ-сфери) як основного резонатора, що визначає частоту автоколиваний, може бути реалізований широкий діапазон магнітного перестроювання частоти, який перебиває, як правило, робочий діапазон частот стандартного хвилеводу. Важливою для багатьох застосувань особливістю характеристик перестроювання частоти у таких генераторів є її лінійність, при якій відхилення від лінійного закону залежності частоти від величини напруженості зовнішнього магнітного поля $H = NI_0/l_g$ (тобто струму I_0 в керуючому електромагніті) не перевищує 0,1%. У наведеному співвідношенні N – кількість витків соленоїда, що створює керуюче магнітне поле, l_g – величина зазору між полюсними наконечниками. Частота автоколиваний визначається частотою ω_H однорідної прецесії ЗІГ-резонатора, яка задається зовнішнім магнітостатичним полем: $\omega_H = \gamma(H + H_a)$; H_a – внутрішнє поле анізотропії для ЗІГ-сфери. ЗІГ-матеріал має дуже малу анізотропію, при якій H_a не перевищує десятків ерстед і, таким чином, коефіцієнт перекриття резонансних частот ЗІГ-сфери визначається відношенням магнітних полів у діапазоні перестроювання. Під час побудови НВЧ-кола діодного генератора ЗІГ-сферу слід розглядати як резонатор, що визначає частоту автоколиваний. Тому і вибір методу включення ЗІГ-сфери у високочастотне коло може базуватися на результатах аналізу НВЧ-кіл частотно стабілізованих генераторів з високодобротними резонаторами. Так, під час побудови генератора на діоді Ганна для досягнення максимального ККД при заданій стабільності найбільш доцільно застосувати схему з прохідним резонатором. Таким резонатором може бути ЗІГ-сфера. Саме на цих принципах побудовані широкодіапазонні генератори на діодах Ганна з магнітним перестроюванням. ЗІГ-резонатор при цьому пов'язаний з діодом Ганна і з лінією виведення потужності витками

зв'язку і є прохідним резонатором у НВЧ-колі генератора. Власна добротність ЗІГ-резонатора в діапазоні частот менше 60 ГГц $Q_0 \sim 8000$.

Для досягнення максимальних енергетичних параметрів генератора в діапазоні перестроювання і розширення діапазону в область високих частот необхідно створювати кола зв'язку резонатора з мінімальними втратами. Максимальні частоти генераторів із ЗІГ сферами і ДГ на основі арсеніду галію становлять 50...60 ГГц. Можна вважати, що застосування діодів Ганна на фосфіді індію дозволить розширити діапазон перестроювання в область більш високих частот.

Феритовий матеріал може застосовуватися і не як основний резонатор НВЧ-кола генератора, а як елемент, що перебудовується магнітним полем і обурює поле електродинамічної структури генератора. Такі варіанти застосування ЗІГ використовувалися для побудови генераторів на ЛПД з магнітним перестроюванням частоти. Досягнуті смуги перестроювання частоти становлять 3...5 % в генераторах хвилеводного типу і до 10 % у генераторах на мікросмужках.

Генератори з перестроюванням частоти зміною величини магнітного поля характеризуються малою швидкістю перестроювання. Це пов'язано зі значною індуктивністю керуючого електромагніту. Збільшення швидкості перестроювання реалізується тільки у вузькому діапазоні частот з введенням спеціальної обмотки електромагніту з малим числом витків, що забезпечує незначний коефіцієнт перекриття робочого діапазону.

Найбільшого поширення набули на сьогодні діодні генератори з перестроюванням частоти з використанням варакторних діодів, включених у НВЧ-коло. Прилади цього класу вирішують задачі плавного широкодіапазонного перестроювання, стабільних частот і перемикання дискретних стабільних частот. Їх побудова можлива на основі ЛПД і ДГ з використанням ліній НВЧ різних типів і практично у всьому діапазоні сантиметрових і міліметрових хвиль.

1.2.6 Генератори на ЛПД і ДГ з варакторним перестроюванням частоти

Основні характеристики варакторних діодів

Варактор – це напівпровідниковий нелінійний конденсатор, ємність якого керується прикладеною до нього напругою. Конструкція варакторного діода передбачає досягнення мінімальних втрат у робочому діапазоні частот. В основі роботи варакторного діода лежать явища в області *p-n*-переходу напівпровідникової структури діода. Властивість *p-n*-переходу щодо зміни величини ємності діода зі зміною зовнішньої напруги пов'язана з наявністю об'ємного заряду в області *p-n*-переходу. Під час напруги на діоді, що відмикає *p-n*-перехід, виникає ємність, що зумовлена дифузією неосновних носіїв в області *p* і *n* напівпровідника, – дифузійна ємність. Величина дифузійної ємності значно більше бар'єрної ємності *p-n*-переходу, що виникає під час напруги на діоді, замикає перехід. Дифузійна ємність характеризується низкою особливостей, що обмежують область її застосування. До цих особливостей

слід віднести сильну залежність ємності від частоти і температури, низьку добротність і високий рівень власних шумів. Бар'єрна ємність позбавлена цих недоліків і тому варактори використовують тільки діоди при зворотній керуючій напрузі, замикаючій перехід, коли проявляється тільки бар'єрна ємність. Залежність величини бар'єрної ємності C_b варактора від прикладеної напруги U залежить від профілю легування напівпровідникової структури.

Для різкого p - n -переходу з профілем легування p^+p - n - n^+ і з концентрацією акцепторних і донорних домішок N_a, N_d відповідно

$$C_b = 0,83 \cdot 10^{-4} S \sqrt{\frac{\epsilon N_a N_d}{(N_a + N_d)(-U + \varphi_c)}}.$$

Для напівпровідникових структур з профілем легування p^+n - n^+ при $N_a \gg N_d$

$$C_b = 0,83 \cdot 10^{-4} S \sqrt{\frac{\epsilon N_d}{(-U + \varphi_c)}}.$$

Для напівпровідникових структур з лінійним розподілом домішок уздовж осі x при $N(x) = a(x - x_0)$

$$C_b = 0,47 \cdot 10^{-3} S \sqrt{\frac{\epsilon^2 a}{-U + \varphi_c}}.$$

У наведених формулах φ_c – контактна різниця потенціалу (висота потенціального бар'єру p - n -переходу), S – площа p - n -переходу, a – градієнт зміни концентрації домішкових атомів уздовж осі напівпровідникової структури діода, ϵ – відносна діелектрична проникність середовища. Величини, що входять у формули, мають такі розмірності: C_b [пФ], S [см²], U, φ_c [В], N_a, N_d [см⁻³], a [см⁻⁴].

Виведення формул базується на застосуванні поняття диференціальної ємності переходу $C = dQ/dU$, що визначає зв'язок між зарядом Q і напругою U на кордонах області просторового заряду. Наведені співвідношення для визначення C_b справедливі лише в тому випадку, якщо можна знехтувати запізненням заряду відносно напруги. Аналіз показує, що час встановлення рівноваги між електричним полем і рухливими зарядами в p - n -переході визначається максвеллівським часом $\tau_M = \epsilon_a \rho$, де $\epsilon_a = \epsilon_0 \epsilon$ – абсолютна величина діелектричної проникності напівпровідника, ρ – питомий опір напівпровідника, ϵ_0 – діелектрична проникність вакууму (у системі СІ $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м). Створюючи варакторні діоди на основі кремнію зі структурою p^+n - n^+ і вибираючи відповідні товщини, концентрації домішок і питомого опору напівпровідника в діапазоні частот, можна показати, що максвеллівська частота $f_M = 1/\tau_M$ перевершує частоти міліметрового діапазону хвиль понад порядок. Для

варакторних діодів на основі GaAs і Ge це співвідношення ще більше зростає. Отже, наведені співвідношення для визначення C_b застосовують в усьому міліметровому діапазоні хвиль.

Для визначення працездатності варакторного діода в різних НВЧ-колах необхідно розглянути повну еквівалентну схему його напівпровідникової структури. Така схема безкорпусного варактора, який використовує можливість керування бар'єрної ємності під час зміни напруги на діоді, наведена на рис. 1.29.

На цьому рисунку r_{dp} – опір переходу, що включений паралельно бар'єрної ємності C_b , залежний від прикладеної напруги, r_b – опір областей p -, n -напівпровідника поза область просторового заряду, що залежить від прикладеної напруги, r_s – омичний опір високолегованих областей структури (підкладки), r_c – опір контактів і монтажних елементів напівпровідникової структури.

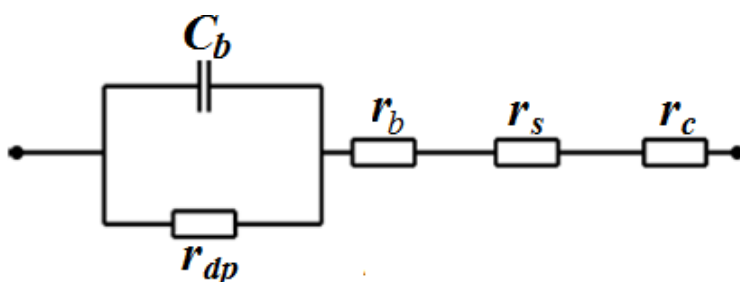


Рисунок 1.29 – Еквівалентна схема варакторного діоду

Під час розробки генераторів з електронним перестроюванням принципово важливим є облік температурної залежності бар'єрної ємності варакторного діода. Ця залежність має враховуватися під час розробки схеми генераторів зі стабільними частотними характеристиками з метою компенсації температурних змін C_b .

Задачі корпусування варакторних діодів у міліметровому діапазоні хвиль і включення діодів у високочастотні кола вирішуються з урахуванням вимог до діапазонних і енергетичних характеристик діодних генераторів з електронним перестроюванням частоти.

Широкосмугові нестабілізовані генератори з варакторним перестроюванням частоти

Діодні генератори з варакторним перестроюванням частоти характеризуються високою швидкістю перестроювання, можливістю побудови приладів з мінімальними габаритами і вагами, реалізацією широкосмугових систем з діапазоном перестроювання частоти в міліметровому діапазоні понад 20...30 %.

Мистецтво побудови широкосмугових діодних генераторів з електронним перестроюванням частоти значною мірою полягає у визначенні способу включення варакторного діода в НВЧ-коло, при якому найбільш повно реалізується інтервал зміни бар'єрної ємності для досягнення максимального

діапазону перестроювання. При цьому принципово важливо усунення паразитних коливальних контурів у НВЧ-колі, що призводять до зменшення діапазонних характеристик і до стрибків частоти в смузі перестроювання. Розглянемо найбільш поширені схеми побудови діодних генераторів з варакторним перестроюванням частоти.

На рис. 1.30, а наведена конструкція генератора з включенням активного діода і варактора в різних перетинах лінії передачі. Відповідна еквівалентна схема для цієї конструкції наведена на рис. 1.30, б.

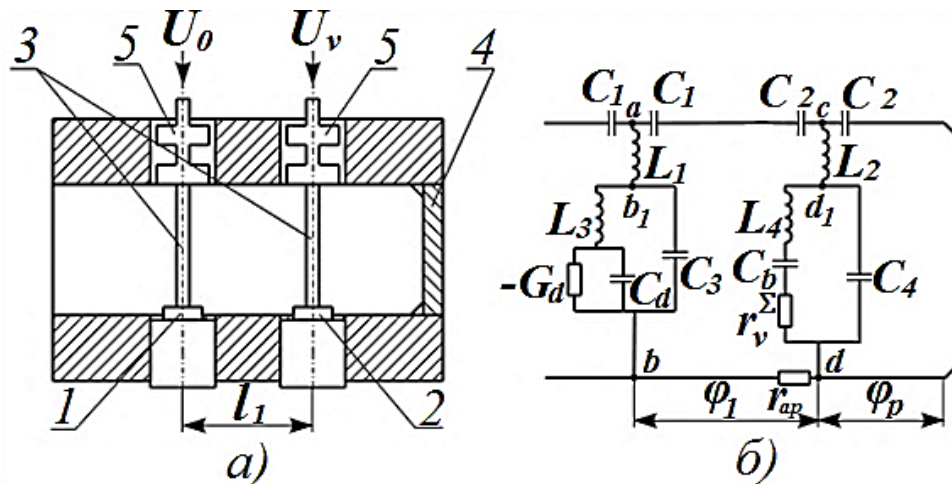


Рисунок 1.30 – Конструкція діодного генераторного модуля з варакторним перестроюванням

Активний діод 1 з негативною провідністю G_d й еквівалентною ємністю G_d в корпусі з параметрами L_3, C_3 , спільно з індуктивним штирем 3 і фільтром 5 у колі живлення встановлений у перерізі хвилевода $a-b$, варакторний діод 2 з параметрами $C_b(U), r_v^\Sigma(U)$ в корпусі з параметрами L_4, C_4 спільно з індуктивним штирем 3 і фільтром 5 встановлений у перерізі хвилевода $c-d$. Індуктивні штирі в хвилеводі заміщуються на еквівалентній схемі (рис. 30, б) шестиполуєсниками з реактивними параметрами C_1, L_1 (для активного діоду) і C_2, L_2 (для варактора). Один торець хвилеводу замкнений поршнем 4, а другий торець підключений до узгодженого навантаження. Між перетинами, в яких встановлені варакторний і активний діоди, включений відрізок лінії довжиною l_1 . Можна показати, що коли резонансні частоти активного і варакторного діодів у корпусах значно вище робочої частоти, то найбільша смуга перестроювання частоти досягається при $l_1 \sim 0$. Це означає, що найбільш діапазонними характеристиками перестроювання є генератори, у яких активний і варакторний діоди безкорпусні, або в корпусах з мінімальними реактивними параметрами, при яких $\omega_0 \gg \omega$, розташовані в одній поперечній площині хвилеводу.

Розглянемо шляхи побудови генераторів з найбільшою шириною діапазону електронного перестроювання частоти при розташуванні активного і варакторного діодів в одній площині лінії передачі ($l_1 = 0$, рис. 1.31). Цей принцип побудови широкодіапазонних генераторів з електронним

перестроюванням може бути реалізований як у хвильовдних конструкціях, так і у випадку створення інтегральних збірок напівпровідникових структур активного діода і варактора на основі гібридно-інтегральної або монолітно-інтегральної технології. На рис. 1.31 наведена конструкція генератора, в якій діод Ганна 1 і варактор 2 змонтовані послідовно із загальним індуктивним штирем 3 в одному поперечному перерізі хвильоводу 4; електричне живлення діода Ганна і варактора проводиться за допомогою поперечного провідника 5, що проходить через бічну стінку хвильоводу і сполученого з індуктивним штирем; керуюча напруга U_V до варакторного діода підводиться за допомогою провідника 5 і фільтра 6. В одному торці хвильоводної секції встановлений поршень, а другий торець підключений до узгодженого навантаження. У загальному випадку цю конструкцію можна представити як хвильоводно-коаксіальне зчленування, в якому в центральному провіднику коаксіальної лінії встановлені і послідовно включені діод Ганна і варактор.

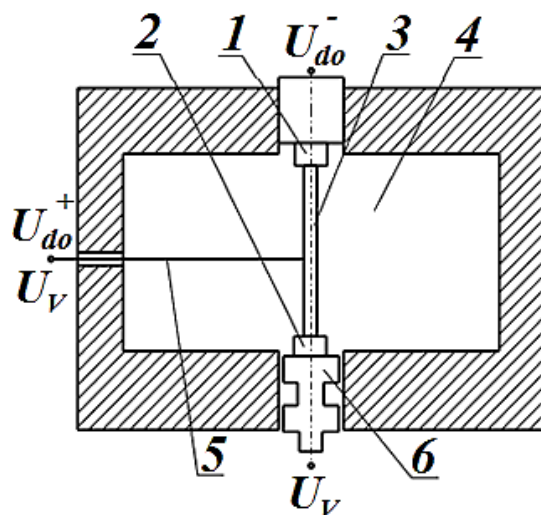


Рисунок 1.31 – Конструкція генераторного модуля з системою активний діод-варактор в одному перерізі хвильоводної секції

Значний інтерес становлять схеми широкодіапазонних генераторів, що використовують інтегральні збірки напівпровідникових структур діодів на основі інтегральної технології. Реактивний елемент, що зв'язує напівпровідникові структури активного діода і варактора, є фактично зосередженим елементом; еквівалентна схема заміщення відповідає послідовному резонансу в НВЧ-колі, частота якого керується напругою на варакторному діоді. Досяжні смуги перестроювання частоти в міліметровому діапазоні хвиль перевищують 20...25 %.

Включення варакторного діода безпосередньо в резонансний контур високочастотного кола генератора забезпечує широкий діапазон електронного перестроювання частоти, однак суттєво погіршує енергетичні характеристики генератора, особливо в області низьких частот, коли послідовно з активним діодом включається найбільша величина омичного опору варактора. Практично

цікавим є часткове включення варактора у високочастотне коло з використанням додаткової ємності, послідовно включеної з варактором. При такому частковому включенні можна здійснити перестроювання діодного генератора в порівняно вузькій смузі частот при мінімальних енергетичних втратах. Так, наприклад, у генераторі на ЛПД з резонансним корпусом діода при частковому включенні варактора паралельно корпусованому ЛПД забезпечується перестроювання частоти в межах 3...4 % при втратах потужності менше 0,5 дБ. Таке рішення дозволяє в деяких випадках відмовитися від механічного настроювання резонансної частоти корпусованого ЛПД (у разі переміщення діода уздовж його осі), що особливо доцільно під час побудови генераторів у гібридно-інтегральному виконанні.

1.2.7 Шумові характеристики діодних генераторів

Шумові характеристики діодів різних класів визначаються фізичними процесами, що лежать в основі їх роботи. Міри шуму всіх відомих генераторно-підсилювальних діодів міліметрового діапазону хвиль лежать у межах приблизно 20...40 дБ. При цьому шуми діодів різних класів також розрізняються на один-два порядки.

Величина міри шуму діода в багатьох випадках визначає можливість їх застосування в конкретних радіотехнічних пристроях. Наприклад, для гетеродинів радіоприймальних пристроїв з високою чутливістю енергетичні характеристики не мають вирішального значення, у той час як рівень шуму діода має бути мінімальним. В інших застосуваннях, наприклад, у приймально-передавальних пристроях радіолокації рухомих об'єктів, принципово важливим є досягнення максимальних рівнів потужності і ККД при одночасних високих вимогах до стабільності частоти і рівня частотних шумів вихідного сигналу. Нарешті, існує самостійна область застосування напівпровідникових приладів, де необхідно забезпечення високих рівнів потужності шуму в широкій смузі частот – це шумові джерела, важливі для побудови передавачів завад і для виконання калібрування радіоприймальних пристроїв.

Зрозуміло, що залежно від галузі застосування слід використовувати діоди того чи іншого класу.

Основним джерелом флуктуації в ЛПД є процес лавиноутворення. Його статистична природа зумовлена випадковим характером генерації електронно-діркових пар у зоні лавинного множення. Теплові флуктуації в омічних опорах діода на кілька порядків слабше флуктуації струму під час лавинного пробою, і їх роль дуже мала.

Генераторно-рекомбінаційний (дробовий) шум ЛПД пов'язаний з проходженням електронів і дірок через пролітні ділянки *p-n*-переходу і базу напівпровідникової структури. Флуктуації в цих областях пов'язані з процесом теплової генерації і рекомбінації носіїв в об'ємі кристала і на його поверхні і їх зіткненнями з ґраткою кристала. У діодах міліметрового діапазону ця складова флуктуації незначна на частотах понад 100...1000 Гц, оскільки час прольоту

носіїв струму через шар множення і зону прольоту (дрейфу) набагато менше часу життя носіїв.

Флікер-ефект значною мірою залежить від ступеня однорідності пробою по площі p - n -переходу і умов на його зовнішній поверхні. Неоднорідність пробою, пов'язана, наприклад, з виникненням локальних пробоїв – мікроплазм, з інтенсивною генерацією неосновних носіїв на поверхні пасток біля межі p - n -переходу викликає різке збільшення флікер-шуму. Якщо ж пробій однорідний і генерація неосновних носіїв відбувається переважно в об'ємі напівпровідника, а не на його поверхні, то флікер-шум ЛПД порівняно невеликий і на частотах більше 100...1000 Гц перекривається дробовим шумом.

Високі енергетичні і діапазонні характеристики ЛПД і в той же час властивий їм суттєвий недолік, пов'язаний зі значними мірами шуму, більшими, ніж у діодів Ганна на 10...15 дБ, обмежує галузь використання лавинно-пролітних діодів у міліметровому діапазоні хвиль, переважно, застосуванням у радіопередавальних пристроях. Звісно, що ця обставина стимулює активні дослідження, спрямовані на зниження шумів ЛПД при збереженні їх високих енергетичних параметрів.

Ефективний метод підвищення ККД діода і зниження його шумів заснований на обмеженні області лавинного множення. Вирішення цієї задачі досягається створенням спеціального профілю легування напівпровідникової структури (типу рідівського) або створенням плоского профілю легування з максимально різким p - n -переходом. Ці рішення в міліметровому діапазоні здійсненні тільки з використанням технологічного обладнання та технологічних процесів, що забезпечують високу точність виконання необхідного профілю легування. Розміри областей прольоту в напівпровідникових структурах діодів становлять десятки долі мікрона, а необхідні точності виконання потрібного профілю легування – соті долі мікрона.

Одним з ефективних методів зниження шуму ЛПД є вибір напівпровідникового матеріалу з відношенням коефіцієнтів іонізації електронів і дірок, найбільш близьким до одиниці. Це рішення забезпечує суттєве зниження шуму з використанням ЛПД на основі GaAs замість Si. У зв'язку з тим, що відношення коефіцієнтів іонізації наближається до одиниці зі збільшенням напруженості електричного поля в напівпровідниковій структурі, що має місце у випадку вкорочення довжини хвилі, у широкому інтервалі довжин хвиль міліметрового діапазону рівень шуму діодів змінюється незначно за інших рівних умов.

Збільшення струму насичення I_s у зворотному зміщеному діоді дозволяє суттєво зменшити шум ЛПД. В основі цього методу лежить у кінцевому підсумку зменшення активної іонізації в шарі множення при збереженні величини постійного струму діода. Цей шлях обрано сьогодні як один з основних для створення ефективних напівпровідникових діодів пролітного типу з високими спектральними характеристиками.

Методи побудови діодів пролітного типу зі зменшеним лавиноутворенням носіїв засновані переважно на інжекції в область взаємодії додаткового

тунельного струму. У TUNNETT (tunnel transit time) діодах ширина області, яка інжектує тунельний струм, настільки мала, що струм лавини практично не утворюється. Весь струм діода є тунельним. Діоди цього класу забезпечують рівень потужності на частотах більше 80 ГГц практично такий же, що і ЛПД на основі GaAs, але їх рівень шуму приблизно на 5 дБ нижче, ніж у GaAs ЛПД і на 20 дБ нижче, ніж у Si ЛПД. Основна область застосування цих діодів лежить на частотах понад 150 ГГц під час роботи на другій гармоніці.

Діоди, в яких є лавинний пробій і одночасно інжектується тунельний струм, отримали назву МІТАТТ (mixed tunneling avalanche transit time) діоди. Побудову цих діодів засновано на застосуванні гетеропереходів, що створюють в області високого електричного поля тонкі шари вузькозонного напівпровідника, що генерує тунельну складову струму. Енергетичні і спектральні параметри МІТАТТ діодів лежать між ІМПАТТ і TUNNETT діодами.

Певну цікавість становить діодна гетероструктура пролітного типу, у якій вузькозонний напівпровідник з великими величинами коефіцієнтів іонізації електронів і дірок у двопробльотній структурі діода займає положення між *p*- і *n*-областями.

Шуми діодів Ганна так само, як і ЛПД, значно перевищують шуми активного опору за нормальної температури, тобто міра шуму $M \gg 1$. У той же час ці діоди в міліметровому діапазоні хвиль характеризуються значно меншими шумами, ніж ЛПД, і у зв'язку з цим знаходять широке застосування для побудови радіоприймальних пристроїв з високою чутливістю, насамперед у малощумних високостабільних гетеродинах. На відміну від ЛПД, для яких можна вказати одне основне джерело шумів – процес лавиноутворення, у діодах Ганна фізична природа шумів зумовлена багатьма статистичними процесами в об'ємі напівпровідника, що визначають одночасно основні енергетичні і діапазонні характеристики діодів. До таких процесів слід насамперед віднести:

– Формування струму живлення діода при підведенні до нього необхідної робочої напруги. Існує прямий зв'язок шумових характеристик діода зі стабільністю напруги живлення на його клеммах. Це означає необхідність застосування джерела живлення з високостабільною напругою.

– Явища у катода, що визначають процес зародження домену. Одним з ефектів, що призводять до шумів діода, є зародження домену на великому числі малих локальних неоднорідностей, розташованих поблизу катода. Такі статистично домени, що зароджуються, далі наростають, поширюються до анода і призводять до флуктуацій струму діода. Інший ефект пов'язаний з явищами дифузії електронів з області n^+ різкого n^+ - n -переходу і після розсіювання на фононах відбір в області катоду електронів з підвищеною енергією. Саме ці електрони раніше інших переходять у верхню долину і створюють флуктуації зародження домену.

– Перехід електронів під час досягнення необхідного імпульсу в сильному електричному полі з нижньої долини, з низькою енергією і високою

рухливістю, у верхню долину, яка характеризується високою енергією і малою рухливістю. У зв'язку зі статистичним характером міждолинного переходу виникають флуктуації відносного числа носіїв у верхній і нижній долинах і, у зв'язку з цим шумові флуктуації струму через діод.

– Переміщення домену в напівпровіднику до анода діода. Переміщення домену характеризується випадковими змінами його швидкості і форми внаслідок ефектів, викликаних дифузією, рекомбінацією, генерацією носіїв. У результаті цих ефектів виникають флуктуації струму в зовнішньому колі діода під час переміщення домену.

– Неоднорідності і дефекти на межі переходу $n^+ - n$ і в об'ємі напівпровідника, пастки на поверхні напівпровідника (і меншою мірою в його об'ємі), електрони, що випадково захоплюють і звільняють, є джерелом низькочастотних шумових флуктуацій струму і напруги на клеммах діода. Ці низькочастотні флуктуації в результаті нелінійності характеристик діода переносяться в область НВЧ, створюючи так званий флікер-шум. Основна особливість цього шуму – залежність спектральної щільності флуктуації за законом $1/f$.

1.2.8 Контрольні запитання та завдання

1. Де і з якою метою використовуються генераторні діоди НВЧ? Які технічні характеристики вони мають?

2. Які типи генераторних діодів НВЧ вам відомі? Перелічіть, дайте коротку характеристику.

3. Дайте порівняльну характеристику генераторних НВЧ-діодів за рівнем вихідної потужності на різних частотах.

4. Які напівпровідникові матеріали використовують під час створення НВЧ-діодів і чому?

5. Які типи діодів і чому звать приладами з негативним диференціальним опором?

6. Опишіть за допомогою зонних діаграм принцип роботи тунельного діода.

7. Наведіть параметри тунельного діода з координатами екстремальних точок його ВАХ.

8. Зробіть аналіз умов досягнення максимально можливих значень робочих частот тунельного діода за допомогою його еквівалентної схеми.

9. Опишіть процес формування ВАХ діода Ганна за допомогою зонних діаграм.

10. Опишіть принцип роботи діода Ганна в пролітному режимі.

11. Опишіть технологію виготовлення діодів Ганна.

12. Якими основними параметрами можна охарактеризувати діод Ганна?

13. Опишіть роботу генератора Ганна в режимі накопичення об'ємного заряду.

14. У чому полягають особливості роботи діодів Гана у короткохвильовій області міліметрового діапазону?
15. Опишіть принцип дії лавинно-пролітного діода.
16. Які існують різновиди лавинно-пролітних діодів?
17. Які напівпровідникові матеріали й чому використовують під час виготовлення лавинно-пролітних діодів?
18. Опишіть принципи роботи лавинно-пролітних діодів на гетероперехідних структурах.
19. Наведіть й опишіть узагальнену схему діодного генератора.
20. Опишіть та поясніть принципи включення діодів у різних лініях передачі.
21. Як відбувається електронне перестроювання частоти діодних генераторів і які значення діапазонів перестроювання частоти отримані сьогодні?
22. У чому полягає принцип перестроювання частоти генераторних діодів за допомогою варакторів і як це здійснюється в практичних конструкціях?
23. Які фактори визначають шумові характеристики напівпровідникових генераторних діодів?

ТРАНЗИСТОРИ НВЧ

2.1 Загальна характеристика

Пройдений шлях розвитку транзисторів від перших зразків кінця 40-х років ХХ ст. з точковими контактами на германії і розмірами контактних елементів, що перевищують 50 мкм, до сучасних багатошарових напівпровідникових структур з розмірами основних елементів, які дорівнюють сотим долям мікрона – це безперервний ланцюжок нових принципових рішень побудови триелектродних приладів на основі вивчення фізичних процесів у складних напівпровідникових структурах, вибору оптимальних матеріалів і їх композицій, розробки технологічних операцій і високоточного технологічного і контрольно-вимірювального обладнання тощо

Перші транзистори могли працювати на частотах, що не перевищують кількох сотень кілогерц, але за теоретичними розрахунками ці прилади могли б працювати і на набагато більш високих частотах, навіть у НВЧ-діапазоні, за умови зменшення їх геометричних розмірів. Зокрема, було встановлено, що частотний діапазон транзистора обмежується часом перенесення носіїв електричного заряду через транзистор і швидкістю зміни електричного заряду, накопиченого в транзисторі. Для розширення частотного діапазону слід зменшувати ширину бази біполярного транзистора або довжину затвора польового транзистора, що дозволило б скоротити час перенесення, а також зменшувати активну площу приладу для зменшення ємності або накопичення заряду. Ці удосконалення вимагали набагато жорсткішого контролю всіх трьох розмірів приладу.

Удосконалення методів введення легуючих домішок у матеріал дозволило поліпшити контроль розмірів у напрямку нормалі до поверхні приладу. Спочатку домішки вводили шляхом легування напівпровідникового кристалу в процесі його росту або шляхом вплавлення в напівпровідник домішки або металу, що містить домішку. Пізніше стали використовуватися методи, що допускають набагато більш високу точність контролю розмірів, такі, як дифузія або іонне легування. Ці методи дозволяють контролювати глибину введення домішок з точністю 0,1 мкм і менше.

Підвищення точності контролю поверхневих розмірів приладу було досягнуто завдяки розробці технології маскування оксидом і фотолітографії; остання на сьогодні дозволяє виділяти області шириною менше 1 мкм. Подальші успіхи в цьому напрямку пов'язані з використанням електронно-променевих методів літографії, що забезпечують роздільну здатність менше 0,1 мкм.

Підвищення точності контролю розмірів дозволило розширити частотний діапазон транзисторів аж до НВЧ-області спектра.

У результаті виконаних досліджень і розробок знайдені шляхи побудови транзисторів НВЧ у всьому діапазоні сантиметрових і міліметрових хвиль аж до 300 ГГц. Створені ефективні потужні транзистори з рівнями безперервної потужності десятки і сотні ват у сантиметровому, одиниці ват у міліметровому діапазоні хвиль, що широко застосовуються під час побудови малогабаритних

передавальних пристроїв НВЧ різного призначення; створені малошумні підсилювальні і змішувальні транзистори, на основі яких будуються сучасні радіолокаційні, радіонавігаційні і зв'язні пристрої з високою чутливістю. Амплітудно-частотні характеристики сучасних транзисторів НВЧ дозволяють створювати надширокосмугові підсилювачі в сантиметровому і міліметровому діапазонах хвиль зі смугою робочих частот, що перевищує 2...3 октави.

На сьогодні польові і біполярні транзистори посідають провідне місце як потужні джерела електромагнітних коливань в автогенераторах, широкодіапазонних і малошумних підсилювачах сантиметрового і міліметрового діапазонів хвиль.

Важливою особливістю транзисторів, що значно спрощує їх застосування в різних радіотехнічних схемах, є значна ізоляція між вхідними та вихідними клемми. Ця ізоляція дозволяє створювати автогенератори і підсилювачі без застосування невзаємних пристроїв (феритові вентиля, циркулятори), необхідних для розв'язки між елементами схем. У результаті спрощується і здешевлюється конструкція радіотехнічного пристрою, збільшується стійкість параметрів до кліматичних впливів.

Значні успіхи у створенні сучасних швидкодіючих транзисторів в інтервалі частот до сотень ГГц, з швидкодією одиниць пікосекунд, з безперервними потужностями одиниць ват і ККД десятки відсотків зумовлені такими основними факторами:

- застосуванням найбільш прогресивних технологій для забезпечення прецизійної точності виконання напівпровідникових структур з розмірами до сотих долей мікрона;
- широким застосуванням для створення транзисторів арсеніду галію та інших напівпровідникових матеріалів і їх композицій, що дозволили вирішити проблеми швидкодії і створити нові класи транзисторів з високими енергетичними параметрами;
- значними успіхами у розробці нових фізичних ідей побудови триелектродних напівпровідникових приладів.

Теоретична межа покращення електричних параметрів транзистора визначається фізичними властивостями напівпровідника. Наприклад, у той час як розміри приладу зменшуються з метою його поширення в область НВЧ, напруга залишається на рівні, достатньому для отримання необхідної вихідної потужності. На межі подальше зменшення розміру в напрямку, що паралельний електричному полю, стає неможливим через небезпеку настання пробою в напівпровіднику. Було показано, що максимальна частота пропорційна добутку $E_B v_s$, де E_B – величина поля під час пробою, а v_s – швидкість дрейфу носіїв заряду, що обмежена розсіюванням. Дрейфова швидкість в Ge, Si і GaAs досягає насичення приблизно на рівнях $0,6 \cdot 10^7$; $0,8 \cdot 10^7$ і $2 \cdot 10^7$ см/с відповідно, однак поля пробою в Si і GaAs приблизно в чотири рази вище, ніж в Ge. Частотна межа, яка визначається добутком $E_B v_s$, не була отримана на практиці, проте з технологічних міркувань під час виготовлення біполярних НВЧ-транзисторів перевага віддається кремнію.

Перевага кремнію полягає переважно в тому, що термічно вирощений двооксид кремнію може використовуватися як маска під час дифузії домішок *n*- і *p*-типу, а також на ній можна отримувати дуже тонкі рисунки шляхом травлення. Власні оксиди Ge і GaAs не так стабільні, як двооксид кремнію, тому для цих напівпровідників як захисну маску або ізолююче діелектричне покриття часто використовували шари двооксиду кремнію або нітриду кремнію, отримані методом хімічного осадження з парової фази. Однак ці шари поступалися якістю термічно вирощеному двооксиду кремнію.

До інших фізичних властивостей напівпровідника, що впливають на параметри транзисторів, належать рухливості електронів і дірок, діелектрична стала і теплопровідність. При даних рівнях легування рухливості електронів і дірок визначають час перенесення носіїв у базі, опір бази і розподілений опір колектора в біполярному транзисторі, а також опір витоку, стоку і каналу в польовому транзисторі. Чим менше значення цих параметрів, тим вище коефіцієнт підсилення і нижче рівень шуму транзистора на НВЧ. Виходячи з цих міркувань, GaAs *n*-типу є найкращим матеріалом для виготовлення НВЧ-транзисторів, оскільки в цьому з'єднанні рухливість електронів у слабкому полі приблизно в чотири рази більша, ніж у кремнії. Так, наприклад, вхідна потужність польового транзистора на GaAs має бути в чотири рази менша, ніж у аналогічного приладу на Si, що дає можливість отримати на арсеніді галію більш високий власний коефіцієнт підсилення. При даних рівнях легування та прикладених напругах діелектрична стала визначає ємність, яка має бути досить малою для роботи на НВЧ. Кремній і арсенід галію мають більш низьку діелектричну сталу, ніж германій, що дає їм деяку перевагу в цьому. Для відводу тепла, що виділяється в транзисторі, важливо мати гарну теплопровідність, особливо в разі потужних приладів, і Si в цьому у два рази перевершує GaAs. З цієї причини кремній зазвичай використовується для виготовлення потужних транзисторів. Якщо транзистор у процесі роботи дуже розігрівається, то погіршуються його НВЧ-параметри і може скоротитися строк його роботи.

Найбільш важлива вимога, що висуваються до напівпровідникового матеріалу, полягає в тому, щоб технологія виготовлення приладів на його основі була досить розроблена і дозволяла б виготовляти НВЧ-транзистори з високим відсотком виходу і гарною надійністю. Це основна причина особливого становища кремнію в галузі виробництва біполярних НВЧ-транзисторів. Глибину дифузії миш'яку, фосфору і бору в кремнії можна контролювати з точністю до 0,1 мкм, використовуючи при цьому планарну технологію, а досяжні на практиці рівні легування виявилися особливо придатними для створення *n-p-n*-транзисторів. Такі *n-p-n*-транзистори з вузькою базою мають хороші НВЧ-властивості завдяки малому часу перенесення електронів через базу.

З іншого боку, завдяки більш простій технології вдалося з більшим успіхом реалізувати властиві GaAs переваги в НВЧ-області на основі польових транзисторів з бар'єром Шотткі як затвором.

2.2 Біполярні транзистори

Традиційні біполярні транзистори (БТ, в англійській літературі – ВТ) будуються з використанням єдиного напівпровідникового матеріалу в усьому приладі (зазвичай кремнію). Це так звані гомоструктурні біполярні транзистори. У той же час швидкодію і енергетичні параметри біполярного транзистора можна суттєво поліпшити з використанням напівпровідникових матеріалів з різними величинами енергетичних зазорів і введенням у конструкцію транзистора широкозонних матеріалів. У таких транзисторах, в основі побудови яких лежить схема БТ, застосовуються один або два гетеропереходи, і прилади цього класу отримали назву гетеро-біполярних транзисторів (ГБТ, НВТ). На сьогодні розробка ГБТ в широкому частотному діапазоні, аж до 300 ГГц, є одним з найбільш важливих напрямів розвитку напівпровідникової електроніки НВЧ.

2.2.1 Гомоструктурні біполярні транзистори

Найпростіша схема побудови біполярного транзистора зі структурою *n-p-n* наведена на рис. 2.1, а. На цьому ж рисунку позначені компоненти струмів, що протікають у транзисторі: I_E – сумарний струм емітера, I_B – сумарний струм бази, I_K – сумарний струм колектора, I_{nE} – повний струм електронів в емітері, I_{rE} – струм рекомбінації електронів з дірками з бази в області переходу емітер-база, I_{pE} – струм дірок з бази, які пройшли потенціальний бар'єр емітер-база, I_{rB} – струм рекомбінації в базі, I_{gK} – струм генерації в області просторового заряду переходу база-колектор, I_r – струм рекомбінації на електродах, бічних поверхнях. Пунктирні лінії на рис. 2.1, а визначають межі областей просторового заряду в переходах емітер-база і база-колектор. Значна несиметрія між цих областей щодо площин *p-n*-переходів визначається відмінністю рівнів легування електродів транзистора.

Типові рівні концентрації домішок в електродах становлять: 10^{20} см⁻³ в емітері, 10^{18} см⁻³ в базі, 10^{16} см⁻³ в колекторі. На рис. 2.1, б наведено профіль легування біполярного транзистора. Области збіднення розширюються в електродах з меншою концентрацією домішок відповідно до співвідношення $l_n \cdot N_d = l_p \cdot N_a$, $l = l_n + l_p$; де l_n , l_p – протяжності області просторового заряду (области збіднення) в електродах з *n* і *p* провідностями і з концентраціями домішок N_d і N_a , відповідно, l_j – повна ширина області просторового заряду *p-n*-переходу з індексом *j* ($j = 1$ – емітер-база, $j = 2$ – база-колектор):

$$l_j = \left(\frac{2\varepsilon}{q} \right)^{1/2} \left(\frac{1}{N_d} + \frac{1}{N_a} \right)^{1/2} (\varphi_0 - U_j), \quad (2.1)$$

де ε – діелектрична проникність ($\varepsilon = 10^{-10}$ А·с/В·м в кремнії);
 q – заряд електрону;

$$\varphi_0 = U_T \ln \left(\frac{N_a N_d}{n_i^2} \right) - \text{контактна різниця потенціалів};$$

U_j – напруга, прикладена до переходу j ;

$U_T = (kT/q)$ – теплова напруга;

n_i – власна концентрація домішок.

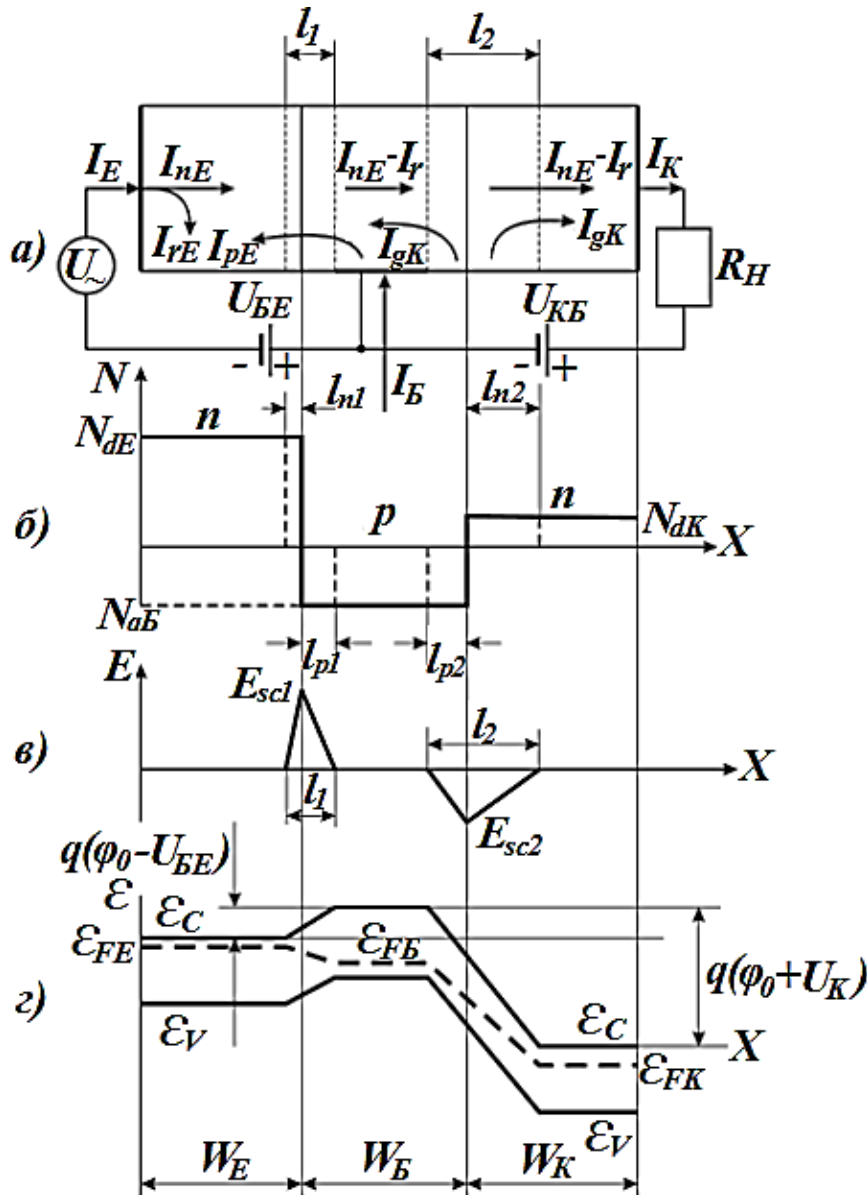


Рисунок 2.1 – Характеристики n - p - n біполярного транзистора

За кімнатної температури для кремнію $n_i = 1,45 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$, $U_T = 26 \text{ меВ}$. В активному режимі роботи транзистора до його електродів підводяться живильні напруги: пряме зміщення до переходу $j = 1$ емітер-база ($U_{ЕБ}$) і зворотне зміщення до переходу база-колектор ($U_{БК}$). Відповідно до наведеного співвідношення включення прямого зміщення до переходу емітер-база

призводить до скорочення області просторового заряду p - n -переходу $j = 1$ і до зниження висоти бар'єра в цьому переході.

Зворотне зміщення в області переходу $j = 2$ значно збільшує ширину області просторового заряду переважно в області колектора, де концентрація домішок мінімальна. На рис. 2.1, в наведено розподіл напруженості електричного поля $E(x)$ уздовж осі транзистора, а на рис. 2.1, г – діаграма енергетичних зон для p - n - p -транзистора в активному режимі під час підведення напруг живлення U_{0BE} , U_{0KE} до його електродів. Подані на рис. 2.1, а потоки електронів і дірок формують струми електродів транзистора:

$$I_E = I_{nE} + I_{pE} + I_E, \quad (2.2, \text{а})$$

$$I_K = I_{nE} - I_r + I_{gK}, \quad (2.2, \text{б})$$

$$I_B = I_{pE} + I_{rE} - I_{gK} + I_r. \quad (2.2, \text{в})$$

Підсилення струму в схемі з загальним емітером визначається співвідношенням:

$$\beta = \frac{I_K}{I_B} = \frac{I_{nE} - I_r + I_{gK}}{I_{pE} + I_{rE} + I_r - I_{gK}}. \quad (2.3)$$

Максимальна величина коефіцієнта підсилення $\beta_{\max} = I_{nE}/I_{pE}$ відповідає дуже незначним величинам струмів генерації і рекомбінації. У розглянутій спрощеній моделі транзистора враховуються два компоненти струмів в емітері, відповідні дифузійним потокам електронів і дірок через перехід емітер-база. У зв'язку з тим, що концентрація домішок в емітері значно більша, ніж у базі, тобто $N_{dE} \gg N_{aB}$, справедлива нерівність: $I_{nE} \gg I_{pE}$. На основі дифузійної моделі можна записати:

$$\beta_{\max} = \frac{D_n N_{dE} W_E}{D_p N_{aB} W_B}, \quad (2.4)$$

де D_n , D_p – коефіцієнти дифузії електронів і дірок, відношення яких згідно із співвідношенням Ейнштейна дорівнює відношенню відповідних рухливостей μ_n , μ_p ;

N_{dE} – концентрація донорів в емітері;

N_{aB} – концентрація акцепторів у базі;

W_E , W_B – протяжності областей емітера і бази відповідно.

Ефективність емітера визначається коефіцієнтом інжекції, що визначає відношення між інжекованими електронами з емітера в базу і назад інжекованими дірками з бази в емітер

$$\gamma = \frac{I_{nE}}{I_E} = 1 - \frac{\mu_p W_B N_{aB}}{\mu_n L_p N_{dE}}, \quad (2.5)$$

де $L_{p,n}$ – дифузійні довжини для дірок і електронів.

Електрони дифундують через базу, протяжність якої W_B виконана мінімально можливою, значно меншою дифузійної довжини L_n , захоплюються полем просторового заряду переходу ($j = 2$) база-колектор і потрапляють до колектора. У транзисторах з тонкою базою, для котрих справедлива умова $W_B/L_n \ll 1$, струм колектора і струм емітера близькі один до одного. Величина цих струмів визначається виразом:

$$I_E \approx I_K = \frac{qD_n n_{iB} \exp(qU_{BE}/2kT) Z a_e}{W_B}. \quad (2.6)$$

Ця формула враховує виконання емітера у вигляді тонкої смужки із загальною довжиною Z і шириною a_e . Саме конструкції такого типу з більшим відношенням периметра емітера до площі структури виявилися найбільш ефективними зі збільшенням робочих частот транзистора (багатоемітерні конструкції).

Оскільки $I_B \approx I_E - I_K$, струм бази визначається співвідношенням, подібним до наведеного вище. Отже, приблизно можна вважати, що підсилення β не залежить від струму колектора при помірних його величинах. Велика щільність носіїв у переході колектор-база призводить до зменшення електричного поля в базі через зміщення максимуму поля просторового заряду в область колектора (ефект Кірка). У результаті проходження електронів у колектор зменшується і відповідно знижується підсилення. При малих щільностях струму підсилення β залежить від величини струму через додатковий струм рекомбінації в області просторового заряду переходу емітер-база.

Важливим параметром транзистора є його крутизна:

$$S = \Delta I_K / \Delta U_{BE}. \quad (2.7)$$

Оскільки S є похідною експоненційної функції (2.6), ця величина пропорційна струму емітера і може приймати дуже великі значення.

Ефективність роботи транзистора (підсилення по струму в схемі із загальною базою) визначається коефіцієнтом передачі струму

$$\alpha_0 = I_K / I_E = \gamma \cdot \alpha_T = 1 - \frac{I_B}{|I_E|}, \quad (2.8)$$

де γ – коефіцієнт інжекції;

α_T – коефіцієнт проходження носіїв через базу:

$$\alpha_T \approx 1 - \frac{W_B^2}{2,43L_{nB}^2}. \quad (2.9)$$

Як впливає з (2.5, 2.8, 2.9), для досягнення коефіцієнта передачі струму, близького до одиниці, необхідно створити структуру транзистора зі співвідношеннями $N_{dE}/N_{aB} \gg 1$ і $L_{nB}/W_B \gg 1$.

Коефіцієнт підсилення в схемі з загальним емітером зв'язаний з коефіцієнтом підсилення в схемі із загальною базою співвідношенням:

$$\beta_0 = \frac{I_K}{I_B} = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}. \quad (2.10)$$

Для оцінки впливу напруги колектор-база U_{KB} , колектор-емітер U_{KE} на підсилення біполярного транзистора розглянемо вольтамперні характеристики БТ (рис. 2.2), що визначають залежності струму колектора I_K від зазначених напруг. У схемі із загальною базою (ЗБ) (рис. 2.2, а) струм колектора визначається насамперед величиною струму емітера I_E ($I_K = \alpha_0 I_E$), фіксовані значення якого є параметрами для кожної з кривих сімейства. Умова пропорційності при $\alpha_0 \approx 1$ досить добре виконується від області насичення ($U_{KB} < 0$) до області лавинного пробою переходу колектор-база при $U_{BK} = U_{br}$. Область характеристик при $U_{KB} > 0$ належить активному режиму; область характеристик при $U_{KB} < 0$ відноситься до режиму насичення, де напруга колектора стає прямою і з її ростом експоненціально зростає струм інжекції, що спрямований протилежно струму колектора, інжектваного з емітера. Тому повний струм зменшується і може навіть змінити напрямок.

У схемі з загальним емітером (ЗЕ) (рис. 2.2, б) вольтамперні характеристики $I_K(U_{KE})$ при фіксованих величинах струму бази I_B значною мірою залежать від ефекту модуляції ширини нейтральної бази W_B у випадку напруги колектор-база (ефект Ерлі). З введенням напруги Ерлі $U_{Ea} = \frac{qN_B W_B^2}{\varepsilon}$

зазначені характеристики подані на рис. 2.2, б. У високочастотних транзисторах, у зв'язку зі зменшенням W_B , напруга U_{Ea} стає малою. При цьому на пологих ділянках характеристик, де $U_{KE} > U_{BE}$, струм колектора помітно збільшується зі зростанням U_{KE} уснаслідок підвищення β . Отже, диференціальний вихідний опір транзистора в активному режимі для схеми ЗЕ значно нижче, ніж для схеми ЗБ. Оскільки β залежить від струму колектора, а отже, і від струму бази, то характеристики нееквідистантні, тобто з однаковими змінами струму бази характеристики розташовуються на різних відстанях одна від одної.

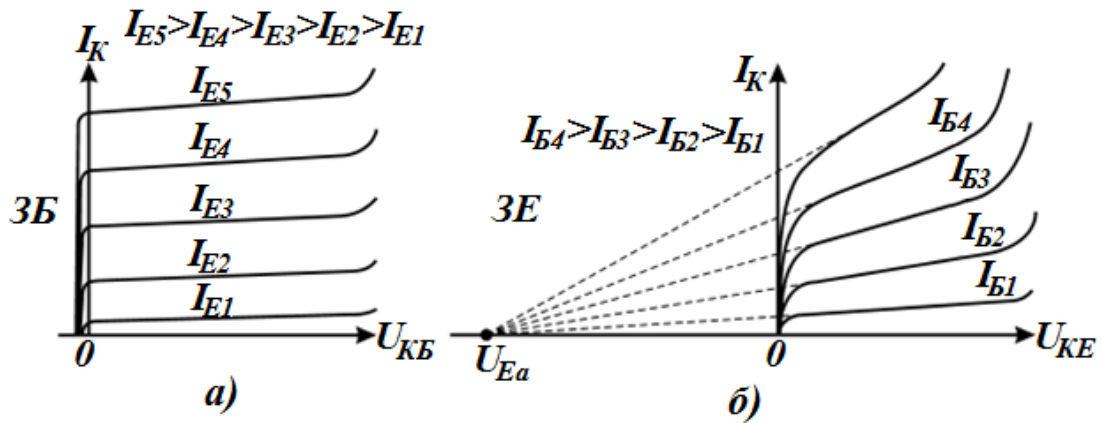


Рисунок 2.2 – Вхідні характеристики $n-p-n$ біполярного транзистора

Круті ділянки характеристик при малих напругах $U_{КЕ}$ відповідають режиму насичення. У випадку великої напруги $U_{КЕ}$ різке збільшення струму зумовлено лавинним пробоєм. У схемі ЗЕ напруга пробою $U_{КЕbr}$ значно нижче, ніж у схемі ЗБ. Це пов'язано з тим, що при постійній величині струму бази, дірки, що виникають під час ударної іонізації в збідненій області $j = 2$, накопичуються в базі, збільшують її потенціал, тобто пряму напругу на переході $j = 1$. У результаті зростає інжекція електронів у базу з емітера, збільшується струм колектора, що викликає зростання активів ударної іонізації. Отже, у схемах ЗЕ має місце внутрішній позитивний зворотний зв'язок, що призводить до зниження напруги пробою $U_{КЕbr}$. У схемі ЗБ потенціал бази не змінюється, і описаний механізм позитивного зворотного зв'язку відсутній. Відношення напруг пробою транзистора в схемах з ЗЕ і ЗБ $U_{КЕbr}(ЗЕ) / U_{КЕbr}(ЗБ) = 1 / (1 + \beta)^{1/m}$. Тут $m = 3$ для кремнію n -типу, $m = 5$ для кремнію p -типу.

2.2.2 Особливості роботи БТ на високих частотах

Тут і в подальшому викладі під високими частотами мають на увазі такі, для яких період коливань сумірний або менше часу протікання фізичних процесів у транзисторі. Таке визначення охоплює й імпульсні сигнали, тимчасові характеристики яких (наприклад, тривалість імпульсу) сумірні з тимчасовими затримками в транзисторах. Отже, поняття "високі частоти" є відносним, прив'язаним до інерційних властивостей конкретного транзистора.

Еквівалентна схема транзистора в схемі ЗБ, що працює на ВЧ, показана на рис. 2.3, а, а в схемі ЗЕ – на рис. 2.3, б. З ростом частоти сигналу опір ємнісних елементів зменшується, і вони починають шунтувати переходи транзистора. Особливо великий вплив на частотні властивості БТ надає бар'єрна ємність колектора C_k . Через опір r_b ємність C_k включена паралельно навантаженню (навантаження R_H у колі колектора). На ВЧ опір кола $C_k r_b$ знижується і через нього відгалужується значна частина вихідного струму, не потрапляючи в навантаження. Разом з тим через r_b частина колекторної напруги потрапляє на вхід БТ, що не тільки знижує підсилення, але може зробити роботу підсилювального каскаду нестійкою.

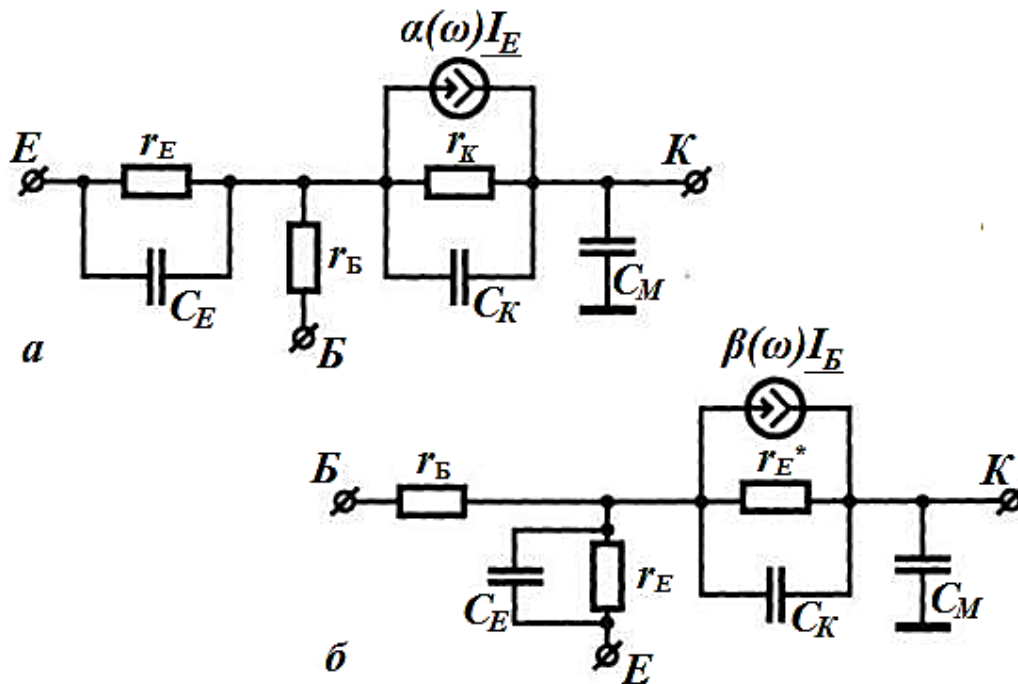


Рисунок 2.3 – Еквівалентні схеми БТ на високих частотах

Ємність C_K і опір r_B визначають такий найважливіший показник БТ як *максимальна частота*:

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{\alpha_0 f_\alpha}{4r_B C_K}}$$

На частоті f_{\max} коефіцієнт підсилення транзистора за потужністю $K_P = 1$. Якщо частота сигналу $f < f_{\max}$, то $K_P > 1$ і транзистор поводить себе як підсилювальний елемент. Використовувати транзистор для підсилення або генерації сигналів на частотах $f > f_{\max}$, марно, тому що для будь-якої схеми його включення $K_P < 1$.

На високих частотах реактивні опори ємностей транзистора сумірні з диференціальними опорами p - n -переходів $j = 1, 2$. У зв'язку з цим параметри, що описують роботу транзисторів під час їх моделювання (h -параметри, Y -параметри, а також коефіцієнти підсилення α, β у схемах ЗЕ та ЗБ) стають комплексними, залежними від частоти. Зокрема, зі збільшенням частоти збільшуються модулі вхідної і вихідної провідностей транзистора, збільшується модуль коефіцієнта зворотного зв'язку за напругою $h_{12} = U_1/U_2$ при розімкненому вході по змінній складовій тощо.

Частотні залежності модуля коефіцієнта передачі струму $|h_{21}| = |I_K/I_E|$ наведені на рис. 2.4 (у логарифмічному масштабі). З рисунка видно, що, починаючи з певної частоти f_α для схеми ЗБ і f_β для схеми ЗЕ, величини $|h_{21}|$ помітно зменшуються, що обмежує роботу транзистора в області високих частот.

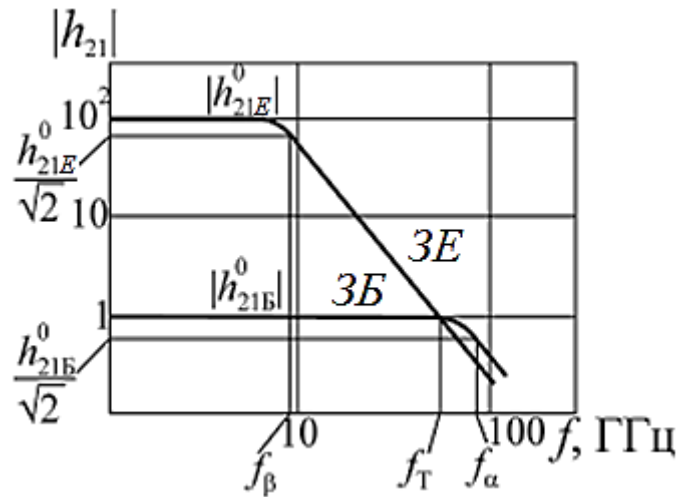


Рисунок 2.4 – Частотні залежності модуля коефіцієнта передачі

Найважливішою характеристикою транзистора, що визначає його інерційні властивості, є також гранична частота коефіцієнта передачі струму f_T . Вона визначається як частота, на якій коефіцієнт передачі струму (коефіцієнт підсилення за струмом) дорівнює одиниці. Ця частота пов'язана з часом запізнювання $\tau_{ке}$ імпульсу колекторного струму щодо імпульсу струму, введеному в емітер співвідношенням:

$$f_T = 1/(2\pi\tau_{ке}). \quad (2.11)$$

Точне визначення $\tau_{ке}$ вимагає чисельного розрахунку. Наведений нижче наближений розрахунок заснований на поділі структури транзистора на кілька областей, відповідно до послідовного просування носіїв від емітера до колектора. У цьому випадку час запізнювання

$$\tau_{ке} = \tau_{En} + t_{npB} + t_{npKn} + \tau_{Kn}, \quad (2.12)$$

де τ_{En} , τ_{Kn} – постійні часу емітерного і колекторного переходів;
 t_{npB} , t_{npKn} – середній час прольоту електронів через базу і колекторний перехід.

Постійна часу τ_{En} визначає час затримки струму інжекції в емітерному переході і визначається як

$$\tau_{En} = r_E C_{Eбар} = \Phi_T C_{Eбар} / I_E, \quad (2.13)$$

де $C_{Eбар}$ – бар'єрна ємність переходу емітер-база ($j = 1$).

Другий доданок у (2.12) відображає час зарядки дифузійної ємності емітерного переходу і дорівнює часу прольоту електронів від емітера до колектора і визначається співвідношенням:

$$t_{npB} = W_B^2 / (2D_n \eta), \quad (2.14)$$

де $\eta = 0,5 \ln(N_{aB1}/N_{aB2}) + 1$ – коефіцієнт неоднорідності легування бази;

N_{aB1}, N_{aB2} – величини концентрації домішок у базі відповідно на границях з областю емітера і областю колектора.

Третій доданок у (2.12), як показує аналіз, визначається співвідношенням:

$$t_{npKn} = L_{06K} / (2v_s), \quad (2.15)$$

де L_{06K} – ширина збідненої області колекторного переходу, в якому електрони рухаються в сильному електричному полі зі швидкістю насичення v_s .

Остання складова затримки τ_{Kn} визначає час перезарядки бар'єрної ємності колекторного переходу. Зі зміною струму колектора на ΔI_K напруга на колекторному переході змінюється на ΔI_{KrK} (r_K – активний опір області колектора). Напруга зміниться під час перезарядки бар'єрної ємності колекторного переходу з постійною часу

$$\tau_{Kn} = r_K C_{K\bar{a}p}. \quad (2.16)$$

З наведених співвідношень (2.11) – (2.16) випливає, що для підвищення граничної частоти треба зменшувати товщину бази W_B і опір r_K , тобто товщину високоомної області колектора, збільшити напруженість електричного поля у базі (тобто коефіцієнт η), рухливість носіїв у базі і щільність струму. Оскільки рухливість електронів у декілька разів вище, ніж дірок, гранична частота $n-p-n$ транзистора вище, ніж $p-n-p$ транзистора при однаковій товщині бази.

Частотну залежність коефіцієнта передачі струму в схемі ЗЕ можна уявити апроксимацією:

$$h_{21E} = h_{21E}^0 / [1 + j(f/f_\beta)], \quad (2.17)$$

де f_β – гранична частота коефіцієнта передачі струму в схемі ЗЕ.

На цій частоті (див. рис. 2.4) модуль коефіцієнта передачі зменшується на 3 дБ порівняно з його максимальним низькочастотним значенням h_{21E}^0 . В області частот $f > f_\beta$ залежність $|h_{21E}(f)|$ представляється прямою (у логарифмічному масштабі), що проходить через $|h_{21E}(f)| = 1$ при $f = f_T$. Оскільки на лінійній ділянці залежності $h_{21E}(f)$ добуток коефіцієнта передачі струму на частоту залишається постійним, граничну частоту можна визначити, вимірюючи $|h_{21E}(f)|$ на будь-якій частоті, що відповідає прямолінійній ділянці.

На рис. 2.5 наведена типова залежність граничної частоти від струму емітера. В області малих струмів, відповідно до (2.13), гранична частота зростає

зі збільшенням струму, що пов'язано зі зменшенням диференціального опору емітерного переходу. В області великих струмів збільшується товщина бази (ефект Кірка) і час прольоту електронів через базу, що призводить до зменшення граничної частоти.

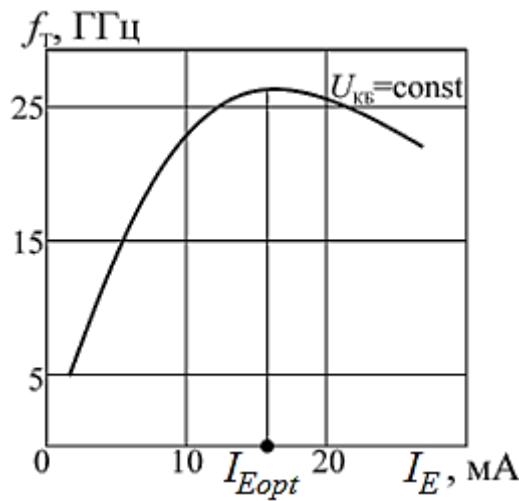


Рисунок 2.5 – Залежність граничної частоти f_T БТ від струму емітера I_E

Частотну залежність коефіцієнта передачі струму в схемі ЗБ також можна уявити функцією виду $h_{21B} = h_{21B}^0 / [1 + j(f/f_\alpha)]$, де f_α – гранична частота коефіцієнта передачі струму в схемі ЗБ. На цій частоті модуль коефіцієнта передачі струму зменшується в $2^{1/2}$ порівняно з його максимальним низькочастотним значенням h_{21B}^0 . Гранична частота в схемі ЗБ значно вище, ніж у схемі ЗЕ (див. рис. 2.4).

Найбільшу частоту, на якій транзистор може працювати в схемі автогенератора, називають максимальною частотою генерації f_{max} . Ця частота визначається виразом:

$$f_{max} = [f_T / (8\pi r'_B C_{K\delta ap})] . \quad (2.18)$$

Коло $r'_B C_{K\delta ap}$ визначає внутрішній негативний зворотний зв'язок у транзисторі. Для збільшення частоти f_{max} потрібно зменшувати постійну часу цього кола. Для цього емітер виконується у вигляді вузької смужки шириною a_E і довжиною Z . Зі збереженням площі емітера і збільшенням його довжини (і протяжності бази) струм емітера залишається незмінним і постійна часу $r'_B C_{K\delta ap}$ не змінюється. У той же час зменшення ширини емітера і бази значно зменшує постійну часу кола.

2.2.3 Особливості побудови НВЧ біполярних транзисторів

Абсолютна більшість біполярних транзисторів НВЧ побудовано на основі кремнію. Його основною перевагою порівняно з германієм є велика ширина забороненої зони (1,12 еВ для кремнію; 0,67 еВ для германію). У зв'язку з цим для кремнію підвищуються максимальна допустима температура і пробивні напруги переходів транзистора і, отже, реалізуються великі рівні вихідної потужності. Застосування арсеніду галію є, з першого погляду, перспективним для збільшення швидкодії транзисторів у зв'язку з великою рухливістю електронів у цьому матеріалі. Однак час життя неосновних носіїв в GaAs дуже малий і у зв'язку з цим дифузійна довжина значно менше, ніж у кремнії. Тому виявляється нездійсненною умова $W_B/L_n \gg 1$ (див. (2.9)), що необхідно для досягнення високого струмопроходження через базу.

У переважній більшості випадків біполярні транзистори мають структуру типу *n-p-n*, оскільки велика рухливість електронів, ніж дірок, у кремнії (1300 і 470 $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ відповідно) забезпечує менший час їх дрейфу через базу з дірковою провідністю і відповідно більшу швидкодію.

Створення ефективних біполярних транзисторів сантиметрового і міліметрового діапазонів хвиль вимагало вирішення великої кількості задач, що мають багато в чому суперечливий характер. Розглянемо основні проблеми побудови НВЧ-біполярних транзисторів.

– Для збільшення вихідної потужності транзистора слід збільшувати струм і напругу колектора. Збільшення струму реалізується зі збільшенням поперечного перерізу структури транзистора і, зокрема, площі емітера Za_E (див. (2.6)). При цьому, однак, суттєво погіршуються частотні властивості транзистора через збільшення ємностей переходів ($j = 1,2$).

– Для збільшення допустимої напруги на колекторі слід підвищити питомий опір колекторної області, але при цьому зростає опір $r_{K,}$, у результаті чого знижується ККД колектора.

– Для збільшення коефіцієнта підсилення в схемі ЗЕ і коефіцієнта передачі струму в схемі ЗБ слід зменшити товщину баз W_B . Але при цьому зростає її поперечний опір r'_B , тобто зростає небажаний негативний зворотний зв'язок у транзисторі і знижується напруга пробою емітерного і колекторного переходів і, отже, знижується вихідна потужність.

– Для зменшення опору активної області бази і збільшення напруги пробою необхідно збільшити концентрацію домішок у базі, але при цьому зростають ємності переходів, що погіршує швидкодію транзистора.

– Для зниження ємності емітерного переходу з метою збільшення швидкодії, а також для зменшення ефекту зменшення струму на краях емітерного переходу емітер виконується у вигляді вузької смужки (або ряду смужок у багатоемітерних конструкціях) зі зменшеною шириною a_E . При цьому підсилювальні властивості транзистора поліпшуються зі збільшенням відношення периметра емітера до площі структури. Однак зі зменшенням ширини емітера знижується максимально допустимий струм і виникають труднощі створення надійного контакту з емітерним електродом.

Удосконалення біполярного транзистора відбувалося протягом двох-трьох десятиріч шляхом ретельного відпрацювання оптимальних параметрів його структури, конструкції і технології його виготовлення. Значних успіхів досягнуто в 90-ті роки минулого століття на основі створення напівпровідникових структур з використанням технології "внутрішнього самоформування". Для пояснення принципів побудови сучасних біполярних транзисторів з покращеними характеристиками в діапазоні НВЧ розглянемо конструктивні схеми їх побудови.

На рис. 2.6, а наведена традиційна схема побудови $n-p-n$ біполярного епітаксіально-планарного транзистора. На сильнолегованій підкладці 1 n^+ -типу сформований слаболегований епітаксіальний шар 2 n -типу товщиною W_{En} . Методом дифузії домішок або іонним легуванням створені області бази 3 p -типу й емітера 4 n^+ -типу. Металеві тонкоплівкові шари 5, 6, 7 утворюють електроди емітера, бази і колектора відповідно. На поверхні напівпровідника розташований тонкий захисний діелектричний шар двооксиду кремнію. На рис. 2.6, б наведена конфігурація емітерної і базової областей, а також тонкоплівкових провідників 5, 6 (заштриховані). На рис. 2.6, в наведено розподіл концентрацій домішок уздовж поздовжньої осі транзистора.

Забезпечення працездатності транзистора в короткохвильовій частини сантиметрового і в міліметровому діапазонах потребує суттєвого зменшення його поздовжніх і поперечних розмірів. Типовими розмірами НВЧ транзисторів є товщина бази $W_B = x_K - x_E \leq 0,1 \dots 0,3$ мкм; ширина емітера $a_E < 0,3$ мкм; довжина смужки (пальця) емітера $b_E = 20 \dots 40$ мкм; відстань від краю емітера до контакту бази $a_{EB} \approx 0,3 \dots 0,5$ мкм.

Однією з найбільш складних задач, що вирішуються з використанням традиційної технології виробництва БТ, є зменшення розміру a_{EB} . Зменшення цього розміру суттєво збільшує максимальну робочу частоту транзистора. Дійсно, постійна часу внутрішнього негативного зворотного зв'язку БТ $\tau_K = r'_B C_{K\bar{b}ap}$ значно зменшується зі зменшенням a_{EB} , оскільки $r'_B \sim a_{EB}$, $C_{K\bar{b}ap} \sim a_E + a_{EB}$.

застосовуються полікремнієві шари для дифузійного вирощування з них емітерів і зовнішніх областей баз транзисторів; полікремнієві шари при цьому залишаються на поверхні транзистора, що формується, створюючи відповідні контактні поверхні. Полікремнієві шари витримують високотемпературні технологічні процеси і можуть бути окисдовані і, таким чином, застосовані для досягнення низки позитивних технічних рішень. Наприклад, можна досягти поділу емітерного і базового контактів за допомогою діелектричного ізолюючого елемента з товщиною, що контролюється в межах декількох десятих долей мікрона.

Конструктивна схема побудови БТ на основі нових технологічних процесів наведена на рис. 2.7. Структура транзистора (рис. 2.7) обмежена глибокими ізолюючими каналами (ІК), що проникають в область основи p . Застосування цих ізолюючих каналів дозволяє значно підвищити щільність монтажу активних елементів у комплексованих пристроях, що виконані на основі інтегральної технології.

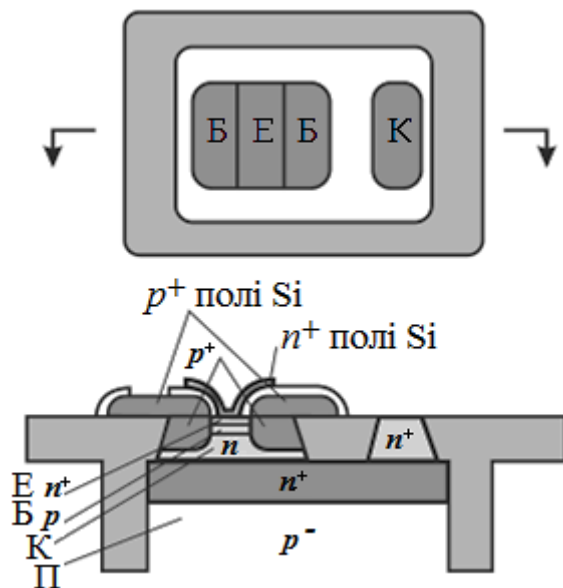


Рисунок 2.7 – Конструктивна схема побудови БТ за технологією самоформування

Структури транзисторів, наведених на рис. 2.6 і 2.7, мають багато ідентичних особливостей. Обидві структури встановлені на n^+ -основах, містять сильнолегований шар n^+ субколектора, що з'єднаний з металевим контактом електрода колектора, епітаксіальний шар n , що містить область колектора, в якому під час подальших технологічних операцій створюються шари бази й емітера.

Технологічні процеси побудови структури БТ за схемою рис. 2.7 подані на рис. 2.8. У вихідному шарі полікремнію p^+ (рис. 2.8, а) створюється методом літографії вікно для подальшого формування емітера. Розмір цього вікна дорівнює 1 мкм, а в результаті багаторазових операцій формування ізолюючої діелектричної вставки (рис. 2.8, б – 2.8, д) створюється емітер з остаточним

розміром 0,35 мкм. Сильно легована область полікремнію n^+ емітера (рис. 2.8, д) може займати значно більшу область, ніж область контакту, що зменшує послідовний опір. З рис. 2.7 і 2.8 випливає, що застосування сучасних технологічних процесів виготовлення БТ призводить до суттєвого зменшення розмірів структури і, зокрема, до значного зменшення відстані a_{EB} між базою й емітером.

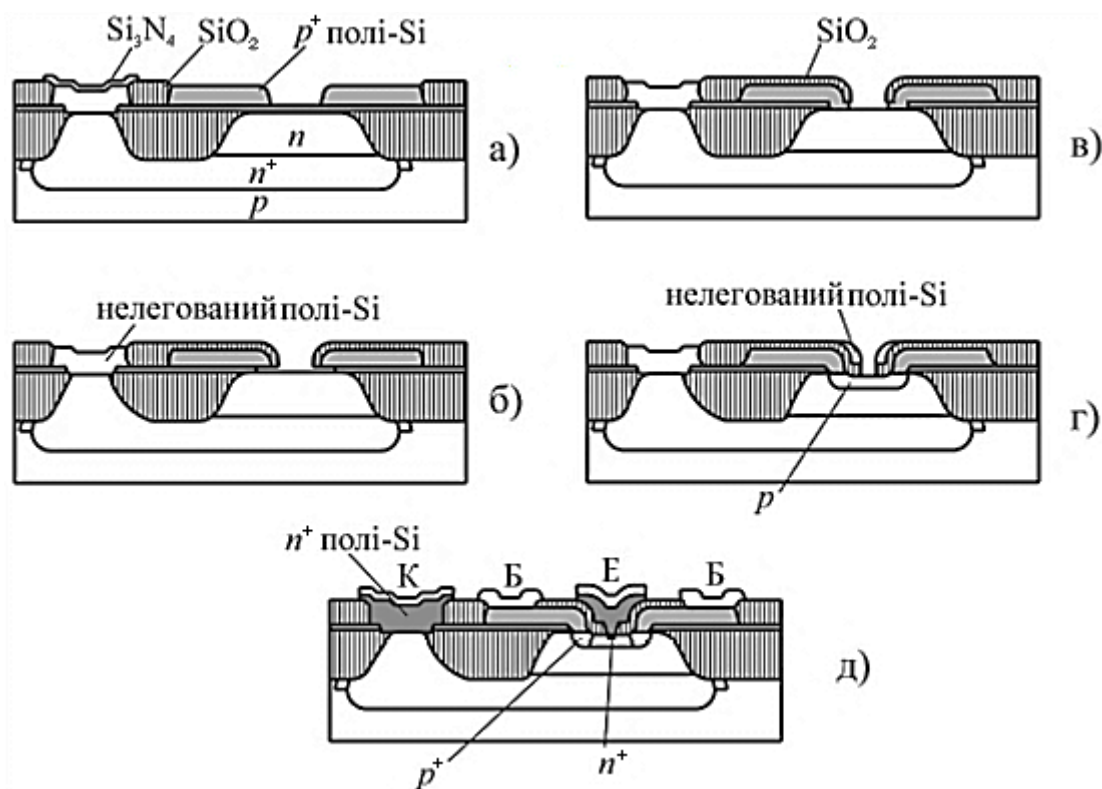


Рисунок 2.8 – Технологічні процеси побудови структури БТ (рис.2.7)

Формування емітера методом полікремнієвої технології дозволяє помітно збільшити підсилення струму і призводить до збільшення граничної частоти транзистора. Принципове значення полікремнієвої технології пов'язано зі зменшенням швидкості рекомбінації S_0 на поверхні емітера, що визначено експериментально. Під час контакту емітера з металом у традиційних БТ величина S_0 дуже велика, і при цьому величина струму бази зростає зі зменшенням товщини емітера.

2.2.4 Результати розробок біполярних транзисторів

Сучасна технологія виробництва БТ дозволила суттєво зменшити паразитні параметри транзисторів і в результаті збільшити їх швидкодію та поліпшити шумові характеристики. Граничні частоти f_T , f_{max} знаходяться в міліметровому діапазоні хвиль і при цьому в промисловому виробництві $f_T = 25$ ГГц, а максимальні досягнуті граничні частоти $f_T = 100$ ГГц.

Типові параметри і характеристики моноструктурних промислових БТ, що виконані на основі сучасної технології, наведені в таблиці 2.1. У таблиці 2.1

наведені максимальні значення β , f_T , f_{\max} , що відповідають наведеним величинам струму колектора.

Таблиця 2.1

Розміри емітера	A_E	$0,6 \times 20$ мкм
Ширина розділу емітер-база	a_{EB}	0,15 мкм
Підсилення за струмом	β	90
Напруга пробою переходу Е-Б	U_{EBbr}	2 В ($I = 1$ мкА)
Напруга пробою переходу К-Б	U_{KBbr}	10 В ($I = 1$ мкА)
Напруга пробою переходу К-Е	U_{KEbr}	2,9 В ($I = 1$ мкА)
Ємність переходу Е-Б	C_{EB}	81,6 фФ (при нульовому зміщенні)
Ємність переходу К-Б	C_{KB}	44,0 фФ (при нульовому зміщенні)
Ємність переходу колектор-основа p	C_{KO}	91,0 фФ (при нульовому зміщенні)
Гранична частота передачі струму	f_T	36 ГГц ($V_{BK} = 0$, $I_K = 10,5$ мА)
Максимальна частота генерації	f_{\max}	38 ГГц ($V_{BK} = 0$, $I_K = 10,5$ мА)
Повний опір бази	r_B	23 Ом ($V_{BK} = 0$, $I_K = 10,5$ мА)

На основі транзисторів з параметрами, що наведені в таблиці 2.1 (промислові транзистори фірми Сіменс В6НФ $f_T = 25$ ГГц), створено основні компоненти комунікаційних систем зі швидкостями передачі інформації 10 Гб/с при максимальних досяжних швидкостях 30 Гб/с. Лабораторні зразки транзисторів мають граничні частоти $f_T = 50$ ГГц. З використанням цих транзисторів створені мультиплексори зі швидкостями 50 Гб/с, вхідні підсилювачі з часом запізнювання 12 пс тощо.

2.2.5 Біполярні транзистори на основі гетеропереходів

Біполярні транзистори (БТ), що широко застосовуються, побудовані на єдиному напівпровідниковому матеріалі, частіше за все кремнії. БТ на основі кремнію є значно більш інерційними транзисторами, ніж польові транзистори на основі GaAs, InP (GaAs FET, InP PHEMT). Максимально досяжні частоти ефективних БТ лежать в області Ка-діапазону (28...40 ГГц).

Біполярні транзистори на основі гетеропереходів (ГБТ, в англійській літературі HBT) засновані на застосуванні різних напівпровідникових матеріалів в емітері, базі і колекторі. Принциповою особливістю ГБТ є застосування в емітері матеріалу з більш широкою забороненою зоною, ніж у базі. Сенс такого рішення зрозумілий з розгляду енергетичної діаграми переходу емітер-база (див. рис. 2.9). Наведена енергетична діаграма допускає відсутність зарядів на межі поділу між напівпровідниками. Це означає, що постійні решітки матеріалів 1, 2 мало відрізняються один від одного. Ця умова має дотримуватися в широкому інтервалі температур, що означає приблизну рівність коефіцієнтів розширення розглянутих матеріалів.

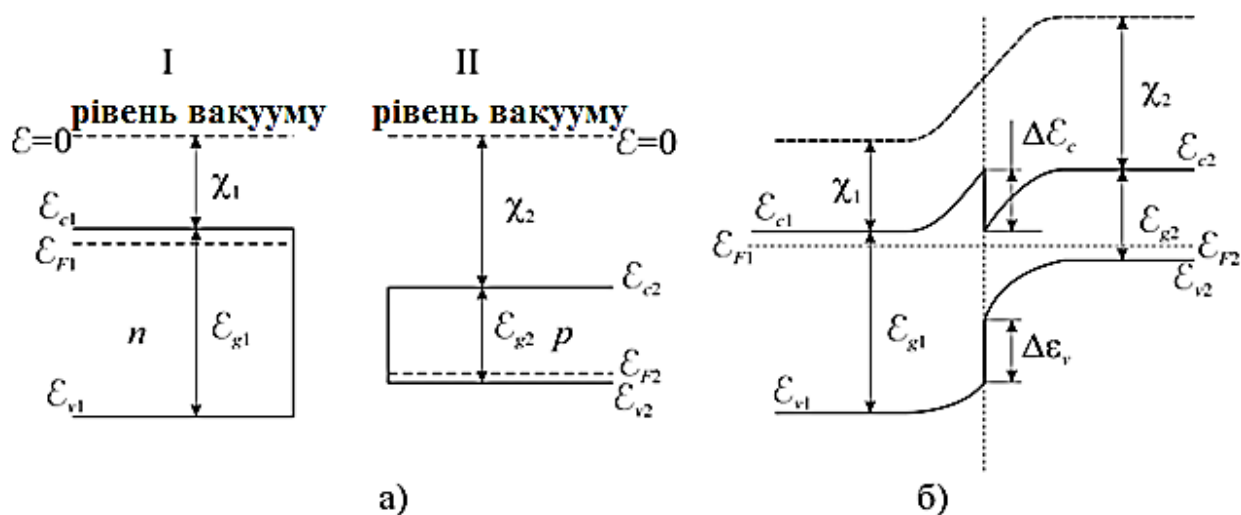


Рисунок 2.9 – Енергетична діаграма гетеропереходу емітер-база в гетеро-біполярному транзисторі

На рис. 2.9, а подані початкові структури матеріалів емітера I і бази II. На цьому рисунку застосовано емітер *n*-типу, а база *p*-типу. Таке легування найдоцільніше для роботи в діапазоні НВЧ, оскільки ефективність транзистора залежить від рухливості неосновних носіїв в області бази, а електрони, що дифундують до бази з емітера, характеризуються більшою рухливістю і відповідно більшим, ніж дірки, коефіцієнтом дифузії. Коли напівпровідники I і II контактують (див. рис. 2.9, б), основні рухливі носії в напівпровідниках 1 і 2 (електрони – *n* і дірки – *p* відповідно) дифундують: з 1 в 2 – електрони і з 2 в 1 – дірки. Цей процес триває доти, поки не зрівняються рівні Фермі \mathcal{E}_{F1} та \mathcal{E}_{F2} і не настане рівноважний стан. На рис. 2.9 прийняті такі позначення: пунктирна лінія $\mathcal{E}=0$ – нульовий рівень, що відповідає вакууму; $\mathcal{E}_{c1,2}$ – нижні рівні зон провідності; $\mathcal{E}_{v1,2}$ – верхні рівні валентних зон; $\mathcal{E}_{g1,2}$ – ширина забороненої зони; $\chi_{1,2}$ – енергія електронної спорідненості, необхідна для переведення електрона з дна рівня провідності на рівень вакууму; $\mathcal{E}_{F1,2}$ – рівні Фермі в напівпровідниках 1,2. Параметри енергетичної діаграми (рис. 2.9, б) визначаються співвідношеннями:

$$\Delta\mathcal{E} = \chi_2 - \chi_1, \quad (2.19, \text{а})$$

$$\Delta\mathcal{E}_v = (\mathcal{E}_{g1} - \mathcal{E}_{g2}) - (\chi_2 - \chi_1). \quad (2.19, \text{б})$$

Принциповою особливістю ГБТ є те, що широкозонний емітер створює додатковий бар'єр для зворотної інжекції з бази в емітер $\Delta\mathcal{E} = \Delta\mathcal{E}_c - \Delta\mathcal{E}_v = \mathcal{E}_{g1} - \mathcal{E}_{g2}$.

Введення в структуру транзистора гетеропереходу емітер-база з широкозонним напівпровідником в області емітера дозволяє на порядок збільшити максимальну робочу частоту ГБТ порівняно зі звичайним біполярним транзистором, що пояснюється так.

У звичайних біполярних транзисторах високі енергетичні параметри досягаються такими шляхами.

– Застосуванням профілю легування напівпровідникових шарів емітера, бази і колектора $N_{dE} \gg N_{aB} \gg N_{dK}$. Типові концентрації домішок у кремнієвих БТ дорівнюють $N_{dE} = 10^{20} \text{ см}^{-3}$, $N_{aB} = 10^{18} \text{ см}^{-3}$, $N_{dK} = 10^{16} \text{ см}^{-3}$.

– Вибором напівпровідникового матеріалу транзистора, при якому виконується умова $W_B \ll L_n$.

– Зменшенням товщини бази W_B , що обмежено у зв'язку зі збільшенням омичного опору бази, величина якого вже досить велика через малу концентрацію N_{aB} .

Прийняті рішення в БТ призводять до значного зменшення швидкодії й обмеження максимальних робочих частот діапазоном Ка. Це пов'язано зі значним збільшенням ємності й опору в колі Е–Б через малі концентрації домішок у базі і велику концентрацію домішок в емітері.

Введення в НВТ широкозонного напівпровідника в емітер усуває зворотню інжектований струм з бази в емітер завдяки виникненню додаткового енергетичного бар'єра $\Delta\varepsilon = \varepsilon_{g1} - \varepsilon_{g2}$. Профіль легування у зв'язку з цим може бути оптимізований з міркувань швидкодії транзистора, без урахування жорстких вимог до зменшення зворотної інжекції. Ця особливість застосування широкозонного матеріалу в емітері була висловлена ще Шоклі в його патенті 1948 р. Енергетичні зазори заборонених зон ε_{g1} , ε_{g2} у гетеропереході Е–Б вибираються при цьому незалежно від ступеня легування областей емітера і бази. Це дозволяє створювати ГБТ з високою концентрацією домішок у базі і зменшеною концентрацією в емітері. Для зменшення ємності в колі колектора концентрація домішок у ньому також знижується. Тому порівняно зі стандартним біполярним транзистором ГБТ має зменшений опір бази, зменшену величину ємності збіднених областей емітера і колектора, що, у кінцевому підсумку призводить до значного збільшення граничної частоти f_T .

Хоча переваги в застосуванні широкозонних напівпровідників для емітера відомі з 1948 року, принципи побудови сучасних ГБТ запропоновані в 1957 р. Суттєві досягнення і реалізація передбачених характеристик НВТ належать до 70-х років ХХ ст. на основі застосування напівпровідників типу AlGaAs/GaAs. Однак основні результати у створенні сучасних ГБТ виявилися можливими тільки на основі молекулярно-променевої епітаксії. До початку 90-х років були досягнуті максимальні частоти підсилення струму в ГБТ транзисторах $f_T = 200$ ГГц. На сьогодні величини f_T досягають 300 ГГц.

За останні 10-15 років проводяться інтенсивні роботи зі створення ГБТ на основі Si/SiGe і GaInP/GaAs.

У кремнієвих ГБТ SiGe застосовується як матеріал бази транзистора; оскільки SiGe має більш вузьку заборонену зону, то виявляється можливим застосувати Si, як матеріал емітера з широкою зоною. Безсумнівною перевагою Si/SiGe ГБТ є те, що вони перевершують звичайні Si ГБТ за швидкістю, можливістю роботи в міліметровому діапазоні, і виробництво їх базується на відомій кремнієвій технології; у зв'язку з цим передбачається їх більш низька

вартість, ніж інших НВЧ-транзисторів, що виконані на основі матеріалів InP, GaAs. Прилади цього класу активно розробляються сьогодні.

ГБТ на основі GaInP/GaAs відповідно до відомих теоретичних та експериментальних робіт характеризуються нижчим рівнем шуму, ніж польові транзистори GaAs та InP НЕМТ і забезпечують кращу лінійність характеристики $P_{out}(P_{in})$. Транзистори цього класу широко досліджуються провідними фірмами з метою оптимізації їх структур і збільшення їх надійності. За енергетичними характеристиками ці ГБТ поступаються польовим транзисторам НЕМТ у міліметровому діапазоні хвиль, але завдяки високій лінійності і малим шумам InP ГБТ у багатьох розробках приладів міліметрового діапазону вже на сьогодні замінюють GaAs і InP НЕМТ.

Найбільш широко поширені і застосовуються сьогодні AlGaAs/GaAs ГБТ. AlGaAs є широкозонним матеріалом емітера. Промисловий випуск цих транзисторів у 1999 році становив 20 млн. на рік.

Розробка, промисловий випуск біполярних транзисторів з гетеропереходами призвели до суттєвого покращення енергетичних, діапазонних і спектральних характеристик підсилювачів потужності і приймально-передавальних пристроїв НВЧ.

Виробництво гетеро-біполярних транзисторів не вимагає реалізації субмікронних розмірів, застосування низки складних технологічних процесів, таких, як електронна літографія. ГБТ, особливо на основі Si/SiGe, InGaAs/GaAs, розробляються порівняно недавно (останні 10 років). Однак уже на цьому етапі ГБТ помітно дешевше, ніж польові транзистори при ідентичних діапазонних і енергетичних характеристиках. Це безперечна перевага ГБТ у багатьох застосуваннях.

2.2.6 Контрольні запитання та завдання

1. Які технологічні і конструктивні фактори впливають на робочий частотний діапазон транзисторів?
2. Де і як використовуються НВЧ-транзистори?
3. За рахунок чого вдалось розширити частотний діапазон НВЧ-транзисторів і поліпшити їх енергетичні характеристики?
4. Які напівпровідникові матеріали використовують під час виготовлення НВЧ-транзисторів і чому?
5. Опишіть принцип дії звичайного біполярного транзистора (БТ або ВТ).
6. Які типи транзисторів називають гомоструктурними біполярними транзисторами, а які гетеро-біполярними транзисторами (ГБТ або НВТ)? У чому полягає різниця?
7. Яку структуру має звичайний (гомоструктурний) біполярний транзистор? Які компоненти струмів мають місце у такому транзисторі?
8. Які схеми включення БТ відомі? У чому полягає різниця під час роботи цих схем?
9. За рахунок чого можна збільшити робочу частоту БТ?

10. Наведіть та опишіть еквівалентні схеми БТ при різних схемах включення?

11. Що таке максимальна (межова) частота БТ? Від чого вони залежать? Чим відрізняються максимальна і межова частоти?

12. У чому полягають основні проблеми побудови НВЧ БТ і як вони вирішуються?

13. Які технологічні процеси застосовують під час створення НВЧ БТ? Які структури вони мають?

14. Що дає введення гетеропереходів до структури БТ? Які характеристики мають ГБТ НВЧ?

2.3 Польові транзистори

Польові транзистори виборюють провідне місце як джерела електромагнітних коливань в автогенераторах, широкодіапазонних і малошумних підсилювачах сантиметрового і міліметрового діапазонів хвиль. Вихідні потужності польових транзисторів на частотах менше 30 ГГц суттєво вище, ніж у ЛПД, а в діапазоні 30...100 ГГц досягнуті середні потужності ПТ і ЛПД практично однакові. Методи підсумовування потужностей транзисторів дозволяють значно збільшити досяжні рівні потужності.

Побудова ефективних транзисторів НВЧ виявилася можливою завдяки розвитку нових технологічних процесів і відповідного технологічного устаткування – створенню і впровадженню високоточних технологічних процесів, таких, як рентгенівська, електронно-променева й іонно-променева літографія, молекулярно-променева епітаксія (МВЕ), епітаксія на основі осадження з парогазової фази з метало-органічним каталізатором (ОМСVD – organic-metallic chemical vapor deposition), плазмохімічні й іонні методи травлення тощо.

2.3.1 Гомоструктурні польові транзистори

Відомі гомоструктурні польові транзистори (ПТ, FET – Field Effect Transistors), що широко застосовуються в апаратурі різного функціонального призначення, можна розділити на такі основні групи. Розрізняються насамперед принципами побудови керуючого електрода і струмопровідного каналу в об'ємі напівпровідника:

– Транзистори типу МДН (MISFET – Metal–Insulator–Semiconductor FET), МОН (MOS FET–Metal–Oxide–Silicon FET) з вбудованим каналом – затвор у вигляді структури метал-діелектрик-напівпровідник; напівпровідник під усіма електродами має один і той же тип провідності; у транзисторах з n -каналом під витоком і стоком провідність n^+ під затвором n -типу; n -канал формується на підкладці p -типу (рис. 2.10, а). Переважно застосовується Si.

– Транзистори типу МДН з індукованим каналом – затвор у вигляді структури метал–діелектрик–напівпровідник; тип провідності напівпровідника

під витоком і стоком n , під затвором p -типу; струмопровідний канал формується на підкладці p -типу (рис. 2.10, б).

– Транзистори типу МЕН ПТ (MES FET – MEtal–Semiconductor FET) – електроди витоку, стоку і затвора на основі контактів метал-напівпровідник (переходи Шоттки); тип провідності під електродами один і той же; напівпровідник струмопровідного каналу формується на напівізолюючій підкладці (рис. 2.10, в). У більшості наявних приладів застосовується GaAs n -типу.

– Транзистори типу П ПТ (J FET – Junction FET) – затвор у вигляді переходу p^+n , на поверхні p^+ якого формується металевий контакт. Струмопровідний канал n -типу; під електродами витік і стік напівпровідник з провідністю n^+ (рис. 2.10, г).

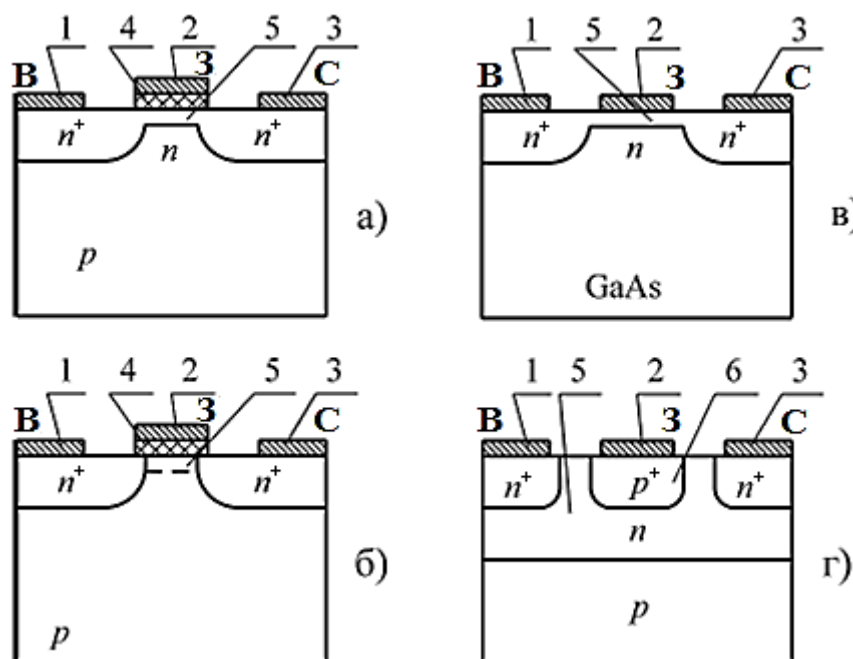


Рисунок 2.10 – Схеми побудови гомоструктурних польових транзисторів

Розглянемо особливості побудови й основні характеристики наведених груп транзисторів.

1. МДН ПТ, МОН ПТ (метал-окисел-напівпровідник) (див. рис. 2.10, а) вперше створені в 1960 році з діапазоном робочих частот долі-одиниці ГГц. У процесі розвитку технології виробництва МДН ПТ їх розміри зменшувалися до долей мікрона, а граничні частоти збільшувались до десятків ГГц. N -канальні транзистори (ММДН ПТ) менш інерційні, ніж P -канальні (РМДН ПТ) через більшу швидкість електронів. У зв'язку з цим ММДН ПТ знаходять найбільше застосування. РМДН ПТ знаходять застосування під час створення компланарних транзисторів (CMOS), що є з'єднанням N і P -канальних транзисторів, розташованих на одному чипі. Такі транзистори характеризуються дуже малим струмом споживання (сумарний струм

проходить тільки зі зміною напруги на електродах) і у зв'язку з цим знаходять застосування у великих інтегральних схемах, наприклад, зі створенням мініатюрних приймально-передавальних пристроїв на одному чипі.

Особливості побудови та принципи дії МДН ПТ є багато в чому спільними для транзисторів усіх зазначених вище груп, і у зв'язку з цим вони розглядаються більш детально.

Структура n -канального МДН ПТ подана на рис. 2.11. Транзистор створюється на слаболегованій кремнієвій підкладці p -типу 1 з концентрацією акцепторів 10^{15} см^{-3} . Біля поверхні підкладки іонним імплантуванням або дифузією створюються сильнолеговані n^+ -області витоку 3 і стоку 4 з концентрацією $N_d \geq 10^{19} \text{ см}^{-3}$. На поверхні напівпровідника створений тонкий шар двоокису кремнію 5 товщиною $d_d = 0,05 \dots 0,1 \text{ мкм}$. Контакти з електродами транзистора витоком, стоком і затвором виконані нанесенням металевих плівок 6, 7, 8 відповідно. У поверхневому шарі 9 товщиною близько $0,1 \text{ мкм}$ методом іонного легування вводять домішки, тип і концентрація яких визначають значення і знак порогової напруги $U_{\text{пор}}$.

Принципи дії МДН ПТ засновані на фізичних закономірностях, що характеризують роботу переходу метал-діелектрик-напівпровідник. Залежно від величини і напрямку прикладеної напруги затвора, а отже, і електричного поля в приповерхневому шарі напівпровідника можливі три режими: збіднення, інверсії і збагачення.

Режиму збіднення відповідає збільшення концентрації неосновних носіїв (електронів) у приповерхневому шарі з концентрацією $n_p < N_a$, де N_a – концентрація акцепторів. Для структури рис. 2.11 цей режим має місце при позитивній напрузі на затворі, меншому порогового значення $U_{\text{пор}}$, що визначається з умови $n_p = N_a$.

Режиму інверсії відповідає такий стан приповерхневого шару, при якому концентрація неосновних носіїв перевищує концентрацію акцепторів у цьому шарі, тобто $n_n > N_a$. Тонкий провідний шар 1 n -типу з високою концентрацією електронів називається інверсним, тому що його тип провідності протилежний типу провідності підкладки (див. рис. 2.12, а). Розподіл концентрацій електронів і дірок у напівпровіднику у інверсному режимі подані на рис. 2.12, б. Щільність об'ємного заряду в інверсному шарі $\lambda(x) = -q[n(x) + N_a]$, де $n(x) = n_{p0} \exp(-\phi(x)/\phi_T)$ – розподіл щільності неосновних носіїв, n_{p0} – рівноважне значення концентрації неосновних носіїв у напівпровіднику з концентрацією акцепторних домішок N_a , $\phi_T = kT/q$. У результаті рішення рівняння Пуассона для інверсної області напівпровідника можна показати, що напруженість електричного поля в цьому шарі різко зменшується з віддаленням від поверхні.

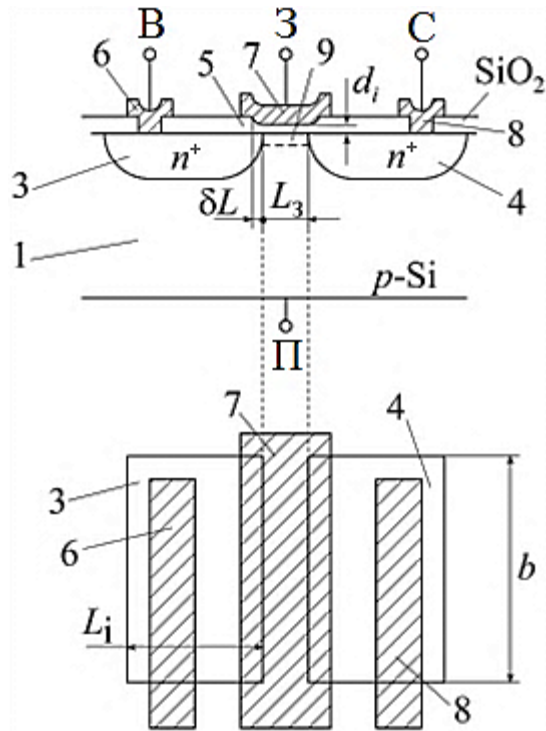


Рисунок 2.11 – Структура N-канального МДН ПТ

Поблизу поверхні при різниці потенціалів на поверхні і на відстані x від неї $\varphi_{нов} - \varphi(x) \ll \varphi_T$ $\varphi(x) = \varphi_{нов} \exp(-x/L_d)$, де відстань

$$L_d = [\epsilon_0 \epsilon_n \varphi_T / (qN_a)]^{1/2}, \quad (2.20)$$

– дебаївська довжина екранування.

Зі збільшенням напруженості зовнішнього електричного поля зростає напруженість в інверсному шарі 1, а за його межами, тобто в збідненому шарі 2, напруженість поля майже не змінюється (стабілізується). У цьому проявляється екрануюча дія інверсного шару (див. рис. 2.12, в). Інверсійний режим ілюструється енергетичною діаграмою приповерхневого шару напівпровідника – рис. 2.12, г. Біля поверхні напівпровідника рівень Фермі E_F розташований вище середини забороненої зони, що відповідає умові інверсійного режиму.

Режим збагачення виникає зі зміною полярності напруги на затворі, оскільки дірки притягуються до затвора і в результаті утворюється збагачений шар з концентрацією заряду більшої N_a .

Якщо шар 9 (рис. 2.11) легований акцепторами, то порогова напруга позитивна і в інтервалі напруг на затворі відносно витоків $U_3 < U_{пор}$ провідний канал у транзисторі відсутній. Канал виникає (індукується) при $U_\epsilon < U_{пор}$. Такі прилади називаються транзисторами з індукованим каналом.

Якщо шар 9 легований донорами, то порогова напруга негативна і канал утворюється в області негативних напруг на затворі. Такі прилади називаються

транзисторами з вбудованим каналом. Принцип роботи МДН ПТ розглянемо на прикладі приладу з індукованим n -каналом (рис. 2.11).

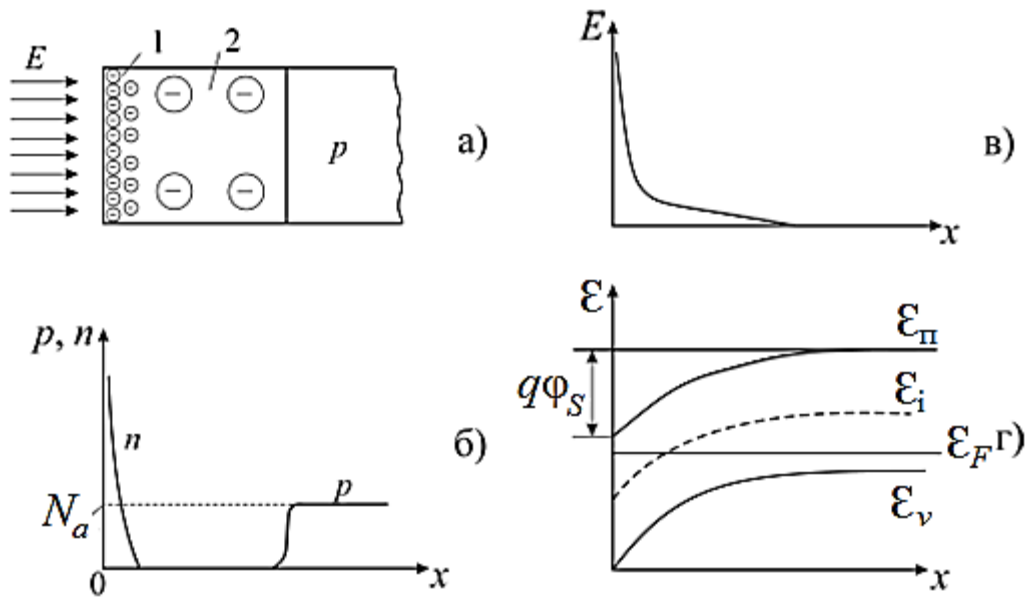


Рисунок 2.12 – Дії зовнішнього електричного поля на провідник

Позитивна напруга затвора, що прикладена між затвором і витокком, індукує негативний заряд у приповерхневому шарі. У результаті цього енергетичні зони вигинаються так, як показано на рис. 2.12, г, і при цьому зменшується концентрація дірок, і збільшується концентрація електронів в приповерхневому шарі. При досить великому потенціалі на затворі $U_3 > U_{пор}$, як видно з енергетичної діаграми рис. 2.12, г, виникає інверсія p -типу в n -тип. У цьому випадку на p - n -переходах витокку і стоку зникають бар'єри і між цими переходами відкривається провідний канал n -типу для струму витік-стік (рис. 2.13, а).

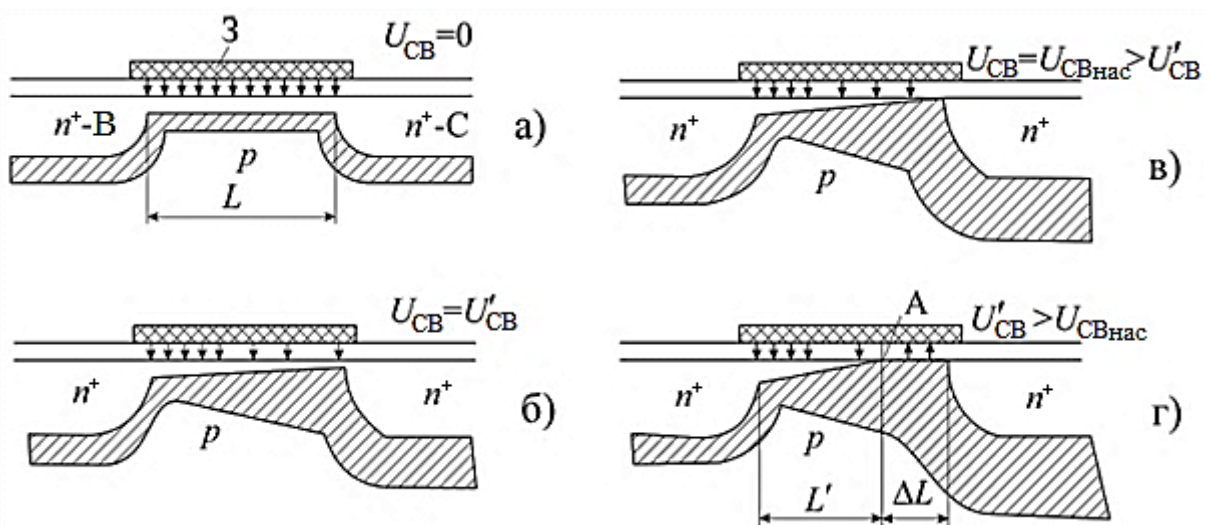


Рисунок 2.13 – Области провідного каналу і з'єднання в МДН ПТ

Зі збільшенням позитивної напруги між стоком і витоків струм зростає (див. вихідні характеристики транзистора – $I_C(U_{CB})$ при фіксованих напругах на затворі $U_{ЗВ}$ – рис. 2.14). Однак при цьому одночасно зростає ширина області просторового заряду (області збідніння) в переході $n^+ - p$ – під стоком і ширина провідного каналу зменшується (рис. 2.13, б). У зв'язку з цим крутизна наростання струму зі збільшенням напруги стік-витік $\Delta I_C / \Delta U_{CB} |_{U_{ЗВ} = \text{const}}$ зменшується (див. область напруг $0 < U_{CB} < U_{\text{нас}}$ на рис. 2.14). При певній напрузі, що дорівнює напрузі насичення $U_{CB} = U_{\text{нас}}$ провідний канал відсікається від стоку і його ширина в точці відсікання дорівнює нулю (рис. 2.13, в). Подальше збільшення U_{CB} призводить до скорочення довжини провідного каналу (рис. 2.13, г) і до насичення залежності $I_C(U_{CB})$ при фіксованій напрузі $U_{ЗВ}$ на затворі (рис. 2.14). При зменшенні напруги на затворі струм насичення $I_{\text{нас}}$ і напруга $U_{\text{нас}}$ зменшуються. Залежність $I_{\text{нас}}(U_{\text{нас}})$ подана пунктирною кривою на рис. 2.14. Значення $U_{ЗВ}$, що наведені в дужках, відповідають транзистору з вбудованим каналом.

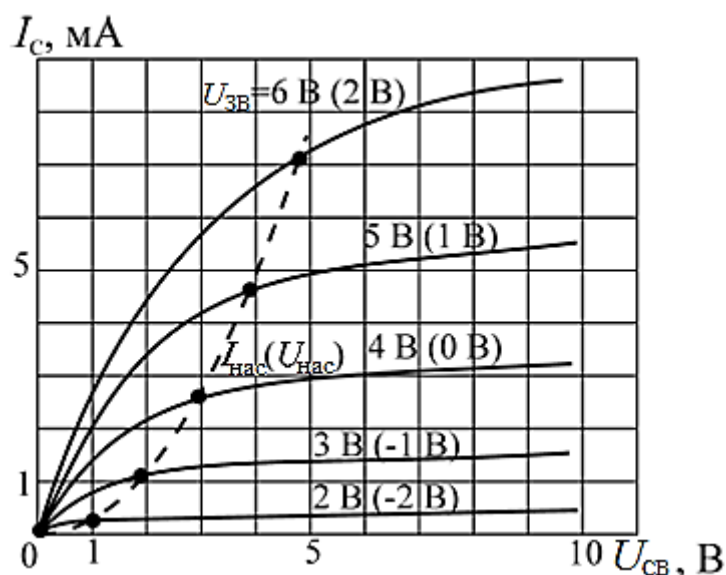


Рисунок 2.14 – Вихідні характеристики МДН ПТ

Слід зазначити, що уявлення про відсікання провідного каналу від стоку є ідеалізацією, яка не враховує, що швидкість електронів на ділянці ΔL стає рівною швидкості насичення v_s і при цьому щільність струму $J \approx qN_k v_s$. Товщина каналу на ділянці перекриття $d_k \approx I_C / (qN_k v_s b)$. Наприклад, при $v_s = 10^7$ см/с ширина затвора $b = 50$ мкм, $N_k = 10^{17}$ см⁻³, $d_k \approx 0,05$ мкм.

Для ідеалізованого транзистора, без урахування заряду на діелектрику і різниці робіт виходу електронів з напівпровідника і металу, при напрузі між підкладкою і витоків $U = 0$ величина $I_{\text{нас}}$ при $U_{CB} = U_{\text{нас}}$ визначається співвідношенням:

$$I_{нас} = \frac{sb}{L_3} \mu_n C_i (U_{3B} - U_{пор})^2, \quad (2.21, а)$$

де b – ширина затвора;

L_3 – довжина затвора;

μ_n – рухливість електронів;

$C_i = \epsilon_i/d_i$ – питома ємність діелектричної плівки;

s – коефіцієнт, що залежить від рівня легування; при малих рівнях легування $s = 0,5$.

Для спрощення розрахунку ВАХ застосовуються такі апроксимації:

$$I_C = K [(U_{3B} - U_{пор}) U_{CB} - U_{CB}^2/2] \quad \text{– при } U_{CB} < U_{нас}, \quad (2.21, б)$$

$$I_C = (K/2) [(U_{3B} - U_{пор})^2] \quad \text{– при } U_{CB} \geq U_{нас}, \quad (2.21, в)$$

де

$$K = b \mu_n \epsilon_0 \epsilon_i / L_3 d_i. \quad (2.21, г)$$

Розглянемо основні параметри, що характеризують роботу транзистора.

Крутизна стокозатворної (передавальної) характеристики $I_C(U_{3B})$. Диференціюючи (2.21, б, в), визначимо крутизну транзистора в точці насичення $U_{CB} = U_{нас}$:

$$S = \frac{dI_{нас}}{dU_{3B}} = \frac{sb}{L_3} \mu_n C_i (U_{3B} - U_{пор}). \quad (2.22)$$

Типові передавальні характеристики $I_C(U_{3B})$ при фіксованих напругах $U_{си}$ наведені на рис. 2.15, а,б для МДН ПТ з індукованим і вбудованим каналами (рис.2.15, а, б відповідно). Квадратичний характер $I_C(U_{зи})$ відповідає області напруг $U_{CB} \geq U_{нас}$, при $U_{CB} < U_{нас}$, характеристики $I_C(U_{3B})$ близькі до лінійних.

З (2.22) випливає, що для збільшення крутизни необхідно зменшити товщину d_i діелектричної плівки і довжину каналу L_k , збільшити ширину каналу b і рухливість електронів μ_0 . Оскільки рухливість електронів більше рухливості дірок, то крутизна n -канальних транзисторів більше, ніж p -канальних при інших однакових параметрах.

Під час розрахунку за співвідношеннями (2.21), (2.22) слід мати на увазі, що рухливість електронів у приповерхневому каналі менше об'ємної рухливості напівпровідника з тією ж концентрацією домішок (через вплив додаткових поверхневих центрів розсіювання). Для електронів у кремнії вона становить не більше $500 \dots 700 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$, а для дірок $200 \dots 300 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$, що у 2 рази менше, ніж подалі від поверхні.

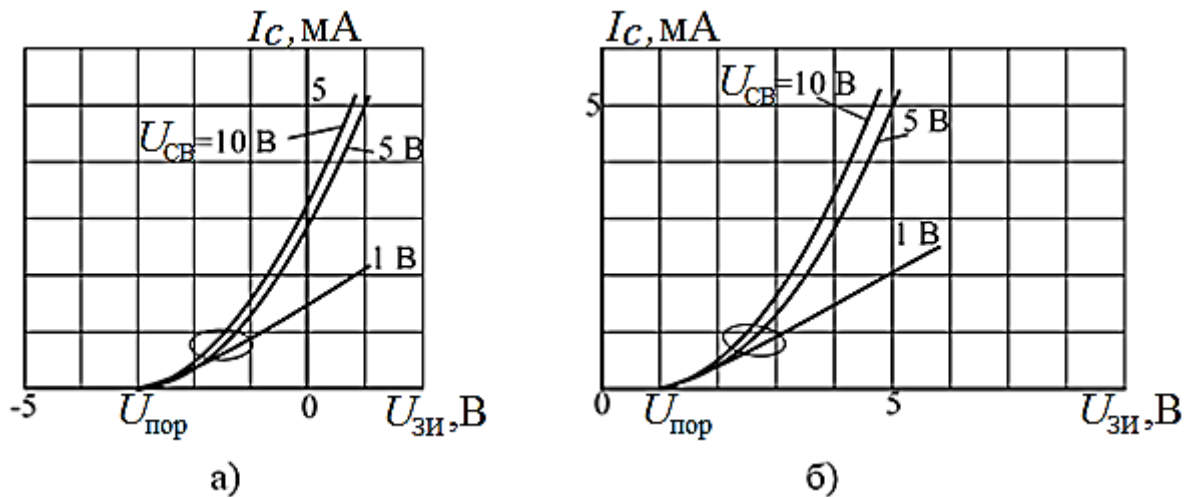


Рисунок 2.15 – Передавальні характеристики МДН ПТ $I_C(U_{ЗВ})$

Внутрішній опір $R_i = dU_{СВ}/dI_C$ при постійних напругах на затворі $U_{ЗВ}$ і на підкладці U визначається вихідними характеристиками транзистора (рис. 2.14). Величина R_i приймає найменше значення при напрузі $U_{СВ} = 0$: $R_{i\min} = 1/S$, де S – крутизна в пологій області вихідної характеристики. У разі використання транзистора в цифрових схемах потрібно забезпечити, можливо, менше R_i , що досягається наведеними вище способами збільшення крутизни.

Найбільше значення R_i приймає в пологій області вихідної характеристики, і ця величина визначається ефектом модуляції довжини провідного каналу L зі зміною напруги $U_{СВ}$: $R_{i\max} = (L_{3C}/I_C)(dL_{3C}/dU_{СВ})$. Під час роботи транзистора в лінійних підсилювальних схемах величину R_i слід збільшувати. Це досягається збільшенням довжини каналу і концентрації домішок N_p у підкладці, оскільки $dL_{3C}/dU_{СВ} \sim (1/N_p)^{1/2}$. Величина R_i зростає також зі збільшенням напруги на стоку $U_{СВ}$ і зменшенням струму стоку I_C .

Коефіцієнт підсилення за напругою при постійному струмі стоку $I_C = \text{const}$. $K_y = dU_{СВ}/dU_{ЗВ} = SR_i$. Методи збільшення підсилення ПТ – це методи збільшення крутизни і внутрішнього опору.

Напруга пробою стокового переходу $U_{СВ}$ обмежує максимальну допустиму напругу на стоку, а отже, і максимальний досяжний рівень потужності. Лавинний пробій відбувається на краях стокового переходу біля поверхні. Напруженість електричного поля в цій області максимальна при мінімальній напрузі на затворі, тобто в закритому транзисторі. Зі збільшенням напруги на затворі напруга пробою $U_{СВ\text{проб}}$ зменшується. На вихідних ВАХ МДН ПТ зростання струму при великих напругах $U_{СВ}$ пов'язано з розвитком лавинного пробою в області стоку.

Напруга пробою підзатворного діелектрика $U_{зпроб}$ обмежує максимальну напругу на затворі. Напруга пробою визначається матеріалом і товщиною діелектрика. Для двооксиду кремнію критична величина напруженості електричного поля, що призводить до пробою, дорівнює 10^7 В/см, що при

товщині $d_c = 0,05$ мкм відповідає напрузі пробою $U_{зпроб} = 50$ В. Пробій діелектрика незворотний, тобто під час його пробою транзистор руйнується.

Частотні характеристики МДН ПТ визначаються значною мірою ємностями, що властиві їх фізичній структурі. На рис. 2.16 наведена малосигнальна спрощена схема транзистора. Конденсатори в цій схемі характеризують такі ємності структури: $C_{зв}$ – ємність затвор-витік; $C_{зс}$ – ємність затвор-стік; $C_{сп}$ – ємність стік-підкладка, тобто бар'єрна ємність стокового переходу; для схеми включення із загальним витком $C_{зв} = C_{зк} + C^*$, де $C_{зк}$ – ємність затвор-канал, C^* – ємність перекриття каналу і сильнолегованих областей n^+ -витоку і стоку, $C_{зс} = C^*$; резистор R_i , характеризує внутрішній опір транзистора.

Кінцівка часу прольоту від виток до стоку $\tau_{np} = \frac{1}{2} \int_0^L \frac{dx}{\mu E}$ призводить до комплексного характеру крутизни:

$$\bar{S} = S/[1 + j(f/f_s)], \quad (2.23)$$

де $f_s = 1/(2\pi \tau_{np})$ – гранична частота крутизни.

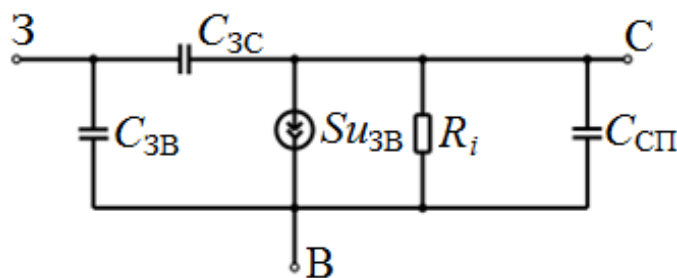


Рисунок 2.16 – Малосигнальна еквівалентна схема транзистора МДН

У підсилювальних схемах робоча точка зазвичай розташовується на пологій частині вихідної характеристики (рис. 2.14). У цьому режимі шлях, що проходять електрони, $L = L' + \Delta L$ (див. рис. 2.13, г), а час прольоту $\tau_{np} = \tau_{np,к} + \tau_{np,пер}$, де $\tau_{np,к}$ – час прольоту каналу, $\tau_{np,пер}$ – час прольоту області перекриття. Беручи до уваги, що середня напруженість електричного поля в каналі $E_k = (U_{зв} - U_{ноп})/L'$, а швидкість електронів в області перекриття дорівнює швидкості насичення v_s , отримаємо:

$$\tau_{np} = (L')^2 / [\mu_n (U_{зв} - U_{ноп})] + \Delta S / v_s. \quad (2.24)$$

Якщо $\Delta L \ll L'$, можна перетворити (2.24) до виду: $\tau_{np} = C_{зк} / S = C_{зк} R_{i0}$, де R_{i0} – опір каналу при нульовій напрузі на стоці. З наведених співвідношень

впливає, що гранична частота крутизни зростає зі зменшенням довжини каналу, збільшенням рухливості електронів і збільшенням напруги затвора.

Зменшення крутизни при $f > f_s$ призводить також до зменшення коефіцієнта підсилення транзистора. Гранична частота f_T , на якій коефіцієнт підсилення $K_y = 1$, визначається виразом:

$$f_T \approx f_s C_{3K} / C_{\text{вих}} = S / (2\pi C_{\text{вих}}). \quad (2.25)$$

У (2.25) $C_{\text{вих}} = C_{\text{СП}} + C_{\text{Н}}$, де $C_{\text{Н}}$ – ємність навантаження транзистора. Значний вплив вихідної ємності на граничну частоту МДН ПТ пов'язаний з низькою величиною крутизни, характерною для всіх польових транзисторів, на відміну від біполярних. Дійсно, при однакових вихідних струмах $S_{\text{БТ}}/S_{\text{ПТ}} = (U_{\text{ЗВ}} - U_{\text{нор}})/(2kT/q) \gg 1$. Отже, крутизна біполярного транзистора значно вище, що зменшує вплив вихідної ємності на граничну частоту.

Малосигнальний аналіз еквівалентної схеми транзистора визначає максимальну частоту генерації

$$f_{\text{max}} \approx f_T / 2(R_1 + f_T \tau_3)^{-1/2}. \quad (2.26)$$

Тут постійна часу $\tau_3 = 2\pi R_3 C_{3C}$, де R_3 – опір металізації затвора, R_1 – відношення вхідного до вихідного опору транзистора. Якщо знехтувати опором R_3 , а також додатковими "баластними" опорами між легованими областями стоку і витоку і відповідними контактами, то замість (2.26) можна записати:

$$f_{\text{max}} \approx f_T / 2(SR_i)^{1/2}. \quad (2.27)$$

Як впливає з (2.24) – (2.27) збільшення граничної і максимальної частоти генерації польового транзистора вимагає зменшення довжини каналу L (або зменшення ширини доріжки затвора) і зменшення ємності C_{3C} .

Зменшення довжини каналу пов'язано не тільки з подоланням технологічних труднощів, але також з низькою запитань принципового характеру. Зі зменшенням довжини каналу МДН ПТ виникає низка так званих короткоканальних ефектів, що погіршують основні характеристики транзистора.

Вихідні характеристики приймають характер насичення задовго до ефекту відсічення каналу, що зумовлено насиченням дрейфової швидкості електронів внаслідок розігріву в сильному електричному полі.

Зі зменшенням довжини каналу до величини, сумірної з розміром збіднених шарів p - n -переходів стоку і витоку, розподіл потенціалу в каналі залежить від напруги на стоці такою ж мірою, як і на затворі. При цьому порогова напруга починає залежати як від довжини каналу, так і від напруги на електродах транзистора. У результаті цього погіршується крутизна і швидкість наростання граничної частоти зі зменшенням довжини каналу.

На вихідних вольтамперних характеристиках зникають області насичення.

Важливим кроком у вдосконаленні МДН ПТ з метою поліпшення параметрів цих приладів стало створення так званих МДН ПТ ВЯ (МДН ПТ високої якості, які отримали назву в англomовній літературі NMOS FET – high performance MOS). Основною особливістю профілю легування цих транзисторів є збільшення концентрації домішок в області між витокom і стоком порівняно з концентрацією під витокom і стоком. Великий ступінь легування у поверхні дозволяє зменшити відстань між стоком і витокom і завдяки цьому збільшити швидкодію. Неоднорідне легування перешкоджає розширенню збідненої області n^+ - p -переходу стоку зі збільшенням напруги стік-витік. У такій структурі збіднена область стоку при збільшенні U_{CB} поширюється переважно вглиб слабологованої підкладки. При цьому зменшується ємність сток-підкладка $C_{СП}$. Конструкція областей контактів також зменшує цю ємність завдяки зменшенню площі переходів під витокom і стоком. Це досягається застосуванням методу внутрішнього формування n^+ -областей стоку і витокu з використанням сильнолегованих n^+ полікремнієвих елементів; металеві контакти всіх електродів віддаляються від активних областей транзистора.

Застосування сучасних технологічних методів, включаючи методи внутрішнього формування, дозволили створити кремнієві МДН ПТ з довжиною затвора $L < 0,1$ мкм з граничними частотами $f_T \geq 100$ ГГц.

2. МЕН ПТ, П ПТ (ПТ з затвором типу метал-напівпровідник-бар'єр Шотткі та ПТ з p - n -переходом як затвором) – див. рис. 2.10, в, г – були вперше описані в 1966 р. Перші транзистори цього типу на GaAs мали граничну частоту $f_T = 3$ ГГц. Але вже в 1970 році гранична частота збільшилася до 30 ГГц, а сьогодні прибори цього типу є ефективними джерелами в міліметровому діапазоні хвиль, аж до 100 ГГц і більше.

Принцип дії ПТ з затвором типу метал-напівпровідник і з p - n -переходом одні й ті самі. Розглянемо особливості роботи і досягнуті характеристики транзисторів з бар'єром Шотткі.

Спрощена схема побудови такого транзистора наведена на рис. 2.17; підкладка 1 є шаром GaAs з високим питомим опором (близько $10^7 \dots 10^8$ Ом·см), який фактично є діелектриком. Методом іонного легування створюються області 2 витокu і 2 стоку n^+ -типу, а також тонкий шар каналу 5 n -типу товщиною $d_0 = 0,1 \dots 0,2$ мкм. На поверхню наноситься металевий електрод затвора 4, який утворює випрямляючий контакт з шаром 8. Металеві електроди 6, 7 утворюють металеві контакти витокu 2 і стоку 3. Провідний канал формується між збідненим шаром 8 контакту затвор-канал і підкладкою 1. Його товщина дорівнює $d_0 - d_{зб}$, де $d_{зб}$ – товщина збідненого шару 8. Типові розміри елементів структури МЕН ПТ, що наведена на рис. 2.17 – товщина легованої області під затвором $d_0 = 0,1 \dots 0,2$ мкм, відстань витік-стік $L_{BC} = 3$ мкм, довжина затвора $L_3 = 0,1 \dots 2$ мкм. Прагнення збільшити робочі частоти ПТ призводить до необхідності мініатюризації структури і суттєвого зменшення розмірів її елементів порівняно з наведеними.

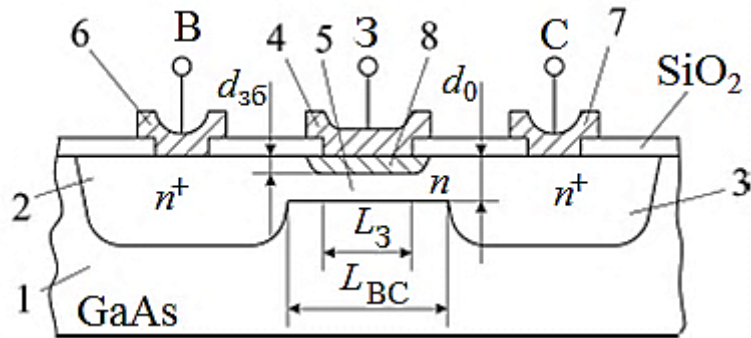


Рисунок 2.17 – Спрощена схема побудови МЕН ПТ (з затвором типу метал-напівпровідник-бар'єр Шотткі)

Схема побудови транзистора з керуючим $p-n$ -переходом наведена на рис. 2.18. На підкладці 1 p -типу створюється епітаксіальний шар 2 n -типу. Методом іонної імплантації (або дифузії) створюються області затвора 4 p -типу, витоку 3 і стоку 5 n -типу з відповідними металевими контактами. Струмopрoвідним каналом є шар n -типу 6, що знаходиться між областю затвора і підкладкою. Области 4 і 6 утворюють керуючий $p-n$ -перехід. При роботі транзистора він має бути включений у зворотному напрямку, що відповідає негативній напрузі $U_{зв}$. На стік відносно витоку подається позитивна напруга. Перехід- $p-n$ між епітаксіальним шаром 2 n -типу і підкладкою 1 також зміщений у зворотному напрямку. Підкладка, якщо вона не має окремого виведення, з'єднується з витоком. У конструкціях з окремим виводом підкладки можна змінювати в деяких межах характеристики транзистора зі зміною напруги між підкладкою і витоком.

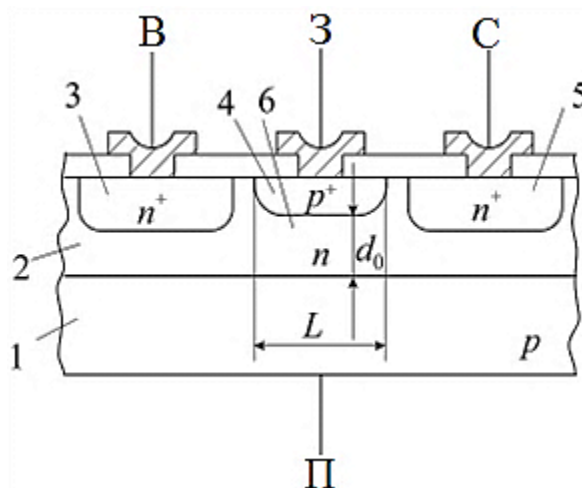


Рисунок 2.18 – Схема побудови транзистора з керуючим $p-n$ -переходом

Характеристики транзисторів з керуючим бар'єром Шотткі та з керуючим $p-n$ -переходом одні й ті самі.

Принцип дії МЕН ПТ полягає в тому, що зі зміною напруги на затворі $U_{ЗВ}$ змінюється товщина збідненого шару, тобто опір провідного каналу і струм I_C від витоку до стоку. Так само, як і в МДН ПТ, транзистор відкритий при $U_{ЗВ} > U_{пор}$; порогова напруга на затворі $U_{пор} = \phi_{03} - [qN_k d_0^2 / (2\epsilon_0 \epsilon_n)]$; ϕ_{03} – рівноважна висота потенціального бар'єра контакту метал-напівпровідник, N_k – концентрація домішок у каналі. При малій товщині d_0 порогова напруга може бути позитивною. Це означає, що за відсутності напруги на затворі збіднений шар 8 (див. рис. 2.17) поширюється до підкладки і транзистор закритий. З подачею позитивної напруги на затвор товщина збідненого шару зменшується і з'являється провідний канал. Транзистори з позитивною пороговою напругою подібні МДН ПТ з індукованим каналом, а з негативною пороговою напругою – МДН ПТ з вбудованим каналом.

Вигляд стокової характеристики такої самий, як і у МДН ПТ, – див. рис. 2.14. Одні і ті ж фізичні процеси, пов'язані зі зміною розмірів і конфігурації провідного каналу зі збільшенням напруги $U_{СВ}$ і фіксованих напруг на затворі $U_{ЗВ}$, визначають напруги насичення $U_{СВнас}$, при яких вихідна характеристика змінює свій характер – переходить в область насичення струму I_C . Вольтамперні характеристики МЕН ПТ розраховуються за тими ж співвідношенням (2.21), що і для МДН ПТ, слід тільки замість товщини d_i і діелектричної проникності ϵ_i діелектричного шару МДН застосувати відповідні параметри каналу МЕН d_0 і ϵ_k . При цьому крутизна $S = dI_C/dU_{ЗВ}$ визначається виразом (2.22). Через велику рухливість електронів в арсеніді галію крутизна в GaAs МЕН ПТ і П ПТ в 2–3 рази вище, ніж в Si МД ПТ. У транзисторах з коротким каналом крутизна слабо залежить від напруги на затворі, оскільки характеристика $I_C(U_{ЗВ})$ близька до лінійної. У цьому випадку крутизну оцінюють за формулою $S = \epsilon_0 \epsilon_k b v_s / d_0$. Крутизна практично не залежить від довжини каналу. Отже, крутизна і вихідна потужність ростуть зі збільшенням ширини каналу (затвора) b . Один із шляхів збільшення ширини затвора полягає у формуванні його у вигляді гребінки. При цьому ширина парціального затвора (довжина зубця-пальця) не має перевищувати певну величину через можливу мінливість напруги НВЧ уздовж нього, а також для зменшення фазових зрушень між різними парціальними затворами. Експериментально встановлено, що досягнення високих параметрів транзистора реалізується при довжині лінії передачі, утвореної струмопровідними доріжками витоку і затвора, що не перевищують $0,1\lambda$.

Є дві основні особливості характеристик $I_C(U_{ЗВ})$, що відрізняють роботу МЕН ПТ порівняно з МДН ПТ.

Зі збільшенням напруги $U_{ЗВ}$ на затворі струм затвора I_3 експоненціально зростає, і при $U_{ЗВ}$, що приблизно дорівнює 0,5...1,0 В, він наближається за величиною до струму стоку і стає неприпустимо великим. Тому транзистори з позитивною пороговою напругою мають дуже вузький інтервал робочих напруг на затворі.

У МЕН ПТ струм витоку затвора визначається зворотним струмом контакту напівпровідник-метал. Цей струм експоненціально зростає з температурою і в зв'язку з цим вхідний опір транзистора суттєво зменшується зі збільшенням температури. Так, за температури 125 С° вхідний опір МЕН досягає 10^5 Ом, що на кілька порядків менше, ніж у МДН.

Частотні характеристики МЕН ПТ визначаються на основі його малосигнальної еквівалентної схеми (рис. 2.19).

У зв'язку з суттєвим зменшенням ємностей затвор-витік $C_{ЗВ}$, затвор-стік $C_{ЗС}$, ємності стік-підкладка $C_{СП}$, а також значним збільшенням рухливості електронів в GaAs МЕН ПТ гранична частота крутизни f_s і гранична частота транзистора f_T значно зростають порівняно з кремнієвими МДН ПЯ. Визначаючи граничну частоту МЕН ПТ як частоту, на якій підсилення транзистора при короткозамкненому вході дорівнює одиниці (так само, як і для МДН ПТ), можна записати: $f_T = S/2\pi C_{ЗВ}$. Отже, найбільш важливими параметрами, що визначають високочастотні властивості транзистора, є S і $C_{ЗВ}$. Стандартна процедура вимірювання f_T полягає у визначенні частотної залежності параметра матриці розсіювання h_{21} на основі вимірювання S -параметрів і екстраполяції цієї залежності до $h_{21} = 1$. У реальних випадках ця техніка вимірювання f_T має труднощі у зв'язку з тим, що вимірювана залежність $h_{21}(f)$ має більш складний вигляд, ніж визначений за спрощеною моделлю.

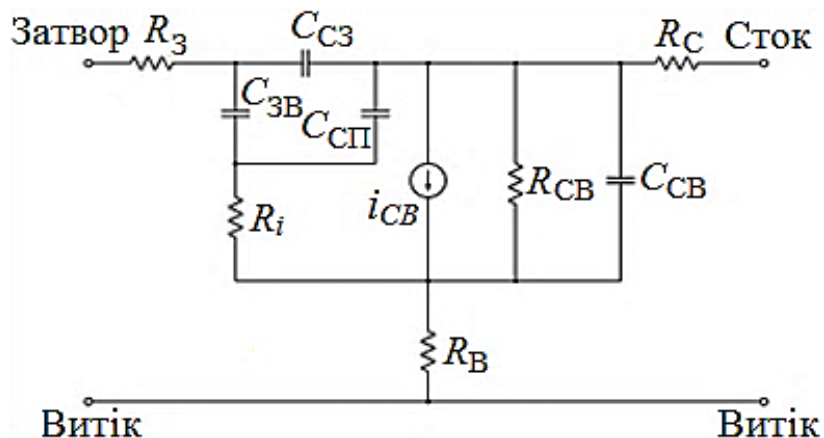


Рисунок 2.19 – Еквівалентна малосигнальна схема МЕН ПТ

У результаті розвитку технології створення МЕН ПТ з довжиною каналу $L_3 = 0,1$ мкм були досягнуті граничні частоти $f_T \geq 100$ ГГц. Важливим технічним рішенням стало застосування самоузгодженого формування напівпровідникової структури.

На рис. 2.20 наведена залежність максимальних граничних частот f_T від довжини затвора L_3 на GaAs МЕН ПТ. Залежність максимально досяжної вихідної потужності від частоти для GaAs МЕН ПТ наведена на рис. 2.21.

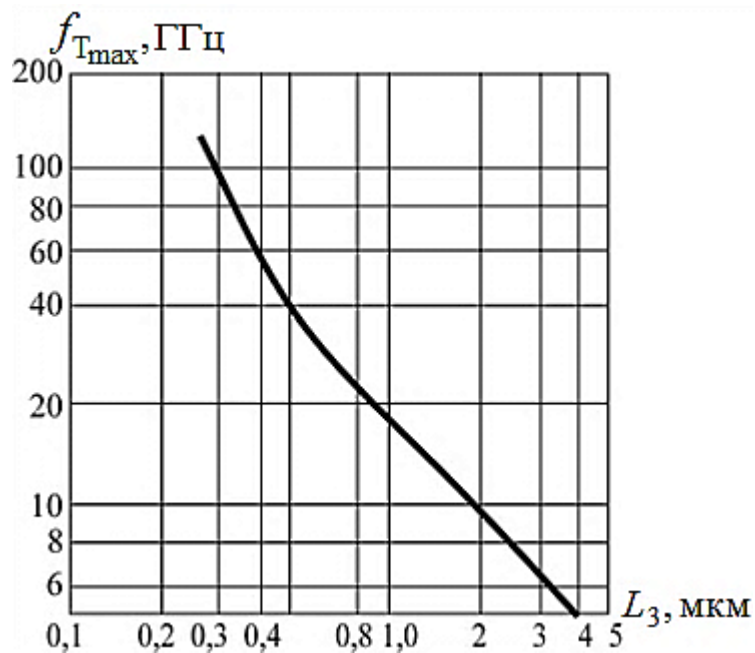


Рисунок 2.20 – Залежність максимальних граничних частот від довжини затвора

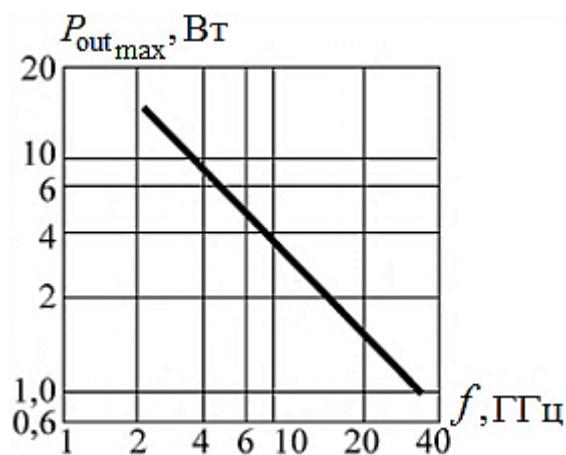


Рисунок 2.21 – Залежність максимально досяжної вихідної потужності від частоти для GaAs МЕН ПТ

2.3.2 Гетероструктурні польові транзистори (ГПТ, HFET)

Останніми роками найбільш активно розробляються транзистори з гетероструктурними переходами (HFET – Heterojunction Field Effect Transistors). Перше повідомлення про діючий макет HFET з'явилося в 1980 р. Однак історія створення HFET належить до значно більш раннього періоду. У 1969 році L. Esaki і R. Tsu виявили, що рухливість електронів поблизу інтерфейсу поверхні між двома напівпровідниками з різними за шириною зонами значно зростає. Пояснення цього явища було дано в 1984 році і зводилося воно до такого. Поблизу інтерфейсу поверхні в зоні провідності напівпровідника з більш вузькою енергетичною зоною виникає потенціальна яма, в якій акумулюються електрони; у результаті утворюється шар зарядів,

товщина якого становить приблизно 100 ангстрем. Ця товщина набагато менше довжини хвилі де Бройля. Тому електрони квантуються в двовимірний електронний газ (2DEG – 2-dimension electron gas), обмежений дуже малою відстанню в напрямку, перпендикулярному до поверхні. Фізичне відділення електронів від донорів зменшує розсіювання на домішках і тому збільшує швидкість електронів під дією електричного поля. Цей двовимірний електронний газ використовується в HFET як активний канал і може модулюватися полем на затворі.

Пояснення фізики процесу, що призводить до появи потенціальної ями, впливає з розгляду енергетичних діаграм, наведених на рис. 2.22, а, б. На рис. 2.22, а наведено енергетичні рівні широкозонного напівпровідника ϵ_{g2} , χ_2 (наприклад, для AlGaAs) і вузькозонного напівпровідника ϵ_{g1} , χ_1 (наприклад, для GaAs) до створення гетеропереходу; ϵ_{g1} , ϵ_{g2} – ширини зон у першому і в другому напівпровідниках; χ_1 , χ_2 – енергії виходу електронів з дна зони провідності. На рис. 2.22, б наведена зонна діаграма після утворення гетеропереходу з шарами напівпровідників: n^+ AlGaAs, нелегований AlGaAs, нелегований GaAs, підкладка p^+ GaAs; ϵ_F – рівень Фермі. Можна бачити, що потенціальна яма утворюється у зв'язку зі скривленням меж енергетичних зон при постійному значенні рівня Фермі у всій структурі.

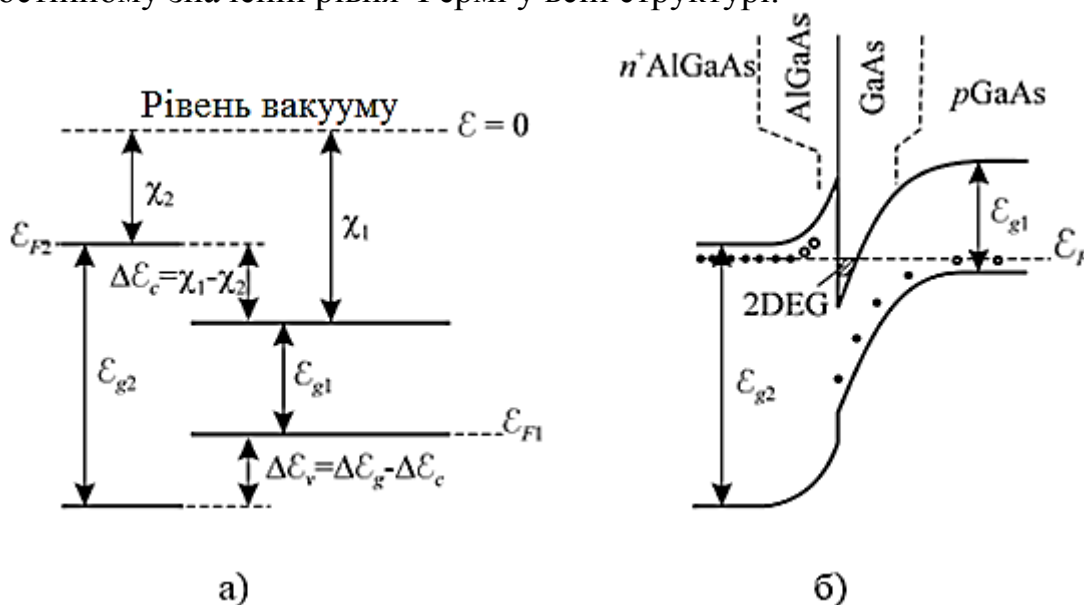


Рисунок 2.22 – Енергетичні діаграми для гетероструктурних переходів широкозонного і вузькозонного напівпровідників

За безінерційністю HFET перевершують ПТШ й інші типи польових транзисторів. На сьогодні описано багато типів HFET. Найбільш інтенсивно розвиваються НЕМТ (High Electron Mobility Transistor). У літературі цей тип транзисторів зустрічається і під іншими назвами: MODFET (Modulated – Doped

FET), TEGFET (Two dimensional electron gas FET), SDHT (Selectively Doped Heterostructure Transistor).

Для створення якісного гетеропереходу необхідно виконати низку вимог, найважливішою з яких є рівність постійних решіток матеріалів, що з'єднуються. Цій вимозі відмінно задовольняє з'єднання $n^+AlGaAs/GaAs$. Цей тип НЕМТ найбільш розвинений і освоєний промисловістю на сьогодні.

Введення In у напівпровідникові матеріали гетероструктур дозволяє суттєво поліпшити транспортування носіїв у струмопровідних каналах. У зв'язку з цим останні 10 років активно розвивалися HFET, у яких зазвичай використаний шар GaAs замінювався шаром $In_xGa_{1-x}As$ при $x = 0,15 \dots 0,2$.

На рис. 2.23 наведена типова схема напівпровідникової структури такого транзистора із зазначенням товщини шарів, а також енергетична діаграма для такої структури. Ці транзистори отримали назву PHEMT ("Pseudomorphic" HFET). Постійні решітки GaAs і InGaAs різні і, таким чином, решітки напівпровідників не узгоджені. Для ослаблення вимоги узгодженості решіток один з шарів напівпровідників, що з'єднуються, виконується тонким, з товщиною менше 100 ангстрем. У цьому випадку решітка тонкого шару спотворюється під дією кристалічної решітки другого, більш масивного матеріалу і набуває постійну решітку таку ж, як у другого матеріалу. Така система називається псевдоморфною, що і враховано в назві транзистора PHEMT.

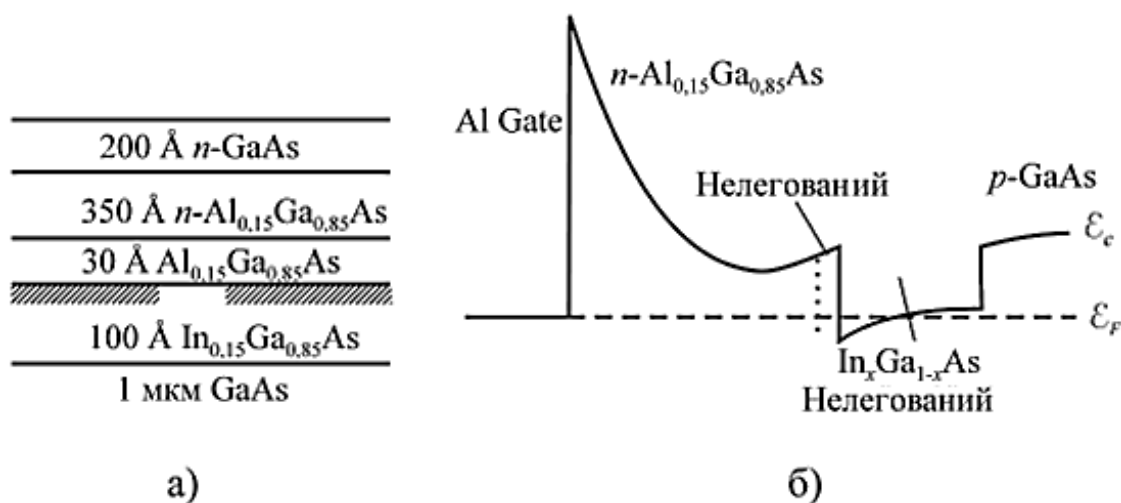


Рисунок 2.23 – Схема побудови (а) і енергетична діаграма (б) гетероструктурного польового транзистора

Напівпровідник $Ga_xIn_{1-x}As$ при $x = 0,53$ є узгодженим з InP за величиною постійної кристалічної решітки. Аналогічно, AlInAs з 48 % алюмінію також узгоджений з InP. Ця обставина дозволила створити HFET на основі InP. Транзистори цього типу – InPHFET (InP based HFET) – мають більший вміст індію, ніж описані вище PHEMT, і завдяки цьому швидкість насичення електронів зростає до $2,7 \cdot 10^7$ см/с. Ці транзистори є на сьогодні найбільш високочастотними, що працюють в області $f = 200 \dots 300$ ГГц.

Розроблені на сьогодні PHEMT, як джерела безперервної потужності домінують в області частот $f \leq 40 \dots 50$ ГГц. На частотах $50 \dots 75$ ГГц InP HEMT мають переваги там, де потрібно одночасно висока потужність і ККД. На частотах вище 75 ГГц InP HEMT є єдиними потужними транзисторами з рівнями ККД по доданій потужності, що перевищують 20...30 %.

Зіставлення транзисторів різних типів за їхньою здатністю працювати на високих частотах може бути проведено з використанням поняття граничної частоти $f_T = 1/2\pi\tau_t$, де τ_t – час прольоту електроном активної області транзистора L_3 зі швидкістю насичення v_s .

Можна бачити, що f_T змінюється обернено пропорційно довжині активної області. У зв'язку з паразитними реактивними параметрами реальних транзисторів і схем, у які вони включені, досяжні максимальні робочі частоти виявляються меншими f_T . Так, максимальна робоча частота для схеми з Si NMOS FET дорівнює 10...20 ГГц при довжині активної частини транзистора $L = 0,1$ мкм; при цьому величина $f_T = 50$ ГГц. Для забезпечення роботи найбільш високочастотних HEMT (AlInAs/GaInAs) у діапазоні 200...300 ГГц необхідно створювати затвори з довжиною $L_g < 0,1$ мкм. Створення таких структур можливо лише на основі найсучаснішої технології. При фіксованій довжині затвора MESFETs, HEMTs їх граничні частоти в 3–8 разів вище, ніж для NMOSFET. Це пов'язано з суттєвою відмінністю рухливостей і швидкостей електронів у зазначених типах транзисторів.

Зменшення довжини затвора значно знижує шуми польових транзисторів. Шум-фактор NF дорівнює 0,1...0,3 дБ у X-діапазоні і дещо більше 1 дБ на 100 ГГц. Транзистори цього класу широко застосовуються в пристроях міліметрового діапазону.

InP HEMT забезпечують найнижчі шуми і найвищі частоти серед усіх типів транзисторів. Однак вартість цих транзисторів висока через високу вартість InP і високу вартість обробки, що зумовлена крихкістю матеріалу. Значне здешевлення InP HEMT досягнуто останнім часом за рахунок вирощування InGaAs шарів з високим вмістом індію на підкладках з GaAs. Цей новий клас транзисторів отримав назву метаморфних HEMT – MHEMT. Широке впровадження MHEMT вимагає, однак, вдосконалення технології їх виготовлення і дослідження їх надійності. Передбачається, що MHEMT замінять у короткохвильовій частині міліметрового діапазону хвиль дорогі InP HEMT.

2.3.3 Польові транзистори на основі широкозонних напівпровідників

Застосування широкозонних напівпровідників, таких, як GaN, SiC, відкриває можливості значного збільшення потужності транзисторів НВЧ. Останні досягнення в технології створення приладів на основі широкозонних напівпровідників дозволяють уже зараз розробляти і виробляти транзистори з параметрами, які раніше були доступні тільки в електронно-вакуумних приладах. Найбільш обіцяними напівпровідниковими приладами для застосування широкозонних матеріалів є MESFETs на основі 4H-SiC і HFETs з використанням гетеропереходу AlGaIn/GaN.

SiC і GaN мають ширину енергетичної зони в 2–3 рази більшу, ніж у звичайних напівпровідників, таких, як Si, GaAs, InP. Діелектрична стала приблизно на 20 % менше, ніж у традиційних напівпровідниках і це дозволяє на таку ж величину збільшувати площу зі збереженням величини імпедансу, тобто на 20 % збільшувати струм. Коефіцієнт теплопровідності у SiC значно вищий, ніж у Si, GaAs, InP, а у GaN такий же, як у Si – найбільш теплопровідного звичайного напівпровідника. Нарешті, критичне (передпробійне) електричне поле у широкозонних матеріалах значно вище (майже на порядок), що дозволяє створювати високовольтні потужні напівпровідникові прилади. Досяжна величина струму визначається рухливістю носіїв і величиною їх швидкості. Рухливість носіїв у SiC і GaN порівняно низька ($\mu_n \sim 200 \dots 500 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$), а швидкість насичення $v_s \sim 2 \cdot 10^7 \text{ см/с}$, що у 2 рази більше, ніж у Si і в 4 рази більше, ніж у GaAs для електронів в другому енергетичному мінімумі в зоні провідності. У той же час з побудовою HFET на основі AlGaN/GaN гетероструктури та виникнення двовимірного електронного газу (2DEG) рухливість носіїв значно зростає до $1000 \dots 1500 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$. Крім того, щільність заряду виявляється дуже високою ($n_s > 10^{13} \text{ см}^{-2}$), у 5 разів вищою, ніж в AlGaAs/GaAs гетероструктурі. Наведені обставини визначають високий досяжний рівень потужності з використанням транзисторів на широкозонних матеріалах. Є повідомлення про можливість отримання на окремому GaN чипі потужності 100 Вт у діапазоні 4...6 ГГц, 40...50 Вт в області 12 ГГц і 20 Вт в області 26...30 ГГц.

У довгохвильовій частині міліметрового діапазону очікувані рівні безперервної потужності одного транзистора на основі широкозонних матеріалів близькі до 10 Вт при ККД = 20...30 %. До інших переваг GaN транзисторів слід віднести більш високу максимальну робочу температуру переходу (до 500° С замість 180° С), що значно збільшує надійність транзистора.

На GaN транзисторах були отримані низькі шуми, які можна порівняти з шумами GaAs транзисторів. Ця властивість у поєднанні з високою пробивною напругою дозволить виключити зі схеми приймально-передавальних пристроїв обмежувачі для захисту вхідних малошумних підсилювачів і завдяки цьому спростити і здешевити напівпровідникові приймальні пристрої.

Карбід кремнію, у зв'язку з більш високими величинами дозволеної максимальної температури, теплопровідності, рухливості електронів, є матеріалом, на основі якого виконані найбільш потужні на сьогодні напівпровідникові прилади (підсилювачі й автогенератори). Так, очікується 30-кратне збільшення потужності SiC транзистора порівняно з GaAs MES FET, що відповідає в сантиметровому діапазоні досягненню безперервної потужності, що дорівнює кільком сотням ватів.

2.3.4 Транзистори на гарячих електронах

Розглянуті в попередніх розділах транзистори дозволяють сьогодні говорити про можливість побудови на їх основі апаратури в області частот $f < 150 \dots 200 \text{ ГГц}$. Просування в область більш високих частот з використанням

освоєних транзисторних принципів наштовхується на принципові труднощі, пов'язані з необхідністю зменшення відстані, між електродами до сотих долей мікрона, збільшення швидкостей носіїв заряду до величин, що перевищують максимальні швидкості у відомих класах транзисторів.

У той же час освоєння діапазону частот сотні-тисячі ГГц важливо для багатьох застосувань. Це насамперед традиційне застосування в радіолокації і зв'язку для збільшення роздільної здатності та об'єму інформації, що передається. У цьому діапазоні лежать резонанси органічних молекул, а також власні частоти коливань мембран у клітинах, і тому активні твердотільні пристрої становлять значну зацікавленість у біології і медицині як діагностичні пристрої і пристрої, що активно впливають.

Освоєння діапазону частот 50...200 ГГц задало розвитку нових ідей і принципів побудови активних елементів. Останніми двома десятиліттями ХХ століття були проведені багаточисельні дослідження, присвячені суттєвому збільшенню швидкодії напівпровідникових джерел.

Хоча перші прилади на основі інжекції гарячих електронів були запропоновані ще в 1960 році, можливість їх реалізації з'явилася тільки сьогодні з використанням найсучасніших технологічних процесів, що забезпечують різкі гетеропереходи різних напівпровідникових матеріалів, реалізацію з високою точністю необхідних законів профілю легування, зменшення поздовжніх розмірів шарів структури до одиниць нанометрів тощо.

Гарячі електрони характеризуються рівнем кінетичної енергії, що перевищує рівноважну енергію $\epsilon_0 = 3/2kT$. Кінетичну енергію електронів можна збільшити, наприклад, шляхом прискорення їх в електричному полі або шляхом збільшення їх хаотичної швидкості чи температури, наприклад, під час нагрівання напівпровідника. У реальних ситуаціях обидва види розігріву існують одночасно, але один з видів розігріву переважає. Залежно від виду розігріву, що переважає, прийнято поділяти транзистори на гарячих електронах на два типи: транзистори з балістичною інжекцією електронів і транзистори з перенесенням розігрітого електронного газу в просторі.

Структура транзистора з балістичною інжекцією (БІТ) подібна до структури біполярного транзистора. Вона включає інжектор електронів (емітер), область прольоту інжекттованих електронів (базу) і колектор. Так само, як в біполярному транзисторі, регулювання струму емітер-колектор здійснюється зміною потенціалу бази. Суттєвою відмінністю БІТ є те, що ці транзистори, як правило, уніполярні, тобто всі елементи їх (емітер, база, колектор) мають однаковий тип провідності і в базу інжектуються нерівноважні основні носії.

Термін "балістичний" транзистор означає, що його структура і режим роботи забезпечують високу початкову швидкість електронів, інжекттованих з емітера в базу і подальший балістичний проліт електронів з мінімальним розсіюванням через взаємодію з іншими частинками (фононами й атомами домішок). Необхідно відзначити, що чисто балістичний (беззіштовхувальний) проліт електронів можливий тільки на довжинах L , значно менших довжини вільного прольоту L_i . Такий проліт вимагає створення структур з довжиною

прольоту $L \ll L_i \sim 0,1$ мкм при часі прольоту $\tau_l \ll 0,1$ пс. У зв'язку з нереалізуванням таких ідеалізованих структур теоретичний аналіз БІТ проводиться з урахуванням реального розподілу випадкових зіткнень, і при цьому визначаються середні величини швидкості електронів у потоці. При цьому потік характеризується спектром швидкостей електронів і в тих випадках, коли кількість балістичних електронів превалює, можна говорити про квазібалістичний потік електронів.

2.3.5 Контрольні запитання та завдання

1. Опишіть принцип дії польового транзистора (ПТ або FET – Field Effect Transistors).
2. Які типи гомоструктурних ПТ існують? Які особливості побудови і характеристики вони мають?
3. Чим визначаються частотні властивості ПТ та від чого вони залежать?
4. Що таке гетероструктурні польові транзистори (ГПТ або HFET – Heterojunction Field Effect Transistors)? Опишіть особливості їх функціонування.
5. Які типи ГПТ існують і чим вони відрізняються?
6. Які матеріали використовують під час створення ГПТ і чому?
7. Опишіть ГПТ на основі широкозонних напівпровідників, характеристики та перспективи застосування.
8. Опишіть принцип дії та особливості транзисторів на основі балістичної інжекції (БІТ).

3 ТРАНЗИСТОРНІ ПІДСИЛЮВАЧІ НВЧ

3.1 Параметри підсилювачів і їх класифікація

У будь-яких радіотехнічних системах передачі, прийому й обробки інформації необхідні підсилювачі радіочастотних сигналів. Однак найчастіше вплив цих, здавалося б, простих функціональних вузлів – малошумних або потужних підсилювачів напруги або потужності – не дозволяє повною мірою реалізувати ідеї, що закладені в ту чи іншу складну систему. На світовому ринку представлені сотні конкурентоспроможних моделей транзисторних підсилювачів. Вони відображають величезну різноманітність характеристик і умов застосування таких вузлів.

Основне функціональне призначення радіочастотного підсилювача – підвищення рівня (розмаху коливань, амплітуди або середньої потужності) вхідного сигналу без недопустимих спотворень його форми, спектрального складу або погіршення відношення сигнал/шум.

Вибір підсилювального вузла з безлічі варіантів також залежить від галузі застосування, виду підсилювальних сигналів, робочої смуги частот, необхідної потужності. Тому важливе значення має коректне визначення технічних параметрів і класифікація підсилювачів радіочастотних сигналів.

З точки зору теорії НВЧ-кіл підсилювач є чотиріполюсником. Однак під час застосування підсилювачів, їх випробувань і видачі технічних завдань на проектування використовується не безпосередньо матриця розсіювання, яка характеризує підсилювач як чотиріполюсник НВЧ, а інші параметри, більш зручні для практичного використання. Ці параметри виражаються дійсними числами, вони обчислюються на підставі комплексних параметрів матриці розсіювання. Розглянемо найбільш важливі з них.

Під коефіцієнтом підсилення за потужністю (англ. – gain) k_p мається на увазі число, що показує, у скільки разів вихідна потужність $P_{вих}$ більше потужності $P_{вх}$, що надходить на вхід підсилювача.

$$k_p = \frac{P_{вих}}{P_{вх}} = |\dot{s}_{21}|^2 \quad (3.1)$$

Для зручності розрахунків і вимірювань коефіцієнт підсилення виражається в децибелах, тобто

$$k_p = 10 \lg \left(\frac{P_{вих}}{P_{вх}} \right) = 20 \lg |\dot{s}_{21}|^2 \quad (3.2)$$

Під робочим діапазоном (смугою) частот підсилювача (англ. – bandwidth) розуміється діапазон, в якому він забезпечує параметри не гірше величин, що гарантовані виробником. Робочий діапазон за замовчуванням визначається за

рівнем «мінус» 3 дБ від максимального значення коефіцієнта підсилення K_{Pmax} , що відповідає зниженню k_p в 2 рази (рис. 3.1).

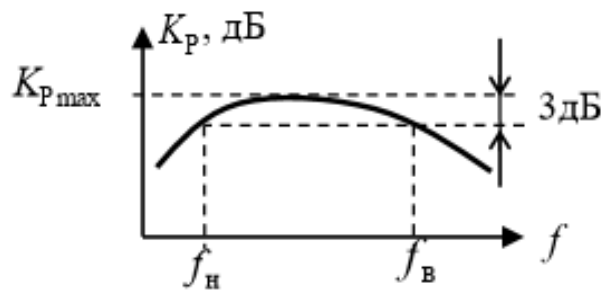


Рисунок 3.1 – Типова частотна залежність коефіцієнта підсилення

Робочий діапазон частот задається двома граничними частотами: нижньою f_n і верхньою f_v . Величина смуги частот обчислюється або в абсолютних одиницях

$$\Delta f = f_v - f_n, \quad (3.3)$$

або відносно середньої частоти діапазону

$$\delta f = 2 \frac{f_v - f_n}{f_v + f_n} \cdot 100, [\%] \quad (3.4)$$

За критерієм відносної смуги частот розрізняють вузькосмугові підсилювачі, для яких коефіцієнт перекриття по частоті $k_f = f_v/f_n \ll 1$; октавні $k_f \approx 2$ і багатооктавні (надширокосмугові) з $k_f > 2$. Для ряду моделей підсилювачів як мінімальна вказується нульова частота, в цьому випадку k_f втрачає сенс і необхідно враховувати частотні характеристики схем блокування і підключення живлення.

Коефіцієнт підсилення не є постійною величиною. Він залежить від вхідної потужності, частоти сигналу, електричного режиму і деяких інших факторів. Для характеристики зміни підсилення в робочому діапазоні частот використовується поняття перепад коефіцієнта підсилення (нерівномірність підсилення). Він показує, на скільки максимальне підсилення K_{Pmax} відрізняється від мінімального K_{Pmin} у заданому діапазоні частот і виражається в децибелах:

$$\Delta K_P = K_{Pmax} - K_{Pmin}. \quad (3.5)$$

Часто перепад коефіцієнта підсилення представляють відносно середнього значення коефіцієнта підсилення, тоді він має два знаки. Наприклад, коефіцієнт підсилення характеризують так: $K_P = (23 \pm 1,5)$ дБ.

У разі підсилення смугового сигналу можливі лінійні спотворення, які зумовлені нерівномірністю підсилення і відхиленням від лінійного закону

частотної залежності фазового набігу в підсилювачі $\varphi(f)$ ($\varphi = \varphi_{\text{вих}} - \varphi_{\text{вх}}$). Кількісною характеристикою відхилення від лінійного закону $\varphi(f)$ слугує значення нерівномірності групової затримки $\tau_{\text{гр}} = -\frac{d\varphi}{d\omega}$ (англ. – group delay) в робочому діапазоні частот, яка виражається в секундах.

Узгодження підсилювача з НВЧ-трактом чисельно характеризується за допомогою коефіцієнта відбиття по входу $|\dot{s}_{11}|$ і по виходу $|\dot{s}_{22}|$. Але найбільш часто для характеристики узгодження використовується коефіцієнт стоячої хвилі на вході і на виході:

$$K_P = \frac{1 + |\dot{s}_{11}|}{1 - |\dot{s}_{11}|}; K_P = \frac{1 + |\dot{s}_{22}|}{1 - |\dot{s}_{22}|}. \quad (3.6)$$

Під вихідною потужністю підсилювача розуміють потужність (безперервну або імпульсну), яка виділяється на узгодженому навантаженні з підсиленням сигналу в робочій смузі частот. Характер залежності вихідної потужності від потужності вхідного сигналу називається амплітудною характеристикою. Типові залежності вихідної потужності і коефіцієнта підсилення від вхідної потужності наведені на рис. 3.2. Часто вихідну потужність $P_{\text{вх}3\text{дБ}}$ визначають за зменшенням коефіцієнта підсилення на 3 дБ відносно підсилення малого сигналу (рис. 3.2). Важливим параметром підсилювача є максимальна вхідна потужність у лінійному режимі. Вона характеризує верхню межу лінійності амплітудної характеристики (верхня межа динамічного діапазону).

Оскільки виміряти з високою точністю кінець лінійної ділянки дуже складно, то прийнято вважати верхньою межею лінійності амплітудної характеристики максимальну вхідну потужність $P_{\text{вх}1\text{дБ}}$, при якій коефіцієнт підсилення змінюється не більше ніж на 1 дБ відносно підсилення в лінійному режимі (рис. 3.2, точка А). У технічній літературі частіше $P_{\text{вх}1\text{дБ}}$, яка відповідає зменшенню коефіцієнта підсилення на 1 дБ. Тоді $P_{\text{вх}1\text{дБ}} = P_{\text{вх}3\text{дБ}} / K_P$.

Під чутливістю (англ. – sensitivity) підсилювача $P_{\text{вх} \text{min}}$ розуміють величину вхідної потужності, при якій забезпечується її перевищення над потужністю власних шумів, приведених до входу, в кілька разів (наприклад, в два рази, тобто на 3 дБ).

Динамічним діапазоном (англ. – dynamic range) вхідного сигналу D лінійного підсилювача за замовчуванням вважається виражене в децибелах відношення

$$D = 10 \lg(P_{\text{вх}1\text{дБ}} / P_{\text{вх} \text{min}}). \quad (3.7)$$

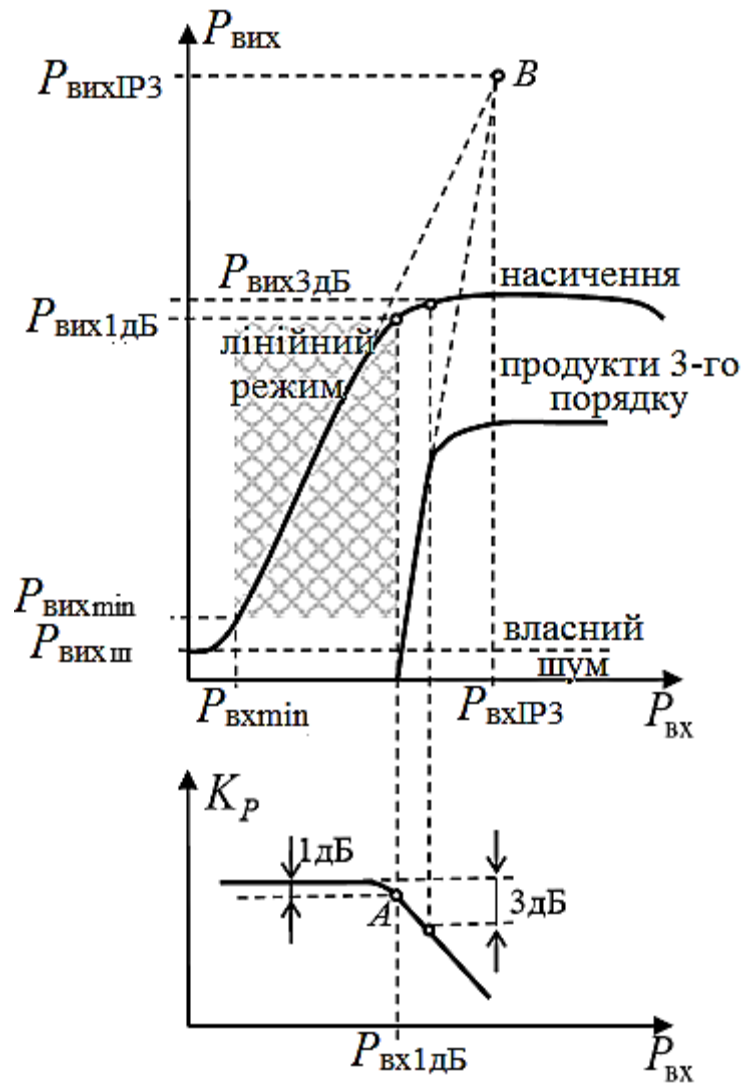


Рисунок 3.2 – Залежності вихідної потужності і коефіцієнта підсилення від вхідної потужності

Зі збільшенням потужності вхідного сигналу починають проявлятися нелінійні властивості підсилювача. Це призводить, зокрема, до виникнення інтермодуляційних спотворень (англ. – intermodulation distortions) – появи в частотному спектрі багатотонального сигналу комбінаційних складових з частотами, які дорівнюють сумі або різниці основних і гармонійних частот вхідних сигналів. Для вузькосмугового або октавного підсилювача інтермодуляційні спотворення оцінюють під час подачі на вхід двох гармонійних коливань однакового рівня з близькими частотами f_1 і f_2 .

Спектр потужності вихідного сигналу містить при цьому такі складові:

- основні на частотах f_1 та f_2 ;
- компоненти подвоєних частот $2f_1$ і $2f_2$;
- комбінаційні компоненти другого порядку з частотами $|f_1 \pm f_2|$;
- інтермодуляційні продукти третього порядку з частотами $|2f_1 \pm f_2|$ і $|f_1 \pm 2f_2|$;

- інтермодуляційні продукти більш високих порядків.

Рівень інтермодуляційних продуктів третього порядку, частоти яких лежать у робочому діапазоні ($|2f_1 \pm f_2|$, $|f_1 \pm 2f_2|$), оцінюють значенням такої вхідної потужності $P_{\text{вхIP3}}$ (IP3 – Intercept Point 3rd order), при якій сумарна потужність дорівнювала б потужності основних компонент за відсутності явища насичення (на рис. 3.2, точка В – перетин пунктирних прямих). Замість характерного рівня вхідної потужності $P_{\text{вхIP3}}$ зазвичай вказують відповідне значення вихідної потужності $P_{\text{вхIP3}} = k_p P_{\text{вхIP3}}$. Зазначені вище потужнісні параметри виражають, як правило, у децибел-міліватах. Децибел-міліват (дБм) – це логарифмічна міра потужності до 1 мВт, тобто $P[\text{дБм}] = 10 \lg(P/1\text{мВт})$. Для багатооктавних підсилювачів застосовується більш складна методика оцінки рівня інтермодуляційних компонент, яка передбачає подачу на вхід трьох або чотирьох гармонійних коливань.

Напряг живлення E_0 і струм, який відбирається від джерела I_0 , характеризують енергоспоживання підсилювача. Для оцінки економічності підсилювачів використовується значення коефіцієнта корисної дії – ККД (англ. – Power Added Efficiency, PAE):

$$\eta = P_{\text{вих1дБ}} / P_0, \quad (3.8)$$

де $P_0 = E_0 I_0$ – потужність, яка споживається від джерела живлення.

У разі проходження сигналу через підсилювач до нього додаються власні шуми підсилювача і, відповідно, відношення потужності сигналу P_c до потужності шуму $P_{\text{ш}}$ на виході менше, ніж на вході. Шумові властивості підсилювача найбільш часто характеризують коефіцієнтом шуму. Коефіцієнт шуму (англ. – Noise Figure, NF) для зазначеної частоти визначається як співвідношення сигнал/шум на вході, віднесене до такого ж співвідношення на виході

$$k_{\text{ш}} = \frac{(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вх}}}{(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вих}}} \text{ або в децибелах } K_{\text{ш}} = 10 \lg \left[\frac{(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вх}}}{(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вих}}} \right], \quad (3.9)$$

за умови, що шум на вході і внутрішній шум є білим. Коефіцієнт шуму виражають у відносних одиницях або в децибелах. Якщо чотиріполюсник не шумить, то $k_{\text{ш}} = 1$ ($K_{\text{ш}} = 0$ дБ).

Іншими словами, коефіцієнт шуму характеризує ступінь зростання шуму на виході за рахунок внутрішніх шумів підсилювача. Шум на виході підсилювача містить дві складові. Перша складова – це підсилена потужність шуму джерела, а друга – власний шум підсилювача.

Практично коефіцієнт шуму підсилювача в діапазоні частот не залишається постійним: він мінімальний у робочій смузі частот і збільшується за її межами. Часто зручніше шумові властивості підсилювачів характеризувати шумовою температурою.

Шумовою температурою $T_{ш}$ називається температура (у Кельвінах), на яку потрібно додатково підігріти узгоджений опір на вході ідеального підсилювача, щоб на його виході потужність шумів була такою ж, як у реального підсилювача з узгодженим вхідним опором за нормальної температури T_0 .

При відомому $k_{ш}$ шумову температуру можна обчислити так

$$T_{ш} = (k_{ш} - 1)T_0. \quad (3.10)$$

Для каскадного підсилювача шум, що надходить на вхід разом з сигналом, підсилюється усіма каскадами. Шум, що вноситься окремим каскадом, підсилюється наступними каскадами. Підсумовуючи всі потужності шумів і приводячи їх до потужності шуму реального підсилювача, можна отримати формулу для оцінки коефіцієнта шуму каскадного підсилювача (формула Фрііса).

$$k_{ш} = k_{ш1} + \frac{k_{ш2} - 1}{k_{P1}} + \frac{k_{ш3} - 1}{k_{P1}k_{P2}} + \dots + \frac{k_{шN} - 1}{k_{P1}k_{P2} \cdot \dots \cdot k_{PN} - 1}. \quad (3.11)$$

Слід пам'ятати, що коефіцієнт шуму показує шумові властивості відносно вхідного джерела шуму, тобто він не є абсолютною мірою шуму. Отже, для порівняння пристроїв щодо шумів необхідно мати еталон. За рекомендацією IEEE прийнято визначати коефіцієнт шуму для джерела за еталонної температури $T_0 = 290$ К (а не 293 К), при цьому $kT_0 = 4,0003 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц (-174 дБм/Гц). За інших температур використовується експлуатаційний (реальний) коефіцієнт шуму.

Залежно від області застосування підсилювача іншими важливими параметрами підсилювача є опори вхідного і вихідного кіл, коефіцієнт зворотного проходження, час готовності, коефіцієнт «самозахисту», час відновлення після дії потужних імпульсів, залежність параметрів від режиму роботи (напруги живлення, температури, вібрації, радіації тощо), малогабаритні показники, можливість каскадування тощо.

Критерій конструктивного виконання характеризує масогабаритні показники і показники з'єднань:

- безкорпусне виконання;
- для поверхневого монтажу або з'єднання з мікροстрічковою лінією;
- необхідність застосування блокувальних компонентів і кіл подачі напруги живлення;
- вид з'єднувача;
- модульна або блокова конструкція.

Технологія активного елемента (АЕ) визначає параметри джерела живлення й умови застосування підсилювача. Для твердотільних вузлів поряд з кремнієвими біполярними транзисторами (БТ) активно розвиваються транзистори на базі таких напівпровідникових матеріалів, як SiGe, GaAs, InGaP, AlGaAs/GaAs, а також

кремнієві МОН-транзистори, що виготовляються поздовжною подвійною дифузією (LDMOS), транзистори з високою рухливістю електронів, зокрема і псевдоморфні (HEMT/рHEMT), польові гетеротранзистори (HFET).

Сьогодні в НВЧ техніці найбільше поширення серед твердотільних підсилювачів отримали транзисторні підсилювачі на біполярних і польових НВЧ-транзисторах. Германієві біполярні транзистори дозволяють отримати менший коефіцієнт шуму порівняно з кремнієвими, але останні більш високочастотні.

3.2 Класифікація твердотільних транзисторних НВЧ-підсилювачів

Різноманіття поєднань параметрів і вимог до НВЧ-підсилювачів суттєво ускладнюють їх класифікацію.

Зазвичай зіставлення підсилювачів проводиться за фундаментальними параметрами, призначенням, конструктивним виконанням, технологіями виготовлення активних елементів (рис. 3.3).



Рисунок 3.3 – Класифікація радіочастотних підсилювачів

Раніше описані фундаментальні параметри, до яких належать смуга частот, шумові властивості, потужність у навантаженні, коефіцієнт підсилення і рівень продуктів нелінійних перетворень, визначають основні властивості підсилювача.

Економічні підсилювачі відрізняються досить високим ККД. У разі високого підсилення підсилювач може бути реалізований в одному модулі, а каскадовані підсилювачі мають однакові вхідний і вихідний імпеданси і можуть

включатися послідовно. У керованих підсилювачах коефіцієнт підсилення змінюється зовнішнім аналоговим або цифровим сигналом. Високолінійні підсилювачі відрізняються широким динамічним діапазоном лінійності, а обмежувальні працюють у режимі насичення, наприклад, для зниження впливу коливань потужності вхідного сигналу.

За критерієм призначення виділяють такі підсилювачі:

1) двонаправлені, у яких сигнал передавача посилюється за потужністю і передається в антену, а сигнал антени через ті ж з'єднувачі надходить на малошумний підсилювач і потім у приймач;

2) трансімпедансні, що призначені для узгодження НВЧ-входу волоконно-оптичних ліній передачі з лазерним діодом або для узгодження фотодетектора з НВЧ-виходом;

3) спеціалізовані, що випускаються для радіосистем конкретного стандарту (GPS, IEEE 802.11, WiFi, WLAN, WiMAX і ін.), що задає виділену смугу частот;

4) логарифмуючі, що застосовуються в трактах проміжної частоти для стиснення динамічного діапазону потужності вхідного сигналу або для організації автоматичного регулювання рівня вихідної потужності;

5) операційні, призначені для обробки сигналів довільної форми на частоті в діапазоні від постійного струму до одиниць гігагерц.

У супутниковій апаратурі застосовується комбінований вузол front-end, що містить малошумний попередній підсилювач і перетворювач смуги частот униз.

3.2.1 Малошумні підсилювачі НВЧ

До малошумних підсилювачів НВЧ висувається комплекс досить жорстких і певною мірою суперечливих вимог.

Вони мають володіти:

- дуже малим коефіцієнтом шуму;
- високим коефіцієнтом підсилення;
- широким динамічним діапазоном;
- рівномірною АЧХ і лінійною ФЧХ у широкій смузі частот.

Смуга частот, що підсилюється, робиться досить широкою, щоб виключити необхідність перестроювання підсилювача. На сьогодні стосовно систем радіозв'язку, радіомовлення і телебачення найбільшою мірою цим вимогам задовольняють транзисторні малошумні підсилювачі.

Використовуються біполярні транзистори НВЧ на частотах до 7 ГГц; польові транзистори з затвором Шоттки до міліметрового діапазону включно. Властивості підсилювача діапазону НВЧ описуються параметрами, що відрізняються від параметрів підсилювачів помірковано високих частот, що пов'язано з особливістю вимірювань на НВЧ. Розглядаються вхідні та вихідні коефіцієнти відбиття Γ_1 і Γ_2 ; функції підсилення і відбиття потужності K_p і $K_{от}$.

Важливу роль відіграють шумові параметри (коефіцієнт шуму, шумове число, міра шуму).

На рис. 3.4 показана найпростіша структурна схема однокаскадного підсилювача НВЧ. Підсилювальний прилад поданий у вигляді чотириполосника, що описується хвильовими параметрами матриці розсіювання (системою S-параметрів). Ці параметри можуть бути визначені методом вимірювання падаючих і відбитих хвиль або розраховані за відомими класичними Y-параметрами підсилювального приладу. Хвильові рівняння щодо комплексних амплітуд падаючих і відбитих хвиль дозволяють визначити характеристики підсилювача радіосигналів діапазону НВЧ при різних параметрах джерела сигналу і навантаження. Підсилювач узгоджується за входом і виходом з джерелом сигналу і з навантаженням ($R_z = \rho_0$, $R_n = \rho_0$). Реальні вхідний і вихідний НВЧ-тракти мають у режимі узгодження з джерелом сигналу і з навантаженням хвильові опори близько 50 Ом, які відрізняються від значень, що необхідні для нормальної роботи транзистора. Тому підсилювач має містити узгоджувальні кола СЦ₁ і СЦ₂, що трансформують значення опорів.

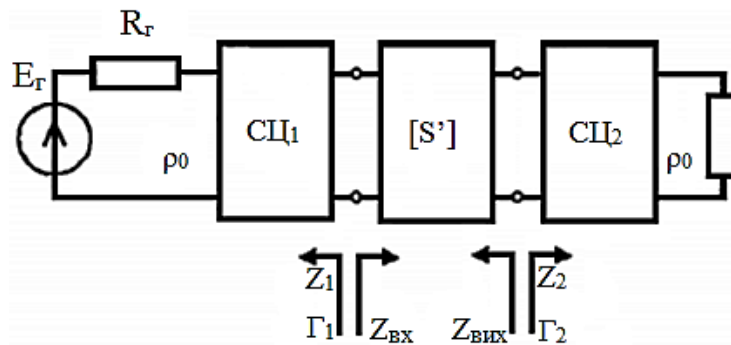


Рисунок 3.4 – Структурна схема однокаскадного підсилювача

Однією з умов нормальної роботи транзисторного підсилювача НВЧ є його стійкість. Завжди існують у підсилювачі внутрішні і зовнішні паразитні зворотні зв'язки і призводять до того, що на таких високих частотах транзистор втрачає властивості невзаємності, і при певних співвідношеннях навантажувальних опорів Z_1 і Z_2 підсилювач може самозбудитися. Самозбудження можливо, коли S-параметри такі, що активна складова вхідного або вихідного опору транзистора стає негативною, причому вхідний опір залежить від його навантаження, а вихідний – від опору джерела сигналу, перерахованого до його вхідних затискачів. Негативному активному опору відповідає коефіцієнт відбиття, модуль якого більший за одиницю. Підсилювач вважається безумовно (абсолютно) стійким у заданому діапазоні частот, якщо він не збуджується в цьому діапазоні під час підключення до транзистора будь-яких комплексних опорів Z_1 і Z_2 з позитивними активними складовими: якщо існують значення опорів Z_1 і Z_2 , при яких підсилювач здатен самозбудитися, то він є потенційно стійким (умовно стійким, потенціально нестійким).

Для потенційно стійкого підсилювача важливо визначити області допустимих опорів джерела сигналу і навантаження Z_1 і Z_2 на затискачах транзистора, при яких підсилювач працюватиме стійко. Якщо ці опори обрані правильно, то активні складові відповідно вихідного і вхідного опорів

транзистора позитивні, і модулі коефіцієнтів відбиття від його виходу і входу менше одиниці. Під час розробки підсилювачів НВЧ прагнуть використовувати транзистори, що знаходяться в області безумовної стійкості.

Якщо транзистор не задовольняє умовам абсолютної стійкості, його переводять у цю область послідовним або паралельним включенням стабілізуючого резистора у вихідне коло. Стабілізуючий резистор компенсує негативну дійсну частину вихідного опору у всьому частотному діапазоні, внаслідок чого еквівалентний активний елемент стає абсолютно стійким. Відповідним вибором параметрів узгоджувальних кіл $СЦ_1$ і $СЦ_2$ можна забезпечити різні режими роботи підсилювача. Найбільш часто використовуються режими екстремального підсилення і мінімального шуму.

Реалізований номінальний коефіцієнт підсилення потужності визначається відношенням потужності в навантаженні до номінальної потужності джерела сигналу, тобто до максимальної потужності, яку це джерело може віддати в комплексно-спряжене навантаження. Коефіцієнт підсилення має екстремальне значення в умовах одночасного комплексно-спряженого узгодження транзистора за входом і виходом, при якому коефіцієнти відбиття на його вході та виході дорівнюють нулю.

Найважливішим показником транзисторних підсилювачів НВЧ є коефіцієнт шуму, зменшення якого часто становить основну задачу проектування. Коефіцієнт шуму підсилювача залежить від опору джерела сигналу, приведеного до затискачів транзистора, і може бути мінімізований вибором цього опору. Забезпечення як найменшого коефіцієнта шуму називають оптимальним розузгодженням за входом. У підсилювачах на біполярних транзисторах використовується переважно схема включення з загальним емітером, при якій забезпечується безумовна стійкість у широкому діапазоні частот. У широкосмугових підсилювачах застосовують включення з ЗЕ, у вузькосмугових – з ЗЕ та ЗБ. Підсилювачі на польових транзисторах із затвором Шотткі будуються за схемою із загальним витоком. Оскільки у вузькосмугових підсилювачах найважливішим параметром є коефіцієнт шуму, то узгоджувальні кола СЦ таких підсилювачів повинні мати мінімум активних втрат, тому їх будують на реактивних елементах, як правило, з розподіленими параметрами. Зазвичай вузькосмугові узгоджувальні кола виконуються у вигляді Г-подібних ланок або інших комбінацій з відрізків мікροстрічкових ліній, причому широко використовуються короткозамкнені і розімкнені шлейфи і чвертьхвильові трансформатори повних опорів. Як приклад, згадаємо, що чвертьхвильова короткозамкнена лінія без втрат має нескінченно великий вхідний опір, а така ж розімкнена на кінці лінія – нескінченно малий.

Типова схема однокаскадного вузькосмугового малошумного підсилювача на польовому транзисторі з затвором Шотткі показана на рис. 3.5.

Транзистор включений за схемою із загальним витоком. Коло узгодження $СЦ_1$ утворено відрізками мікροстрічкових ліній довжиною l_1, l_2 , узгоджувальне коло $СЦ_2$ – відрізками l_3, l_4 . У загальному випадку хвильові опору ліній не однакові, відрізки l_1, l_3 утворюють короткозамкнені шлейфи. Стабілізуючий

опір $R_{ст}$ за високою частотою підключено паралельно вихідних затискачів транзистора. Для формування АЧХ вузькосмугових малошумних підсилювачів можна використовувати фільтри зосередженої вибіркової частоти на вході або на виході. Застосовуються також кола негативного зворотного зв'язку з реактивних елементів.

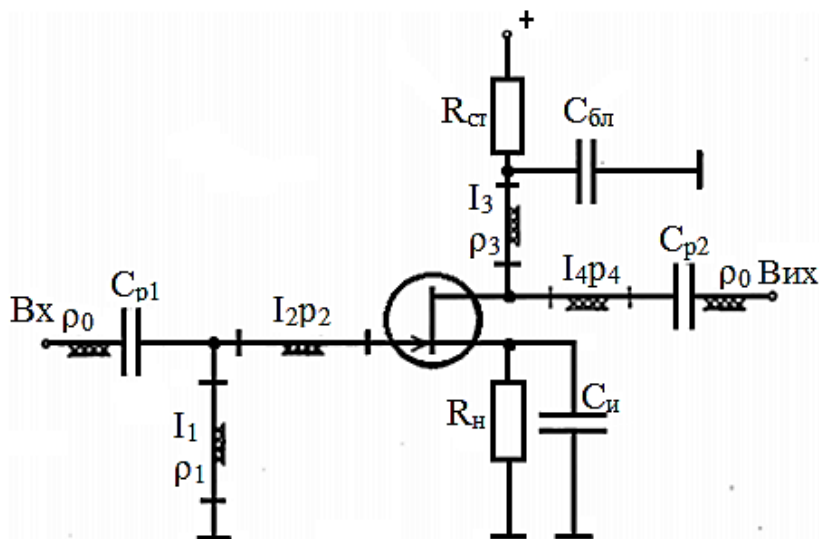


Рисунок 3.5 – Схема однокаскадного вузькосмугового малошумного підсилювача НВЧ

Оскільки коефіцієнт підсилення транзистора зменшується зі зростанням частоти, питання узгодження в широкосмугових підсилювачах вирішують на верхній частоті робочого діапазону. Надмірне підсилення на нижніх частотах, що виникає при цьому, усувається реактивними або дисипативними (поглинаючими) вирівнюючими колами.

Протиріччя між узгодженням за потужністю і розузгодженням за шумами в одному каскаді значною мірою долається в балансовій схемі (рис. 3.6), яка в найпростішому випадку містить два квадратурних спрямованих відгалужувачі: СВ₁ ділить навпіл потужність вхідного сигналу і подає її на входи двох одиничних транзисторних каскадів, у СВ₂ підсилені потужності підсумовуються в загальному навантаженні. У розглянутій схемі як подільник і суматор потужності застосовані часто використовувані двошлейфові спрямовані відгалужувачі, що утворені з чвертьхвильових відрізків мікροстрічкових ліній. У плечах 3, 4 СВ₁ сигнали зсунуті за фазою на 90°, у плечах 2 обох СВ, куди потужність теоретично надходить не має, включені узгоджені баластні опори. Підсилені сигнали із зсувом фаз 90°, що надходять на входи 3 і 4 СВ₂, підсумовуються в плечі 1.

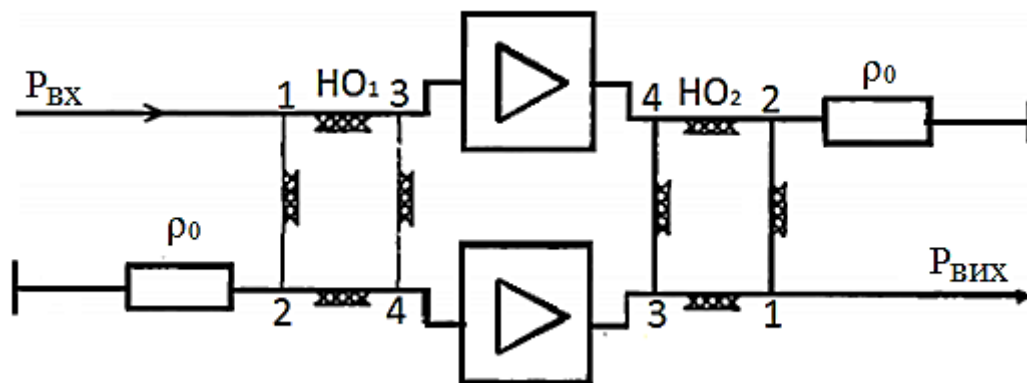


Рисунок 3.6 – Підсилювач НВЧ за балансовою схемою

Коефіцієнт підсилення балансного підсилювача дорівнює коефіцієнту підсилення одиночного, його динамічний діапазон майже вдвічі ширше, ніж у одиночного. Аналіз показує, що навіть якщо одиничні підсилювачі окремо узгоджені погано, балансний підсилювач виявляється практично ідеально узгодженим за входом і виходом, що полегшує створення багатокаскадних підсилювачів. На сьогодні транзисторні малошумні підсилювачі НВЧ виготовляються переважно у вигляді гібридних інтегральних мікросхем з навісними корпусними і безкорпусними активними елементами. Підсилювачі у вигляді напівпровідникових інтегральних мікросхем поступаються гібридним за шумовими показниками і повторюваністю параметрів. Смуги підсилення становлять 4...80 %, коефіцієнти підсилення на каскад 4...15 дБ (типові значення 5...8 дБ), коефіцієнти шуму 2...6 дБ (шумова температура 170...870 К), динамічний діапазон 80...90 дБ. Значне поліпшення шумових показників забезпечується охолодженням підсилювачів до температури рідкого азоту (77 К), водню (20 К) або гелію (4,2 К). Наприклад, підсилювачі на польових транзисторах із затвором Шоттки, що охолоджуються до температури рідкого водню, мають шумову температуру 30...50 К (коефіцієнт шуму 0,4...0,7 дБ). Однак застосування криогенної системи значно погіршує масогабаритні показники приймачів, веде до підвищення вартості та споживання енергії, зниження надійності.

Отже, до малошумних зазвичай належать підсилювачі з коефіцієнтом шуму $NF < 4...5$ дБ, який дуже залежить від значень верхньої граничної частоти $f_{\text{верх}}$, вихідної потужності $P_{1\text{дБ}}$ і температури навколишнього середовища.

Для сучасних транзисторних МШП з шириною діапазону робочих частот 10...20 %, що випускаються серійно, кращі результати за коефіцієнтом шуму становлять 0,3 дБ на частотах близько 1 ГГц і до 4...5 дБ – на 40 ГГц.

Слід зазначити, що найкращі експериментальні макети підсилювачів, що реалізовані в лабораторних умовах, мають значно менший коефіцієнт шуму. До підсилювачів середньої потужності відносять підсилювачі з вихідною потужністю від 50 мВт до 10 Вт. Економічні підсилювачі відрізняються досить великим ККД. У разі високого підсилення підсилювач може бути реалізованим в одному модулі, а каскадовані підсилювачі мають однаковий вхідний і вихідний імпеданси і можуть включатися послідовно. У керованих

підсилювачах коефіцієнт підсилення змінюється зовнішнім аналоговим або цифровим сигналом. Високолінійні підсилювачі відрізняються широким динамічним діапазоном, підсилювачі, що обмежують, працюють у режимі насичення, наприклад, для зменшення впливу зміни потужності вхідного сигналу.

Коефіцієнт шуму підсилювача моделі AFS4-08001200-10-CK-4 серії CR фірми MITEQ у смузі частот 8...12 ГГц становить 0,98 дБ за кімнатної температури, а під час охолодження до температури рідкого азоту (77 К) знижується до 0,2 дБ (рис. 3.7).

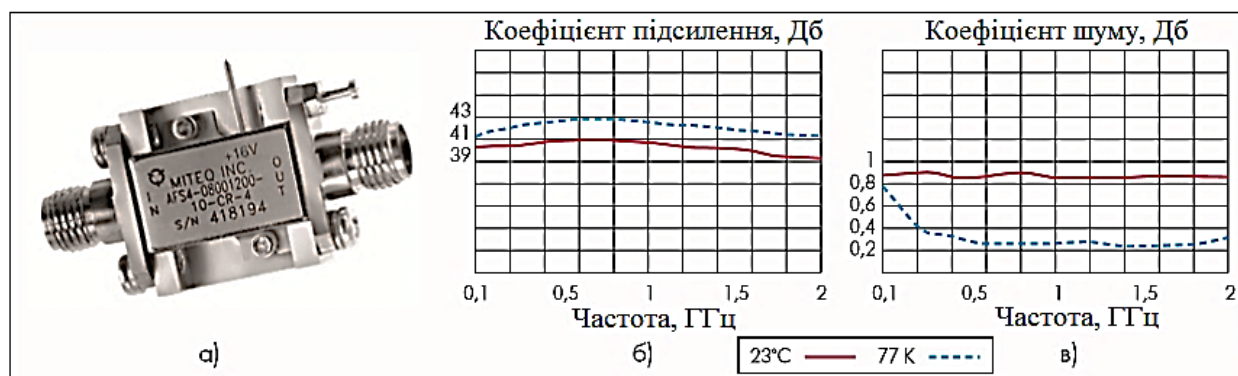


Рисунок 3.7 – Підсилювальний блок AFS-08001200-10-CK-4 (а), частотні характеристики його коефіцієнта підсилення (б) і власного шуму (в)

Підсилювач може функціонувати і за температури рідкого гелію (4К). Певну цікавість становлять малозумні підсилювачі на базі транзисторів типу рНЕМТ компанії Sirenza Microdevices. Коефіцієнт шуму арсенідгалієвого рНЕМТ-підсилювача SPF-2086ТК, що розрахований на роботу в смузі частот 0,1...6 ГГц, при напрузі джерела живлення 3 В і струмі 20 мА, не перевищує 0,3 дБ на частоті 1 ГГц при максимальному коефіцієнті підсилення 25,2 дБ і $P_{\text{вих.1P3}} = 28$ дБмВт. Підсилювач призначений для аналогових і цифрових бездротових систем, 3G-стільникових систем зв'язку і кишенькових комп'ютерів. А коефіцієнт шуму підсилювального модуля SLM-20Т цієї компанії на частотний діапазон 1,7...2 ГГц становить 0,9 дБ при $k_p = 15,1$ дБ і $P_{\text{вих.1дБ}} = 17,7$ дБмВт (рис. 3.8).

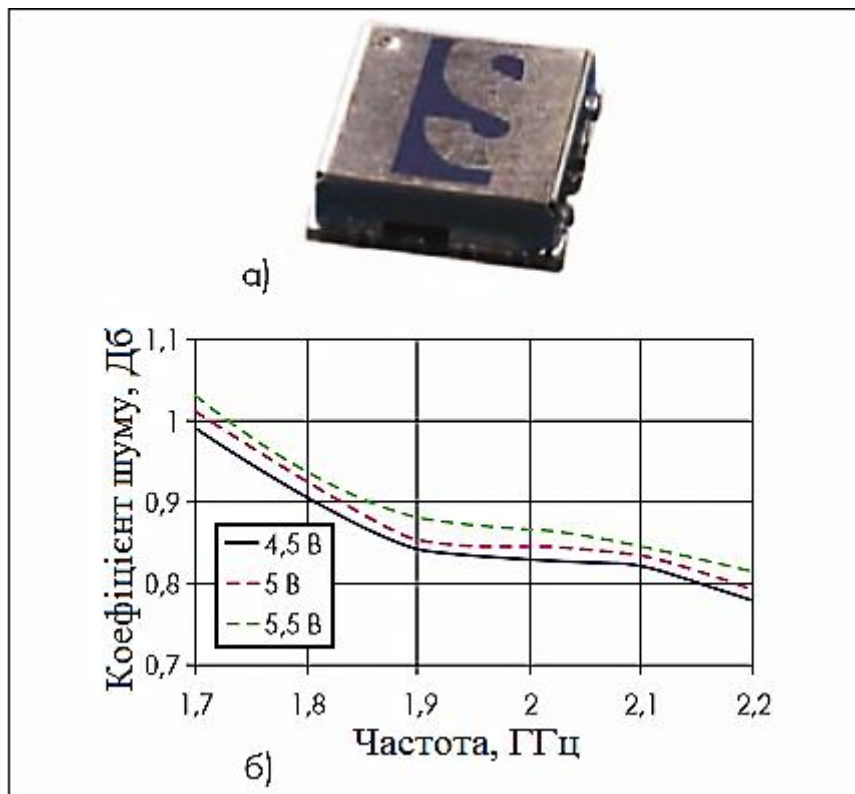


Рисунок 3.8 – Модуль SLM–20Т (а) і його шумова характеристика (б)

Модуль має власне джерело зміщення і узгоджені імпеданси входу і виходу, що дозволяє легко реалізувати підсилювальний блок без застосування зовнішніх компонентів. Призначення модуля – приймачі стандартів CDMA, W–CDMA. Звертають на себе увагу і малOSHумні підсилювачі компанії Amplifonix (раніше Spectrum Microwave). Коефіцієнти шуму і підсилення мікросхеми QBN–5404 в смузі частот 2...3 ГГц становлять 1,5 і не менше $15,5 \pm 0,25$ дБ відповідно. Підсилювач витримує середню вхідну НВЧ-потужність до 20 мВт і імпульсну – до 500 мВт протягом 3 мкс. Компанія пропонує також серію підсилювачів з нормованим рівнем власного фазового шуму. Оптимізована за цим параметром підсилювальна мікросхема TM9137PM у смузі частот 0,01...2 ГГц забезпечує $k_p = 9,5$ дБ, $P_{\text{вих1дБ}} = 15,5$ дБмВт і $NF = 6,5$ дБ при рівні спектральної щільності потужності власного фазового шуму поблизу носійної -160 дБм/Гц для відстроювання 100 Гц і -173 дБм/Гц для відстроювання 100 кГц. Вельми низьким коефіцієнтом шуму (для субміліметрового діапазону частот 71...86 ГГц) характеризується малOSHумний НЕМТ-підсилювач ALN459 компанії Velocium Products – 4...5 дБ (рис. 3.9).

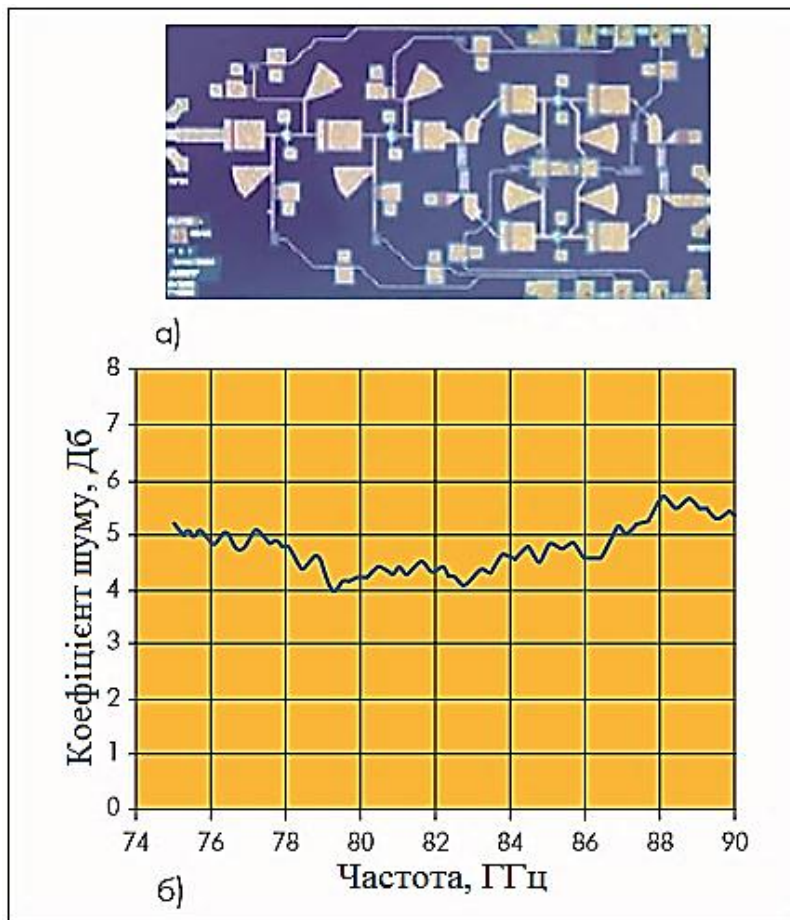


Рисунок 3.9 – Топологія (а) і частотна характеристика шуму (б) малошумного підсилювача ALN459

Значення ширини робочої смуги частот $BW = 15$ ГГц недосяжно в діапазонах більш довгих хвиль. Розмір цього підсилювача в безкорпусному виконанні – $3,1 \times 1,6$ мм.

3.2.2 Підсилювачі підвищеної потужності

Підсилювачі коливань надвисокочастотного (НВЧ) діапазону високої потужності застосовуються в передавальних пристроях радіо- і телевізійного мовлення, мобільного зв'язку, ретрансляційному, радіолокаційному та радіонавігаційному обладнанні, в прискорювачах заряджених частинок, пристроях побутового та промислового нагріву, медичної апаратури. Особлива увага під час їх розробки приділяється питанням забезпечення високих значень струму і напруги, необхідного коефіцієнта корисної дії, відведення розсіюваної потужності, запобігання електричного пробою. Технічні рішення, засновані на твердотільній напівпровідниковій електроніці, дозволяють отримати вихідну потужність менше 1 кВт на частотах $1 \dots 2$ ГГц. Однак при підвищених вимогах до потужності, граничній частоті і лінійності режиму підсилення ширококутового сигналу вони не завжди придатні для реалізації потрібної системи. У таких випадках використовують вакуумні НВЧ-пристрої.

Для підсилювальних НВЧ-вузлів малої і середньої потужності при вихідній коливальній потужності менше 1 Вт у діапазоні частот 0,3...100 ГГц переважають технічні рішення, які використовують напівпровідникові прилади для поверхневого монтажу або в інтегральному виконанні. Вони забезпечують коефіцієнт підсилення одного каскаду 15...20 дБ, а під час каскадування – до 60 дБ; ККД – до 45%; широкосмуговість – 0,1...5 ГГц; рівень власних шумів – 0,5...5 дБ; діапазон зміни потужності вхідного сигналу без нелінійних спотворень або без неприпустимого погіршення відношення сигнал/шум 30...40 дБ.

Відомо, що на заданій частоті найбільша вихідна потужність вузла, виконаного на одиничному активному елементі, обернено пропорційна квадрату робочої площі цього елемента. Тому під час класифікації підсилювачів за потужністю треба враховувати діапазон робочих частот. Підсумовування високочастотних коливань від багатьох активних елементів дозволяє підвищити рівень вихідної потужності, але при цьому виникають труднощі, пов'язані з конструкцією і ККД пристроїв розгалуження і підсумовування, із забезпеченням фазової ідентичності каналів, що підсумовуються, і з запобіганням паразитного самозбудження. З використанням у системах багатоканального радіозв'язку, телевізійних мовних передавачах, наземних і супутникових ретрансляторах, крім забезпечення потрібного рівня потужності і ККД, особливе значення набуває можливість роботи в розширеному діапазоні лінійного підсилення, при якому перехресні і взаємні нелінійні спотворення залишаються в допустимих межах.

Особливість мініатюрної, але потужної GaAs-мікросхеми MAAPGM0079-DIE (20 Вт на частоті 10,5 ГГц) компанії M/A-COM – монтаж на тепловідвідному радіаторі. У надпотужних підсилювачах KAW5080 (вихідна потужність до 1,8 кВт на частоті 1 ГГц) компанії AR Worldwide і MPKM-14500/R концерну General Dynamics (до 500 Вт на частоті 14,5 ГГц) використовується додавання потужностей від 8 до 16 транзисторних субблоків. Крім того, вони оснащені розгорнутими підсистемами керування, модуляції, розширення динамічного діапазону лінійності. У вихідному каскаді надпотужного високолінійного підсилювача міліметрового діапазону 40T26G40A (до 45 Вт на частоті 40 ГГц) концерну SATCOM Technologies застосовується складання потужностей восьми GaAs-транзисторів.

До НВЧ-підсилювачів середньої потужності зазвичай відносять підсилювачі з вихідною потужністю від 50 мВт до 10 Вт.

Необхідно відзначити, що на ринку є велика кількість спеціалізованих моделей, розрахованих на інтервали частот, що виділені для систем широкого застосування (мобільного та супутникового зв'язку різних стандартів, радіонавігації тощо). Такі моделі відрізняються високим рівнем інтеграції, адаптовані до конкретного інтервалу частот і умов застосування. Лінійне підсилення сигналу підсилювального модуля SCGA1960-43B компанії AmerAmp, що виконано на GaAs HFET у смузі частот 1,86...1,99 ГГц становить 60 дБ, вихідна потужність – 10 Вт при нерівномірності АЧХ не більше $\pm 0,5$ дБ і

рівні інтермодуляційних спотворень більше -70 дБм. Модуль призначений для CDMA-передавачів.

Підсилювальний модуль SSPA24.0-32.0-20 корпорації AetherComm забезпечує в смузі частот 24...32 ГГц лінійне підсилення 40 дБ з коефіцієнтом шуму 10 дБ. Потужність насичення становить 20 Вт, рівень вищих гармонік не перевищує -40 дБм. Вмикання-вимкнення сигналу напругою живлення проводиться за 500 нс. Можливості підвищення вихідної потужності підсилювальних модулів обмежені значенням теплового опору перехід-підкладка R_{TH} .

Для малощумної моделі SLM-20T фірми Sirenza цей параметр дорівнює $250^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$. А для монолітної мікросхеми на базі InGaP/GaAs HBT моделі SBW-5089, що належать до серії SB широкосмугових підсилювачів з високим підсиленням і вихідною потужністю, значення R_{TH} знижено до $70^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$, що гарантує більше напрацювання на відмову (MTBF).

Ще менше тепловий опір – усього $4^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ – у транзистора SLD2083CZ, що входить в SLD-серію транзисторів, виконаних за LDMOS-технологією. Його вихідна потужність у широкій смузі частот до 2,7 ГГц у лінійному режимі досягає 10 Вт, а ККД – 47 % (рис. 3.10). Передбачений вбудований захист від статичного заряду до 500 В.

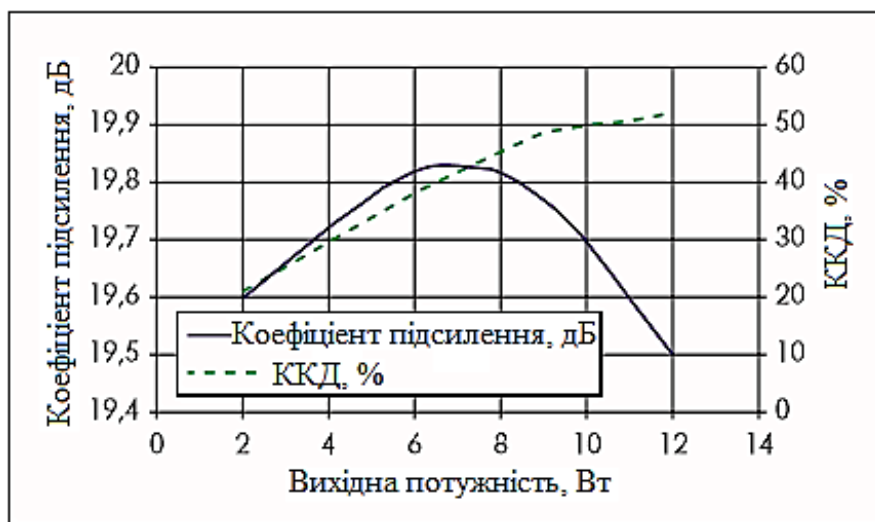


Рисунок 3.10 – Залежності коефіцієнту підсилення і ККД від вихідної потужності підсилювача SLD2083CZ на частоті 1 ГГц

Інтерес становить 4 Вт підсилювач WPS-343724-99 компанії Microwave Technologies на діапазон 3,4...3,7 ГГц, що змонтований у корпус фланцевої конструкції для поверхневого монтажу. Корпус виконаний з запатентованого компанією мідного сплаву, вільного від домішок свинцю і кадмію, з малим тепловим опором – $7^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ (рис. 3.11).



Рисунок 3.11 – Підсилювач WPS-343724-99 (3,4...3,7 ГГц, 4 Вт, 64 QAM)

Можна відзначити монолітну мікросхему підсилювача UAPL65SC фірми Centellaх, що відрізняється виключно широкою смугою робочих частот (0,04...65 ГГц). Потужність насичення його становить 21...24 дБмВт, блокувальні кола виконані за технологією PLFX (Passive Low Frequency eXtension – пасивного просування в область низьких частот) зі смугою пропускання до 40 МГц. Підсилювач має вбудований детектор рівня вихідної потужності з температурною стабілізацією. Групове запізнення сигналу в діапазоні 5...40 ГГц становить 35 ± 3 пс. У моделі UAPL65SC при струмі споживання 103 мА коефіцієнт шуму не перевищує 4 дБ. Випускається в ультраплоскому (100 ± 10 мкм) безкорпусному виконанні. Як приклад двоспрямованого підсилювача можна навести модель антенного підсилювача HD18026-5 компанії RF Amplifiers. Підсилення випромінюваного сигналу на частоті 2,4...2,5 ГГц становить 24 дБ, вихідна потужність – 500 мВт при мінімальній вхідній потужності 1 мВт. Лінійне підсилення 14 дБ при коефіцієнті шуму 3,5 дБ. До останніх досягнень в області НВЧ-підсилювачів підвищеної потужності можна віднести підсилювачі серії FSD4 фірми MITEQ з вбудованими гармоніковими фільтрами, що пригнічують у вихідному сигналі другу і третю гармоніки, а також модель CMM1431-SM компанії Mimix Broadband, що відрізняється високою економічністю ($\eta_{PAE} = 26\%$) при вихідній потужності $\sim 1,5$ Вт на частоті 14 ГГц. Становить зацікавленість термокомпенсований підсилювач CHA7010 французької компанії United Monolithic Semiconductor на смугу частот 8,4...10,4 ГГц. Виконаний він на підкладці розміром $4,7 \times 4,4$ мм, на якій розміщені чотири транзистори першого каскаду і вісім транзисторів другого каскаду. Вихідна потужність каскадів підсумовується. ККД підсилювача $\eta_{PAE} = 35\%$. Ця ж фірма випускає безкорпусну модель CHA5297 з високою для діапазону міліметрових хвиль (37...40 ГГц) вихідною потужністю $P_{вих.1дБ} = 28$ дБмВт. Модель побудована за трикаскадною схемою на арсенідгалієвих рНЕМТ, розміщених на кристалі розміром $4,1 \times 2,6 \times 0,05$ мм. Перший каскад виконаний на одному транзисторі, другий – на двох і третій – на чотирьох з мостовими суматорами. Випускаються потужні підсилювачі субміліметрового діапазону. Вихідна потужність моделі APH577 фірми Velocium перевищує 1 Вт на частоті 81...83 ГГц, а моделі FPA156016 ірландської фірми Farran Technology – 1 Вт у смузі частот 55...65 ГГц.

3.2.3 Широкопсмугові підсилювачі

Для розширення смуги робочих частот застосовуються такі принципи побудови підсилювачів: 1) сбалансовий підсилювач; 2) зворотний зв'язок; 3) активне узгодження; 4) підсилювачі з розподіленим підсиленням.

Розвиток підсилювачів іде як по шляху вдосконалення традиційних схем балансних підсилювачів у гібридно-інтегральному виконанні, так й інтенсивного створення схем за монолітною технологією. Сучасний рівень розвитку технології і методів розрахунку дозволяє створювати надширокопсмугові підсилювачі на основі монолітних схем з оптимальними коефіцієнтами підсилення і нерівномірністю коефіцієнта підсилення в надширокій смузі частот НВЧ діапазону. На сьогодні кращі параметри підсилювачів досягнуті на основі гібридно-інтегральної технології.

Широкопсмугові підсилювачі високої потужності застосовуються в системах радіоелектронного приглушення, системах випробувань на електромагнітну сумісність, а також у деяких нових радіолокаційних системах, що використовують широкопсмугові сигнали або сигнали з широким діапазоном перестроювання частоти. Будуються такі підсилювачі на основі кристалів дискретних широкопсмугових транзисторів (до С-діапазону) і на основі МІС (починаючи з Х-діапазону).

Разом з розвитком технологій МІС за десятиліття вихідна потужність широкопсмугових підсилювачів С-Х-Ку-діапазонів зросла в 10...20 разів з одночасним зростанням ККД з 3...5 % до 10...15 %.

Основні конструктивні особливості широкопсмугових НВЧ-підсилювачів:

- складна схема побудови вихідного каскаду. Можливості широкопсмугового узгодження активного елемента (транзистора) суттєво погіршуються з ростом його вихідної потужності (і як наслідок – ширини затвора, ємностей активної структури), що часто призводить до необхідності застосування багатоканальних суматорів потужності, які ускладнюють конструкцію приладу і вносять додаткові втрати.

- використання як активних елементів транзисторів з малими додатковими реактивностями (кристалів дискретних транзисторів та МІС у середній і верхній частині сантиметрового діапазону і МІС у міліметровому діапазоні, і корпусних транзисторів в дециметровому та нижній частині сантиметрового діапазону).

- необхідність застосування додаткових заходів (і схем) приглушення відбитих хвиль. Під час узгодження в широкій смузі неможливо отримати низький рівень відбитої від входу транзистора хвилі використанням реактивних узгоджувальних кіл (УК). Доводиться застосовувати схемні «надмірності» у вигляді реактивно-дисипативних УК, що зменшують підсилення каскаду, зворотних зв'язків, що погіршують і підсилення, і вихідну потужність, і ККД каскаду, квадратурних схем складання, що збільшують габарити й ускладнюють конструкцію приладу, схем розподіленого підсилення, що погіршують ККД.

Отже, широкопсмуговими вважаються підсилювачі з коефіцієнтом перекриття по частоті $k_f > 0,2$.

До приладів цього класу належать трансімпедансні підсилювачі сімейства SFT фірми Sirenza Microdevices, що працюють з дворівневими відеоімпульсними сигналами і призначені для високошвидкісних волоконно-оптичних приймачів. Робоча смуга частот моделі SFT-0200 становить 11,5 ГГц, а перспективною SFT-9100 – досягає 45 ГГц (рис. 3.12).

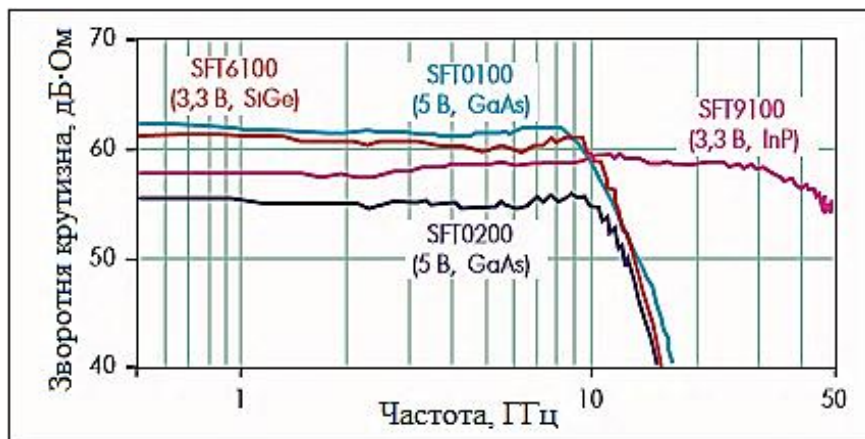


Рисунок 3.12 – Частотні характеристики трансімпедансних підсилювачів сімейства SFT фірми Sirenza Microdevices

Підсилювачі відрізняються високим добутком коефіцієнта підсилення на смугу (площу підсилення). Основні параметри – коефіцієнт диференціального підсилення $k_{\text{диф}}$, вимірюваний у децибелах, помножених на Ом, і чутливість $P_{\text{вх.мін}}$. Підсилювачі серії SFT виконуються на GaAs, SiGe або InP і випускаються в безкорпусному виконанні розміром 1×1 мм. Особливість підсилювачів серії A0120 фірми Marki Microwave – можливість роботи в жорстких умовах експлуатації (робочий діапазон температур від -55 до 100 °С). Нові типи НВЧ-підсилювачів мають відповідати вимогам Директиви захисту навколишнього середовища RoHS. Цим вимогам, зокрема, відповідає мікросхема SKY65013-92LF фірми SkyWorks – мініатюрний каскадний підсилювач на основі InGaP, що працює в смугі частот від 10 МГц до 12 ГГц з малосигнальним підсиленням 12,5 дБ і рівнем лінійності по виходу 12,5 дБмВт. Безкорпусний підсилювач UATM30M2C фірми Centellax, що функціонує в смугі частот від 40 МГц до 30 ГГц, є одночасно як надширокосмуговим, так і малOSHумним. Його восьмикаскадна схема розміщена на підкладці розміром 2,4×0,9×0,1 мм. Коефіцієнт підсилення становить не менше 18 дБ у смугі частот від 40 МГц до 20 ГГц з нерівномірністю $\pm 0,3$ дБ і не менше 16 дБ на частотах до 30 ГГц.

Підсилювач може каскадуватися, має вбудований детектор рівня вихідної потужності з чутливістю 0,5 мВ/мВт. Динамічний діапазон потужності вхідних сигналів перевищує 30 дБ. Лінійне підсилення надширокосмугового (від 200 кГц до 65 ГГц) трикаскадного підсилювального модуля UA1L65VM цієї фірми становить 30 дБ при вхідній потужності від -20 до -8 дБмВт, коефіцієнти

шуму – 5,5 дБ. Рівень потужності насичення – 23 дБмВт. Серії підсилювачів з вдалим поєднанням таких характеристик, як широка робоча смуга, рівні потужності, підсилення і шуму випускає компанія Lucix Amplifiers.

Підсилення моделі S080120P4701 в смузі частот 8...12 ГГц дорівнює 47 дБ при рівні лінійності $P_{\text{вих.1дБ}} = 30$ дБмВт і $NF = 2,8$ дБ. Модель S001200L3205 працює в надширокій смузі частот від 100 МГц до 20 ГГц з $k_{\text{PO}} = 32$ дБ і $NF = 3$ дБ при діапазоні лінійності до $P_{\text{вих.1дБ}} = 20$ дБмВт. Мікросхема AFPD44-00102000-20P фірми MITEQ (смуга частот 0,5...20 ГГц, підсилення 26 дБ, $NF = 5$ дБ) має два виходи з $P_{\text{вих.1дБ}} = 20$ дБмВт кожен. Ослаблення зв'язку між портами становить -30 дБ. На замовлення може бути включений третій порт.

Відзначимо і новий широкосмуговий підсилювач XR1003 компанії Mimix Broadband, виконаний на чотирьох GaAs рНЕМТ по 0,15-мкм технології з використанням моста-розгалужувача і моста-суматора. Його вихідна потужність перевищує 2 Вт у смузі частот 27...35 ГГц. У схему вбудований детектор вихідної потужності і модулятор для формування сигналу з кодо-амплітудною модуляцією.

Слід звернути увагу на підсилювачі з розширеними функціональними можливостями. До пристроїв цього класу належать підсилювачі серії AVG фірми MITEQ на діапазоні частот 0,1...20 ГГц з функцією керованого підсилення.

Шляхом зміни керованої аналогової напруги від 0 до 2 В підсилення приладів цієї серії варіюється в межах від 32 до 15 дБ. Передбачена також можливість контролю рівня потужності вихідного сигналу (рис. 3.13).

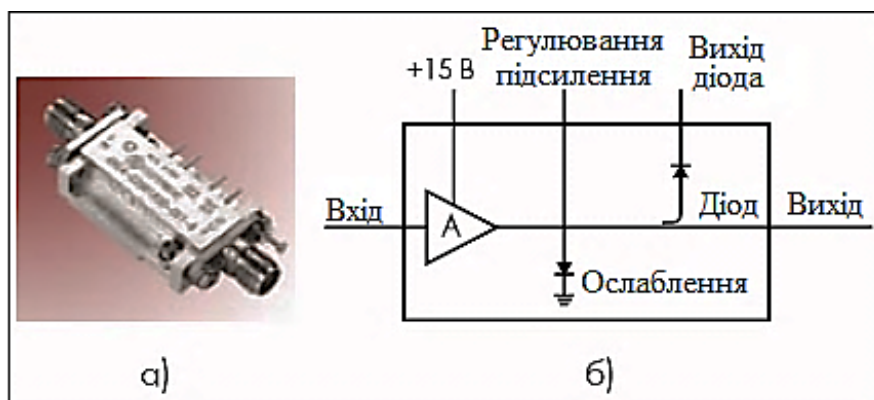


Рисунок 3.13 – Підсилювач серії AVG фірми MITEQ (а) і його електрична схема

Двокаскадні підсилювальні мікрозбірки серій AFSW і AFTL цієї компанії дозволяють виконувати імпульсну модуляцію вихідного сигналу. Тривалість фронту включення – 50 нс, виключення – 250 нс. Підсилювач AG101 фірми Watkins-Johnson Communications (смуга частот 0,25...3 ГГц, $k_{\text{P}} = 14$ дБ, $P_{\text{1дБ}} = 15$ дБмВт, $P_{\text{вих.1P3}} = 32$ дБмВт) відрізняється широким динамічним діапазоном лінійного підсилення.

На вході мікросхеми ECG003 компанії для забезпечення високої лінійності і відмови від кола установки вхідного зміщення включена Дарлінгтонська пара транзисторів. Обмежувальний підсилювальний модуль KMS1070 фірми ARWorldWide, що розроблений з урахуванням високих вимог до лінійності характеристик і відповідає стандарту WiMAX (IEEE 802.16d), розрахований на діапазон 3,4–3,7 ГГц, $P_{\text{вих.1дБ}} = 20$ Вт, а рівень обмеження становить 40 Вт. Модуль виконаний на GaAs-польових транзисторах. Може каскадуватися. Обмежувальний підсилювач ENL9654 фірми Amplifonix призначений для прийому сигналів на частоту до 1 ГГц з кутовою модуляцією. Його малосигнальне підсилення в інтервалі вхідної потужності -25...10 дБмВт досягає 55 дБ, обмеження вихідного сигналу на рівні -0,5 дБмВт з похибкою не більше $\pm 0,9$ дБ, відхилення крутизни фазочастотної характеристики не перевищує 0,004 градуса/дБ·МГц.

Кола живлення і блокування підсилювачів поверхневого монтажу. Можливість досягнення встановлених виробником параметрів НВЧ-підсилювачів суттєво залежить від вибору типу і топології розміщення допоміжних кіл підключення живлення і блокувальних елементів. На ринку представлені фірми, що спеціалізуються на випуску пасивних НВЧ-компонентів – розділових конденсаторів (Bloc DC) з малою індуктивністю виводів; котушок індуктивності (Bias Tee) без резонансу на частотах понад 20 ГГц; широкосмугових кіл живлення колекторного кола, здатних пропускати постійний струм заданого значення. Багато розробників підсилювальних вузлів випускають такі компоненти для поверхневого монтажу, що узгоджені з виробленими мікросхемами (Mini-Circuits, MITEQ тощо), або створюють мікробірки з інтегрованими елементами, що стає неминучим з підвищенням робочої частоти

Підсилювальні НВЧ-вузли відрізняються надзвичайно різноманітним поєднанням таких параметрів, як робоча смуга частот, чутливість, вихідна потужність у лінійному режимі, економічність, масогабаритні показники, додаткові функціональні можливості (високошвидкісне керування підсиленням, використання ефекту насичення тощо). Виявляється тенденція до інтеграції таких вузлів з допоміжними колами живлення, пристроями блокування, термостабілізації. Найбільш високі технічні характеристики мають підсилювачі, призначені для масових застосувань: бездротових систем зв'язку різних стандартів, волоконно-оптичних ліній передачі. Відбувається швидке впровадження нових рНЕМТ-, HFET-технологій, що спрямовані на створення інтегральних вузлів з робочою частотою до 20...90 ГГц на базі SiGe, InP, InGaP.

Слід звернути особливу увагу на сучасні надпотужні GaN-підсилювачі. Прикладом для розгляду може слугувати сучасний GaN-підсилювач L-діапазону для рівня вихідної потужності 125 Вт.

Дані підсилювачі виконуються на основі нітрид-галієвих транзисторів. Ці транзистори мають постійно зростати, потужнісні та частотні характеристики що є доступними в лінійках продукції провідних світових виробників; вони демонструють високі значення коефіцієнта підсилення, вихідної потужності і

ККД. При вихідній потужності до десятків ват застосуємо корпус для поверхневого монтажу. Для більш високих значень потужності транзисторів застосовані вже керамічні корпуси з металевою основою, вони з'єднують витік транзистора безпосередньо з тепловідводом корпусу і тому забезпечують великі значення теплопередачі.

Підсилювач оптимізований для роботи в смузі частот 0,96...1,215 ГГц з типовим значенням коефіцієнта підсилення в центрі смуги 20 дБ, вихідній потужності $P = -3$ дБ (51 дБм, 125 Вт) при компресії 3 дБ і ККД більше 70 %. В основі розробки – транзистор QPD1008 виробництва Qorvo, що серійно випускається, виготовлений за технологією 0,25 мкм Sabl NEMT. Корпус транзистора N1360 з металокераміки, безфланцева версія подана на рис. 3.14.

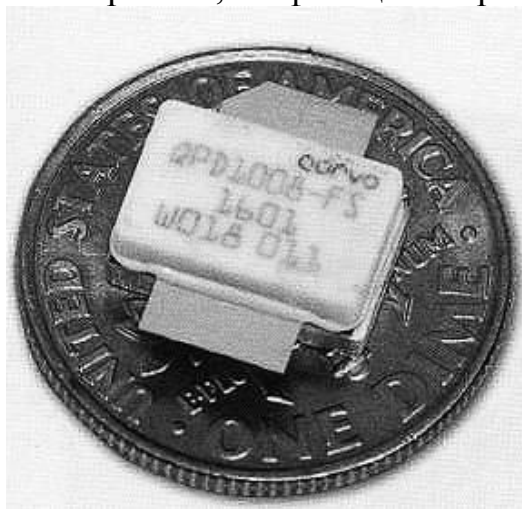


Рисунок 3.14 – Розміри GaN–транзистора QPD1008 порівняно з 10-центовою монетою

Транзистор розміщено на алюмінієвий носій так, щоб виводи розташовувалися на рівні друкованої плати з матеріалу Rogers 4360G2 товщиною 0,8128 мм з металізацією товщиною 35 мкм. Відносно товста підкладка була обрана, виходячи з широких можливостей вибору імпедансу для забезпечення необхідних рівнів вихідної потужності на додаток до високої постійної напруги. Постійна напруга для QPD1008 становить 50 В при струмі стоку 260 мА. Графік залежності коефіцієнта підсилення від частоти наведено на рис. 3.15.

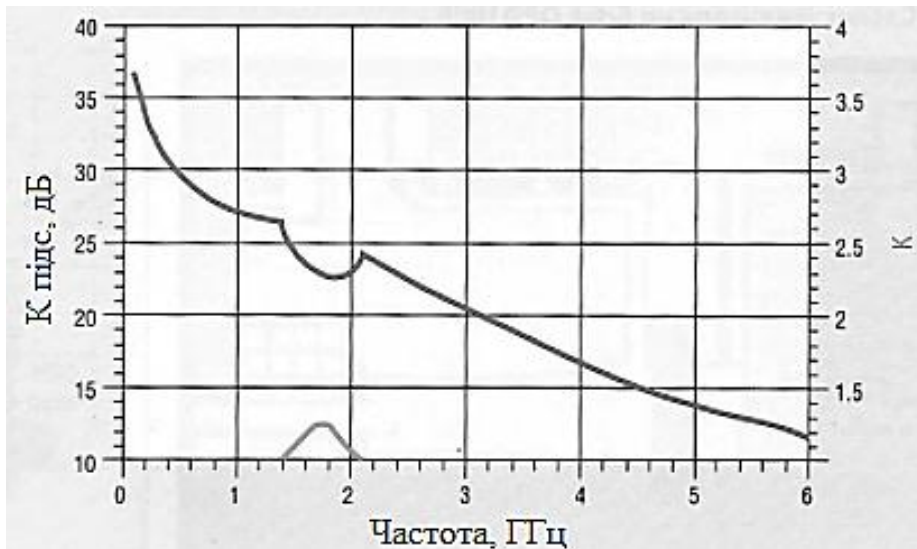


Рисунок 3.15 – Графік залежності коефіцієнта підсилення від частоти

Ділянка від 1,4 ГГц до 2,1 ГГц показує зону безумовної стабільності. Робочий діапазон QPD1008, що володіє умовною стабільністю, має максимальний стійкий коефіцієнт підсилення 26 дБ. Підсумкове значення буде вочевидь менше даної величини через необхідність забезпечення безумовної стабільності підсилення, а також унаслідок впливу кін змещення й узгодження. Крім того, настроювання на максимальну потужність і ККД переважніше, ніж узгодження входів і виходів із зовнішніми колами. Підсилювач має бути безумовно стабільним на всіх робочих частотах за температур до $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$. Оскільки транзистор є безумовно стабільним тільки в смузі 1,4...1,8 ГГц, то на частотах вище цього діапазону стабільність може порушуватися. Це вимагає певних заходів, що стосується і більш низьких частот, де коефіцієнт підсилення виявляється в надлишку.

Режим великого сигналу з підключеним навантаженням показав, що на частоті 1,1 ГГц пристрій на базі OPE1008 забезпечує потужність вихідного сигналу +51 дБм при компресії 3 дБ. Необхідний імпеданс по входу склав згідно з розрахунками $0.73 + j0.64$, по виходу $5 + j2$. Діаграма Сміта при характеристичному імпедансі 11,7 Ом показана на рис. 3.16.

Слід зауважити, що необхідний вхідний імпеданс дуже близький до ділянки, яка відповідає короткому замиканню на діаграмі Сміта, і це значення також близьке до межі стабільності всієї схеми.

Отже, необхідний компроміс між умовами безумовної стабільності схеми і хорошої передачі НВЧ-потужності (меншими відбиттями від входу).

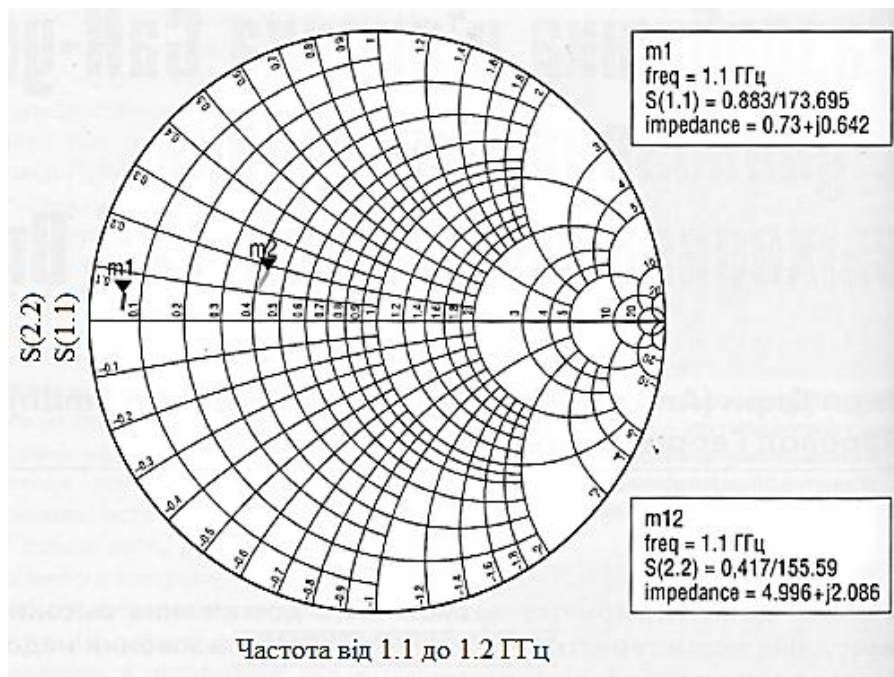


Рисунок 3.16 – Діаграма Сміта при характеристичному імпедансі 11,7 Ом

Схема підсилювача показана на рис. 3.17.

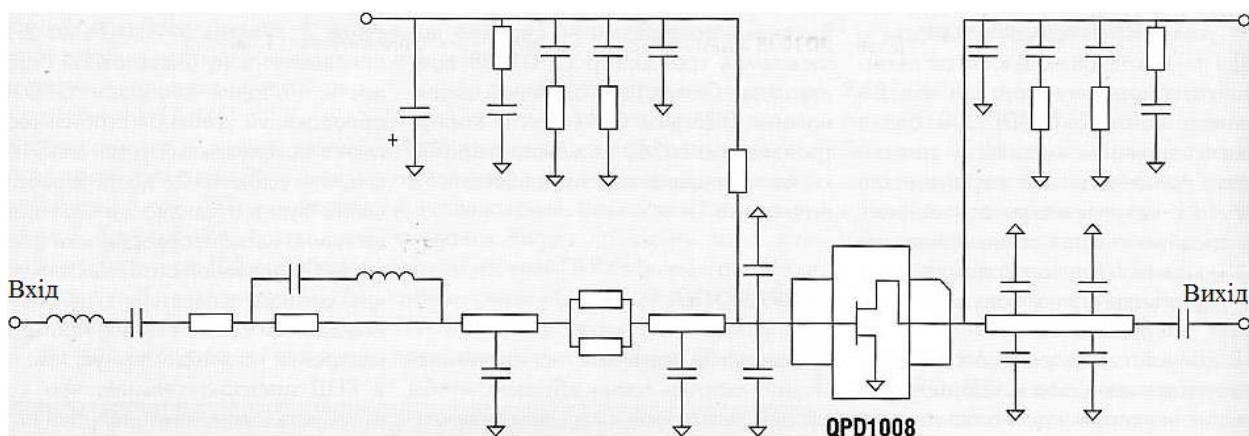


Рисунок 3.17 – Схема підсилювача на базі QPD1008

Усі пасивні компоненти є елементами поверхневого монтажу (SMD), що підібрані з розрахунку високих значень постійної напруги і максимальної НВЧ-потужності.

Номінали НВЧ-резисторів підібрані, виходячи з вимог безумовної стабільності. Вони виготовлені компанією IMS і здатні розсіяти потужність 25 Вт у безперервному режимі. Кола зміщення як стоку, так і затвора реалізовані відповідними смужками друкованої плати, що закінчуються шунтувальними конденсаторами, які дають коротке замикання в колах у центрі робочої смуги частот. Кола узгодження за входом і виходом перетворюють 50 Ом

в низький опір витокую транзистора і навантаження для кращої передачі потужності. Вони реалізовані як навісними елементами, так і розподіленими структурами мікрострічкової лінії.

Важливо, щоб мікросмужкова лінія мала достатню ширину для передачі НВЧ-потужності, в іншому разі високим рівнем сигналу, що передається, вузька смужкова лінія може просто випаруватися.

Для подальших вимірювань до входу підсилювача було підключено демпфуюче коло з високовольтним резистором, який включений паралельно резонатора, що складається з послідовного LC-контурі. Розміри схеми і розташування на ній елементів були обрані з міркувань максимального відбиття НЧ-сигналу під час мінімального впливу на сигнал усередині робочої смуги (рис. 3.17). Важливою властивістю цього кола було також позбавлення схеми від небажаних значень імпедансів, які могли б викликати збудження схеми.

Зовнішній вигляд плати і зображення фінального складання схеми підсилювача на базі QPD1008 наведено на рис. 3.18.

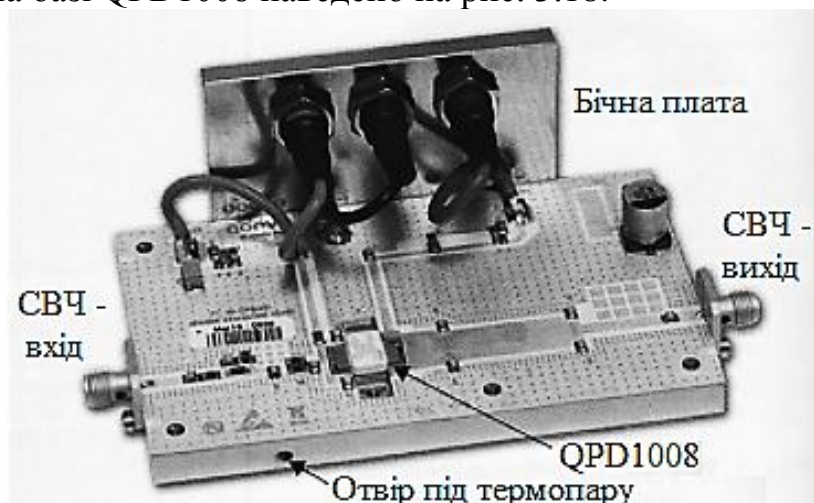


Рисунок 3.18 – Налаштовувальна плата QPD1008 у зборі

Друкована плата з матеріалу Rogers 4360G2 встановлена на носій з алюмінієвого сплаву, який виступає як теплопровід для радіатора. Бічна панель змонтована з краю основи, і через неї подається напруга зміщення. Синій провід – це зміщення, що подається на затвор транзистора, червоний провід – напруга стоку і чорний провід – загальний. На вході і виході плати розташовуються недорогі з'єднувачі SMA. Збоку плати в основі розташований отвір для термопари, що дозволяє точно вимірювати температуру основи транзистора.

Характеристики, отримані під час вимірювань, містять втрати на з'єднувачах. S-параметри, отримані в режимі малого сигналу, виміряні за температур $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$, $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ і $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$. Рис. 3.19 відповідає безперервному режиму підсилення.

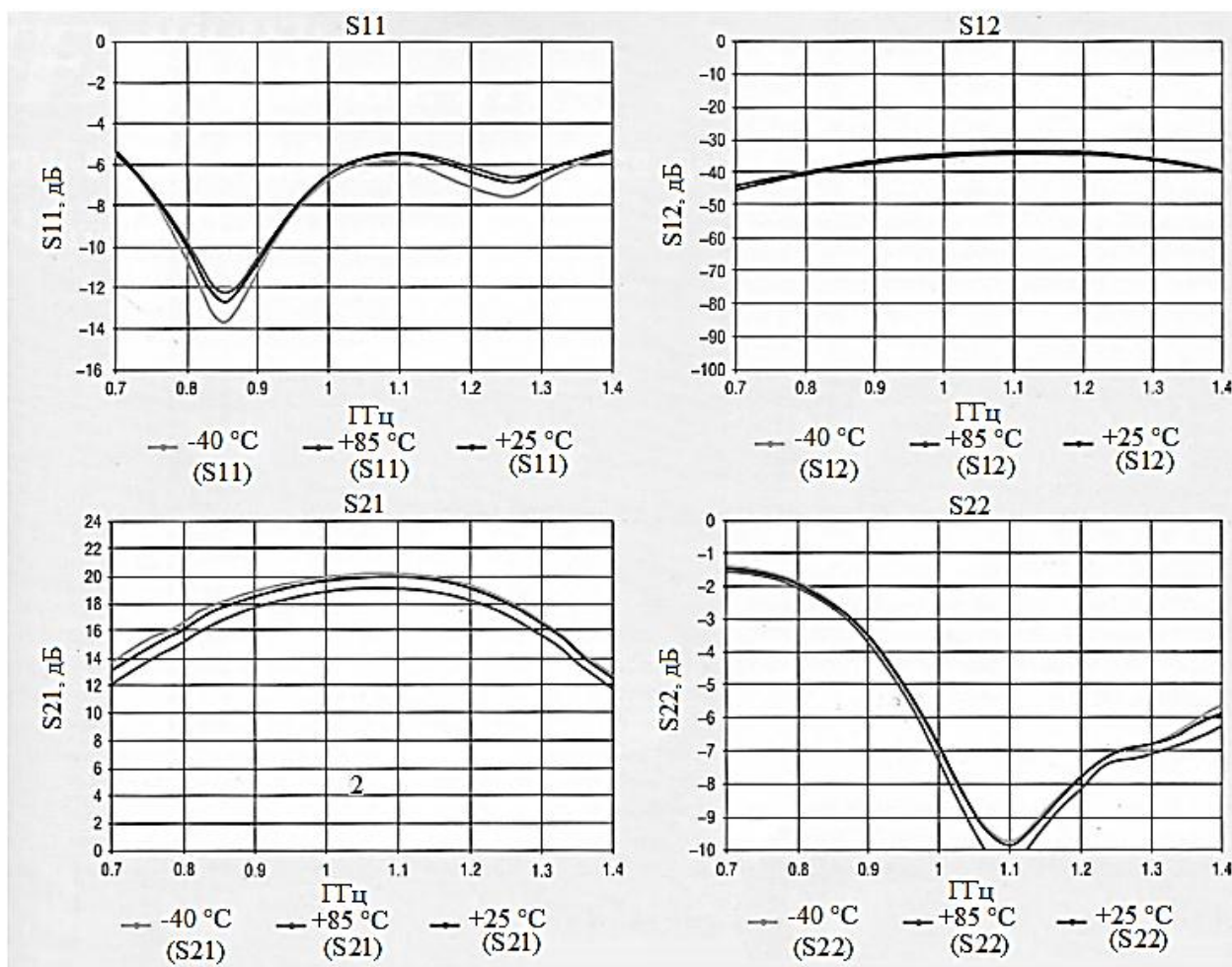


Рисунок 3.19 – Параметри підсилювача на базі QPD1008 у безперервному режимі при малому сигналі.
Температура основи корпусу -40 °C, 25 °C і +85 °C відповідно

Значення отриманих S-параметрів говорять про підсилення 19 дБ у робочій смузі частот, і це значення змінюється на менш ніж 2 дБ з варіюванням температури в робочому діапазоні -40...+85 °C. Втрати по входу схеми навряд чи зміняться з температурою і в гіршому випадку становитимуть 5 дБ у смузі. Відносно погані зворотні втрати на відбиття визначаються узгодженням на необхідний імпеданс з точки зору оптимального режиму роботи кола витoku. Втрати на відбиття по виходу зазвичай становлять 7 дБ, що також є результатом узгодження на максимальну потужність, що переважає, ніж узгодження по входу і виходу щодо зовнішніх кіл.

Також були проведені вимірювання схеми при великому сигналі в робочому температурному діапазоні в режимі імпульсного сигналу з тривалістю імпульсу 128 мкс і шпаруватістю 10. У даному режимі вхідна потужність була подана на схему з кроком 10 дБ до досягнення рівня, що злегка перевищує рівень компресії 3 дБ. У результаті збільшення вхідної потужності потужність, що розсіюється, збільшувалася і температура також росла. Результат вимірювання в середині частотного діапазону (1,09 ГГц) за різних

температур показаний на рис. 3.20. Зміну значень коефіцієнта підсилення для різних температур відображено на рис. 3.20, а.

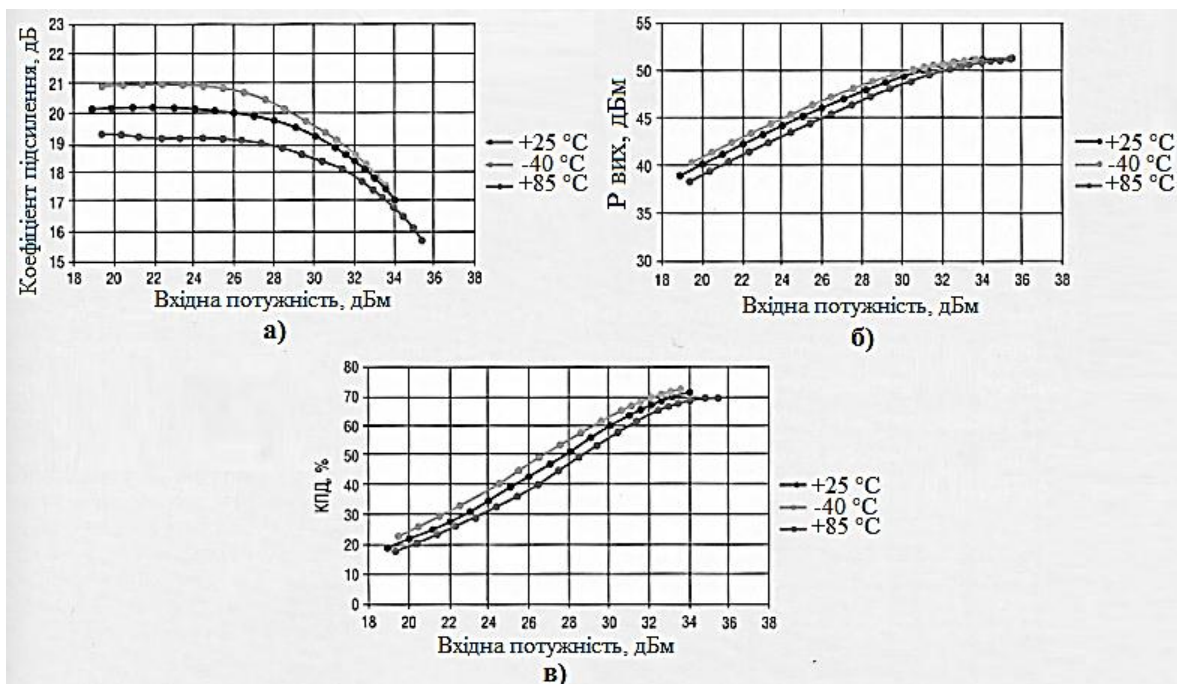


Рисунок 3.20 – Залежності коефіцієнта підсилення (а), вихідної потужності (б) і ККД (в) від вхідної потужності за різних температур підсилювача на базі QPD1008

Як видно, рівень компресії 3 дБ досягається при вхідній потужності +33 дБ для низьких значень температури, +34 дБ для номінальних значень температури і + 35 дБ для високих значень. Залежність вихідної потужності від вхідних (рис. 3.20, б) показує, що в середині смуги рівень 3 дБ компресії досягається при значеннях вихідної потужності + 51 дБм при розкиді +0,3 дБм з варіюванням температури. Частотні залежності даних параметрів наведені на рис. 3.21.

На межах смуги підсилювач потужності на базі транзистора QPD1008 досягає мінімуму 50 дБм (100 Вт) вихідної потужності, ККД більше 50 % і коефіцієнта підсилення 16,5 дБ в точці 3 дБ компресії. У центрі частотного діапазону ККД досягає більше 70 %. Варто зауважити, що дані величини вже містять втрати під час узгодження і в з'єднувачах. Ці значення досягаються на безлічі налагоджувальних плат, що говорить про повторюваність результату.

Отже, підсилювач на базі транзистора L-діапазону QPD1008 від Qorvo – це однокаскадний підсилювач, основними характеристиками якого є досягнення максимуму ключових параметрів у смугі 960...1215 МГц; забезпечення в середині смуги максимальної вихідної потужності +51 дБм, ККД 70 % і коефіцієнта підсилення в режимі малого сигналу 20 дБ на рівні компресії 3 дБ.

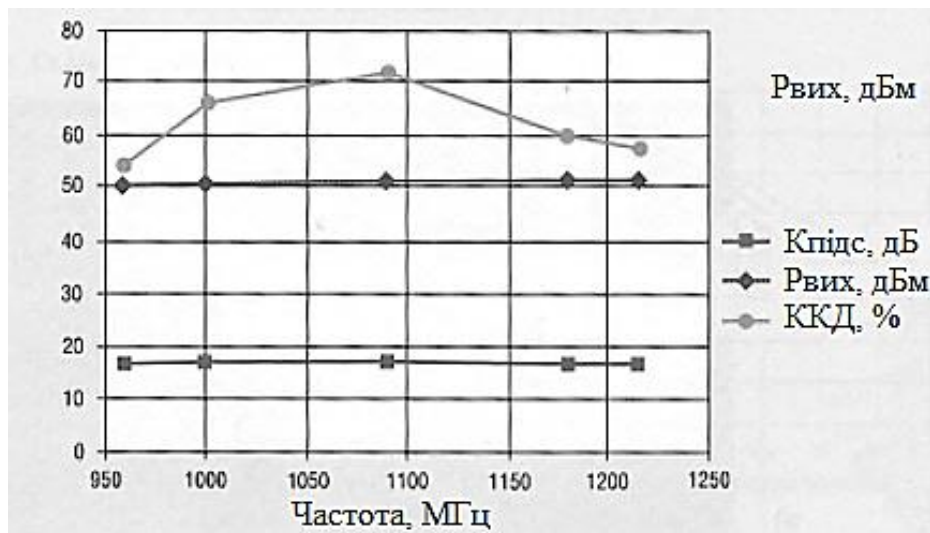


Рисунок 3.21 – Частотні характеристики ключових параметрів підсилювача на базі QPD1008 на рівні 3 дБ компресії за кімнатної температури

3.3 Контрольні запитання та завдання

1. Перелічіть основні параметри транзисторних підсилювачів НВЧ.
2. Чим визначається вибір деяких параметрів транзисторних підсилювачів як основних, а інших як додаткових?
3. Наведіть приклади додаткових параметрів транзисторних підсилювачів НВЧ та умови експлуатації, за яких їх треба враховувати.
4. Які конструктивні особливості треба враховувати під час застосування транзисторних підсилювачів НВЧ?
5. Які типи транзисторів застосовують у транзисторних підсилювачах НВЧ й чому?
6. За якими основними ознаками класифікують високочастотні підсилювачі?
7. Які існують типи високочастотних підсилювачів за призначенням?
8. Що таке малoshумні підсилювачі і якими параметрами вони характеризуються?
9. Як виглядає структурна схема однокаскадного підсилювача? Що треба враховувати під час побудови малoshумного підсилювача НВЧ?
10. Які структурні елементи використовуються під час побудови високочастотного підсилювача?
11. Опишіть типову однокаскадну схему вузькосмугового малoshумного підсилювача.
12. Опишіть схему балансного підсилювача НВЧ.
13. Які параметри мають сучасні малoshумні підсилювачі НВЧ?
14. У яких випадках існує необхідність застосування потужних підсилювачів НВЧ?
15. Які можливості виконання практичних вимог дає твердотільна напівпровідникова електроніка?

16. Які технічні характеристики мають напівпровідникові підсилювачі НВЧ підвищеної потужності?
17. Як вирішується проблема отримання підвищених рівнів потужності НВЧ-сигналів у транзисторних підсилювачах?
18. Де застосовуються широкопasmові транзисторні підсилювачі НВЧ?
19. На основі яких принципів створюються широкопasmові транзисторні підсилювачі НВЧ?
20. Які конструктивні особливості мають широкопasmові підсилювачі НВЧ?
21. Наведіть приклади технічних характеристик сучасних широкопasmових підсилювачів НВЧ.
22. Що дає застосування GaN під час створення активних елементів підсилювачів НВЧ?

4 МОНОЛІТНІ ІНТЕГРАЛЬНІ СХЕМИ НВЧ

4.1 Загальні відомості

Останнім часом монолітні інтегральні схеми (далі по тексту МІС НВЧ, в англomовній літературі ММІС – Monolithic Microwave Integrated Circuit) отримали широке розповсюдження не тільки у військовій, але і в цивільній техніці, особливо в стільниковій телефонії. Основними причинами є бурхливий розвиток високошвидкісних широкосмугових систем передачі даних при постійній потребі зниження масо-габаритних параметрів виробів.

Створенню МІС НВЧ сприяло безліч досягнень в інтегральній технології ХХ століття, проте з певною часткою вірогідності можна сказати, що прототипом сучасної МІС НВЧ була ідея, що озвучена і запатентована (патент США № 2981877) у 1961 році Робертом Нойсом, який працював на той час в компанії Fairchild. Він створив мікросхему з планарною структурою, як підкладку використовуючи кремній. Планарні дифузійні біполярні кремнієві транзистори і резистори Нойс з'єднував між собою тонкими алюмінієвими смужками, які лежать на оксиді кремнію, що пасивуються. Для виготовлення цих смужок був використаний традиційний процес, що включає напилювання металевого шару і фотолітографію з подальшим хімічним травленням металу. Пізніше надвисокочастотні МІС стали виготовляти на основі напівпровідникових кристалів з арсеніду галію, який і донині займає панівні позиції як матеріал для виробництва МІС НВЧ (понад 80 % монолітних мікросхем виконуються на підкладках з арсеніду галію і трійних напівпровідників на його основі: AlGaAs і InGaAs). Перевагами арсеніду галію є висока рухливість електронів, широка заборонена зона, вельми широкий діапазон робочих температур, досить зручна можливість отримання напівізолюючого GaAs, гарні оптичні характеристики, низька споживана потужність. Завдяки високій рухливості електронів МІС НВЧ на арсеніді галію можуть бути використані в діапазоні від 1 ГГц до 100 ГГц. Історично першими застосуваннями таких МІС були військові і цивільні РЛС, супутникові системи зв'язку та навігації, засоби зв'язку тощо. Мабуть, з деякою часткою впевненості можна стверджувати, що якщо на етапі становлення монолітних інтегральних схем двигуном їх подальшого розвитку була необхідність підвищення надійності пристроїв (військова техніка), то зараз в основному цією рушійною силою є вимоги ринку, що постійно зростають щодо зниження габаритів виробів (зокрема, стільникових телефонів, засобів навігації тощо).

Монолітні ІС найчастіше використовуються в НВЧ-діапазоні в додатках, де необхідні невеликі розміри і висока надійність. Прикладами систем на базі МІС можуть слугувати приймачі і передавачі систем зв'язку, фазовані антенні решітки (ФАР), датчики, що працюють на надвисоких частотах тощо. Останнім часом МІС широко використовуються в стільниковій і супутниковій телефонії, пристроях глобального позиціонування GPS. Успіхи в технології МІС стали широко використовуватися і у виробництві дискретних компонентів, що більш за все стосується до біполярних гетеротранзисторів, виконуваних за

технологією МІС. Ці транзистори вже давно користуються великим попитом у виробників професійних засобів зв'язку.

Характерною ознакою монолітних ІС є їх низький ступінь інтеграції порівняно з цифровими мікросхемами. Монолітна ІС зазвичай є функціонально закінченим пристроєм, що не вимагає використання будь-яких зовнішніх задавальних і підстроювальних елементів. Приклади конструкцій монолітних мікросхем НВЧ наведені на рис. 4.1.

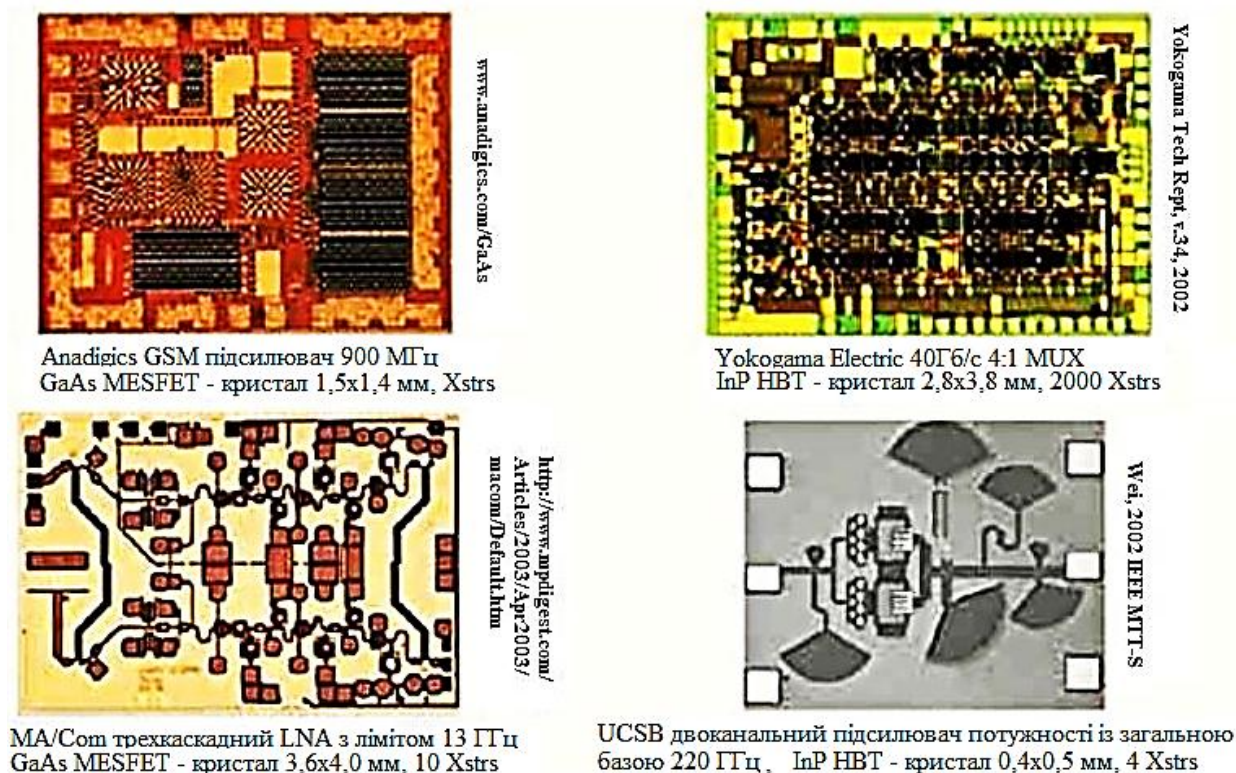


Рисунок 4.1 – Приклади МІС НВЧ

Найбільш типовими МІС є малощумні підсилювачі, змішувачі, підсилювачі потужності, модулятори тощо. Очевидно, що на основі перерахованих МІС легко побудувати пристрій більш високого рівня, наприклад, приймач. При цьому, оскільки приймач містить всього декілька складових елементів (МІС не вимагають зовнішніх компонентів) і у зв'язку з тим, що МІС має досить високе напруцювання на відмову, надійність такого приймача буде досить високою, недосяжною у разі його реалізації з аналогічними технічними характеристиками, але на дискретних компонентах. Існують також і пристрої, які цілком реалізовані у вигляді однієї МІС. Яскравим прикладом може слугувати МІС-приймач, що виконаний на єдиному кристалі. Очевидно, що галузь застосування мікросхем такого типу сильно обмежена, особливо якщо взяти до уваги те, що МІС є закінченим пристроєм, що не вимагає яких-небудь зовнішніх підстроювальних компонентів і що такий приймач неможливо буде адаптувати до використання, наприклад, в іншому частотному діапазоні. З іншого боку, якщо передбачити зовнішні елементи

підстроювання, то втрачаються переваги від використання МІС. Звичайно, про масовість таких мікросхем не може йти і мови, і єдиними галузями застосування таких МІС є космічна і військова техніка, де на першому плані стоїть надійність приладу, а не його ціна. У зв'язку з одиничним типом виробництва мікросхем такого типу тут не є можливим скористатися добре відпрацьованою методикою статистичного прогнозування середнього напрацювання на відмову і виникає інша проблема, пов'язана з прогнозуванням індивідуальної надійності мікросхеми.

4.2 Матеріали МІС НВЧ

У процесі еволюції технології виробництва МІС прогресувала і їх конструкція. Приблизно в той час, коли з'явився біполярний транзистор з гетеропереходом, що виконаний за технологією МІС, виникла зацікавленість до використання й інших матеріалів для виробництва монолітних мікросхем. Ця зацікавленість насамперед була викликана необхідністю реалізації мікросхем, що працюють на більш високих частотах. Як такі матеріали було запропоновано використовувати напівпровідникові сполуки виду A_3B_5 . Для бази і колектора було використано потрійне з'єднання InGaAs, а емітер і колектор виконували на фосфіді індію InP. Використання фосфиду індію InP дозволило поліпшити частотні характеристики і збільшити пробивну напругу колектора. Оскільки ширина забороненої зони InP більше, ніж у $In_{0,53}Ga_{0,47}As$ (1,35 еВ і 0,75 еВ відповідно), то напруга пробою колекторного гетеропереходу становить не менше 6 В. На сьогодні існує велика різноманітність комбінацій матеріалів емітера, бази і колектора, проте найбільшого поширення набули n-p-n транзисторні гетероструктури типу InAlAs–InGaAs–InP та InP–InGaAs–InP. Використання таких матеріалів разом зі зниженням товщини бази, яке стало можливим завдяки інтенсивному розвитку технології молекулярно-променевої епітаксії, дозволяє домогтися роботи транзистора на граничній частоті до 250 ГГц.

Іншим популярним матеріалом для виготовлення МІС НВЧ слугує нітрид галію. НВЧ-пристрої на основі нітриду галію дозволяють домогтися більших значень питомої щільності вихідної потужності. Наприклад, компанією Cree був розроблений GaN польовий транзистор з бар'єром Шотткі з затвором довжиною 0,55 мкм і шириною 0,25 мкм, вихідна потужність якого в безперервному режимі на частоті 4 ГГц становила 8 Вт. Відповідно, питома вихідна потужність такого транзистора дорівнює 33 Вт/мм. При тому, що робоча напруга «витік-стік» становила 120 В, максимальна щільність струму в каналі сягала 1,2 А/мм.

4.3 Активні елементи МІС та їх надійність

Основним активним елементом МІС з моменту їх появи і до теперішнього часу є польовий транзистор з бар'єром Шотткі (MESFET). Однак вимоги, що зростають, призводять до неможливості їх використання в деяких додатках. Це пов'язано зі складністю підвищення швидкодії MESFET за допомогою

зменшення довжини затвора. Тому останнім часом набули поширення транзистори з підвищеною рухливістю електронів і псевдоморфні (HEMT/PHEMT), а також біполярні гетеротранзистори (HBT). Діаграма, що показує частоти, при яких можуть використовуватися відповідні прилади, показана на рис. 4.2.

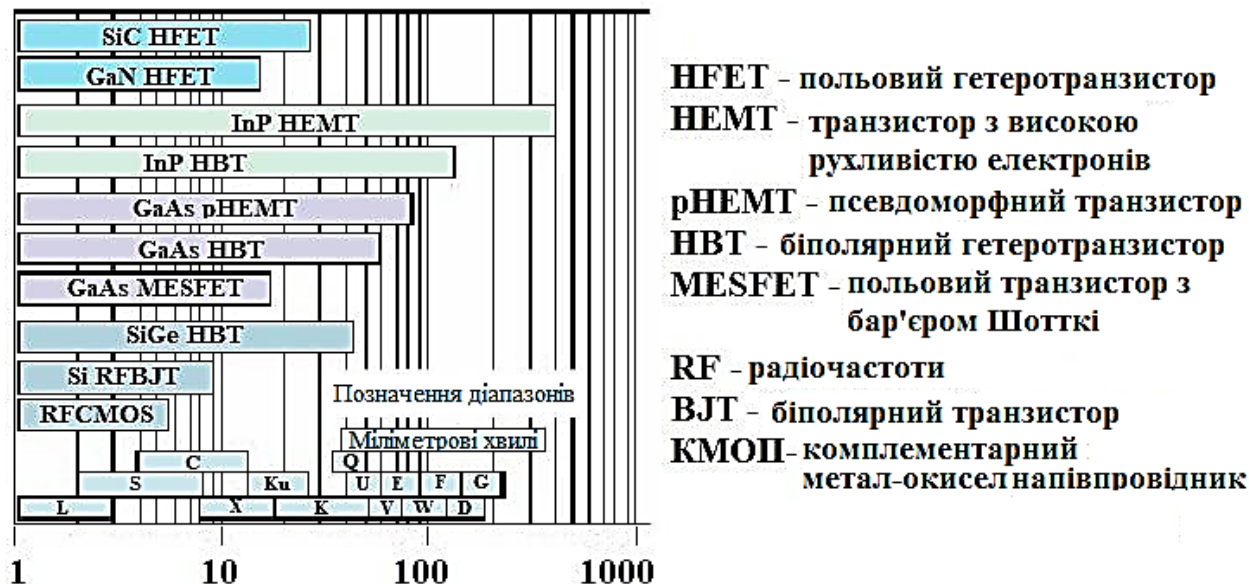


Рисунок 4.2 – Діаграма використання компонентів МІС за робочими частотами

Розглянемо докладніше перераховані активні елементи МІС НВЧ.

4.3.1 Польові транзистори з бар'єром Шоттки (MESFET)

Перший арсенід-галієвий польовий транзистор з бар'єром Шоттки з'явився в 1963 році. Це стало можливим завдяки розробленому фірмою GEC Marconi Material Technology процесу контрольованого вирощування високочистих тонких плівок на напівпровідниковому арсеніді галію.

Базовим матеріалом є підкладка з арсеніду галію. Буферний шар епітаксially вирощується на напівізолюючій підкладці і слугує для ізоляції дефектів у підкладці від робочої частини транзистора. Канал є тонким, злегка легованим провідним шаром напівпровідникового матеріалу, епітаксially вирощеним на буферному шарі. Високолеговані області, що показані на схемі, необхідні для забезпечення низького омичного опору контактів транзистора.

Еквівалентна схема і типова вольт-амперна характеристика польового транзистора з бар'єром Шоттки наведена на рис. 4.3.

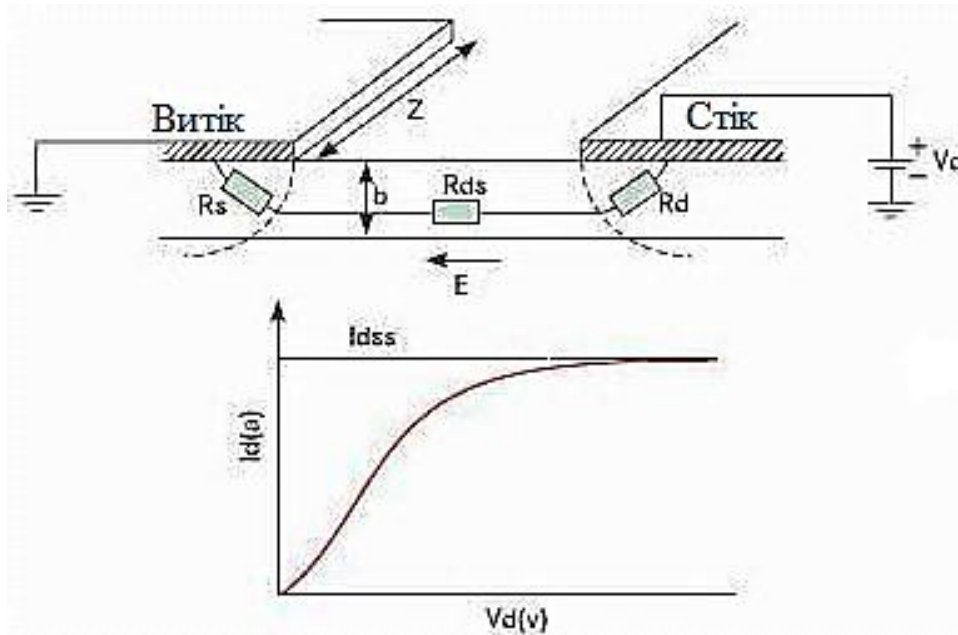


Рисунок 4.3 – Еквівалентна схема і типова ВАХ MESFET

Напругу відсічення такого транзистора можна визначити за такою формулою:

$$V_p = \left(\frac{q \times N_d}{2 \times \epsilon_0 \times \epsilon_r} \right) \times a^2,$$

де q – заряд електрона;
 N_d – концентрація донорної домішки;
 ϵ_0, ϵ_r – електрична проникність;
 a – глибина каналу.

Струм стоку підпорядковується такій залежності:

$$I_D = Q(x) \times v(x) = Z \times b(x) \times q \times n(x) \times v(x),$$

де $v(x)$ – швидкість електронів;
 Z – ширина каналу;
 $b(x)$ – ефективна глибина каналу;
 q – заряд електрона;
 $n(x)$ – концентрація електронів.

Як було сказано вище, під затвором формується збіднена область. Тим самим знижується ефективна глибина каналу $b(x)$ і, відповідно, збільшується опір струму, що проходить під затвором. Глибина збідненої області залежить від падіння напруги на бар'єрі Шотткі. Оскільки струм через канал дорівнює струму через розподілений резистор, між стоком і витком виникає підвищене падіння напруги, що призводить до збільшення збідненої області в каналі на

стороні стоку. Неоднорідність цієї глибини має два наслідки для роботи пристрою.

По-перше, відбувається накопичення електронів на боці витoku і збіднення електронами області з боку стоку. Цей заряджений диполь створює ємнісний зворотний зв'язок між стоком і каналом. По-друге, виникає електричне поле, що призводить до зниження напруги насичення транзистора. Глибина збідненої області і, відповідно, опір струму між витком і стоком, а також струм насичення можуть змінюватися прикладенням зміщення до затвора. Якщо це негативне зміщення досить велике, то глибина збідненої області дорівнюватиме глибині каналу. Отже, транзистор може працювати як керований напругою резистор або перемикач. Останнє часто використовується у високошвидкісних цифрових блоках мікросхем. У МІС в основному використовується властивість MESFET підсилювати потужність.

Оцінімо максимальну робочу частоту такого транзистора. Вона визначається часом прольоту електронів через канал і може бути обчислена в такий спосіб:

$$f_t = \frac{1}{2 \times \pi \times \tau} = \frac{V_{sat}}{2 \times \pi \times L},$$

де V_{sat} – напруга насичення;

τ – час прольоту електронів через канал;

L – довжина каналу.

Типове значення $V_{sat} \approx 6 \cdot 10^{10}$ мкм/с для арсеніду галію з типовим рівнем легування, зазвичай використовуваним у каналі. Звідси легко отримати, що для забезпечення частоти більше 10 ГГц довжина затвора має бути менше 1 мкм. Максимальна робоча частота може бути апроксимована так:

$$f_{max} = \frac{f_t}{2} \times \sqrt{\frac{R_{DS}}{R_G}},$$

де R_{DS} – опір між витком і стоком;

R_G – опір затвора.

Очевидно, що для забезпечення високої швидкодії транзистора необхідно прагнути до мінімізації довжини затвора, що обмежується технологічними можливостями виробництва. Крім того, для ефективного керування струмом каналу довжина каналу L має бути більше його глибини a , тобто $L/a > 1$. Тому в більшості MESFET глибина каналу становить 0,05...0,3 мкм. Це означає, що для забезпечення досить великого струму концентрація носіїв у каналі має бути досить велика.

Малі розміри транзисторів призводять до зниження їх надійності. Це пов'язано з малим поперечним перерізом області затвора, що призводить до збільшення щільності струму. Це є звичайним для потужних транзисторів, у яких основним механізмом відмови є міграція електронів. Для зменшення

опору затвора зазвичай використовується золото. Оскільки золото створює «пастки» в арсеніді галію, які ефективно знижують концентрацію носія і, відповідно, струм через транзистор, має бути використаний бар'єрний метал, наприклад, платина. У зв'язку з тим, що глибина каналу дуже мала, будь-яка дифузія металу затвора в арсенід галію призводить до значних змін струму, що протікає через канал, і зменшує напругу відсічення транзистора. Малі відстані між затвором і стоком створюють сильні електричні поля, які можуть призвести до лавинної генерації електронів. Ці «гарячі» електрони можуть потім ставати «пасткою» на поверхні GaAs або в пасивуючому матеріалі, який зазвичай розміщений на поверхні транзистора. Фактори ненадійності польових транзисторів більшою мірою належать до класу технологічних. У пристроях малого сигналу деградація омичних контактів або взаємна дифузія металу затвора й арсеніду галію призводять до зсуву I_D , g_m і V_p .

Хоча потужні MESFET теж страждають від параметричної деградації, усе ж найбільш поширеними є катастрофічні (раптові) відмови. Однак успіхи в технології виробництва GaAs-приладів і забезпечення роботи в межах безпечних режимів зменшують кількість відмов. Для підсилювачів потужності польові транзистори мають бути розроблені для максимальної пікової вихідної потужності. Це означає велике напруження «стік-витік» і значний струм стоку. На жаль, одночасно обидва цих параметра не можуть бути максимізовані. Тому на даний момент для МІС НВЧ-підсилювачів потужності використовуються біполярні гетеротранзистори. Для збільшення струму стоку потрібна висока концентрація носіїв або велика ширина затвора.

Однак глибина каналу не може бути збільшена, оскільки це призводить до зменшення частотного діапазону роботи пристрою. Концентрація носіїв не може бути збільшена без зниження напруги пробою «затвор – стік» яку необхідно максимізувати для збільшення допустимої напруги «стік – витік». Отже, альтернатива одна: збільшувати ширину затвора. Однак у конструкції НВЧ-пристроїв лінійні елементи великої довжини не є елементами з однорідним потенціалом протягом всієї довжини. Основне правило полягає в тому, що лінія має бути менше десятої частини довжини хвилі, тоді її можна розглядати як однорідний елемент. Для арсеніду галію це співвідношення виглядає так:

$$Z \leq \frac{11,3}{f} \text{ мм},$$

де f – частота, ГГц.

Звідси видно, що в X-діапазоні (8...12 ГГц) максимальна довжина затвора, яка може бути використана, не перевищує 1 мм. Якщо потрібно більш високий струм, то може бути використано паралельне включення декількох затворів. Однак щільне розташування паралельно включених затворів призводить до збільшення локальної температури відповідної області МІС. У зв'язку з тим, що арсенід галію – поганий провідник температури, це знижує надійність MESFET.

4.3.2 Транзистори з високою рухливістю електронів і псевдоморфні транзистори (НЕМТ/РНЕМТ)

Останнім часом там, де потрібні малий коефіцієнт шуму і велике підсилення, транзистори з високою рухливістю електронів (НЕМТ) і псевдоморфні (РНЕМТ) транзистори набувають усе більшого поширення.

Обидва цих транзистори належать до класу польових транзисторів, тому базові принципи функціонування дуже схожі. Основною відмінністю між транзисторами з високою рухливістю електронів і польовими транзисторами є епітаксіальна структура шару.

Аналогічно польовим транзисторам з бар'єром Шоттки (MESFET) структура вирошена на напівізолюючій підкладці з GaAs за допомогою молекулярно-променевої епітаксії (в англійській літературі Molecular Beam Epitaxy – MBE) або більш поширеного металоорганічного випаровування.

Буферний шар, зазвичай теж арсенідгалієвий, епітаксіально вирощується на підкладці, слугує для ізоляції дефектів і покликаний створити гладку поверхню, на якій відбувається вирощування активних шарів транзистора.

Канал, який відповідає стандартній структурі транзистора, показаний нижче. В ідеальній системі всі електрони провідності розміщуються в цьому каналі. Найбільш важливим у шарі каналу є двовимірний електронний газ (2DEG на рис. 4.4), що є наслідком різної ширини інтервалів.

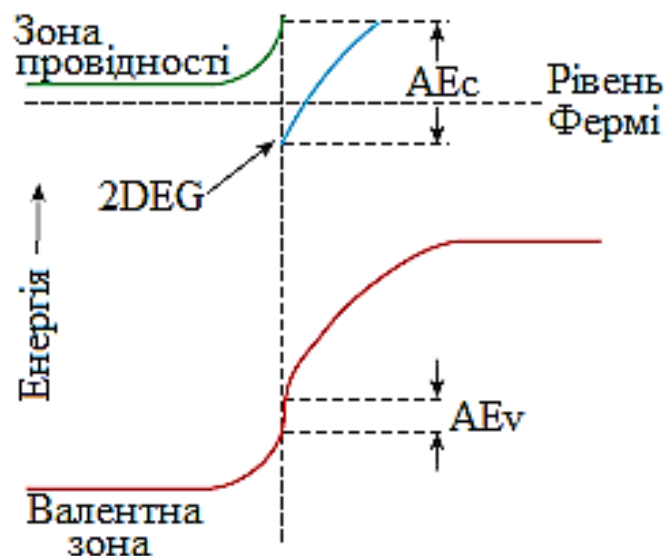


Рисунок 4.4 – Енергетичні діаграми НЕМТ

На надійність транзисторів НЕМТ і РНЕМТ впливають параметри епітаксіальної структури, процес виробництва і геометрія пристрою. Основними механізмами відмови є:

– «занурення» затвора внаслідок взаємної дифузії металу затвора в напівпровідник і зниження підсилення;

- деградація омичних контактів «стоку – виток» внаслідок деградації сплавної області, а також збільшення опору «стік – витік» R_{DS} ;
- пошкодження поверхні під дією «гарячих» електронів;
- чутливість до кисню повітря призводить до виникнення поверхневих реакцій, у результаті чого виникають так звані «пастки»;
- водневе отруєння призводить до зниження підсилення і напруги відсічки;
- висока вологість може бути причиною короткого замикання затвора і стоку.

Наочне уявлення впливу ефекту «занурення» затвора на вольт-амперні характеристики MESFET і HEMT транзисторів наведено на рис. 4.5. Стрілками показано напрямок зміщення характеристики. Як видно з рисунка, таке сильне зміщення ВАХ може призвести не тільки до виходу характеристик пристрою за межі допуску, але і в деяких випадках до відмови активного елемента (MESFET, HEMT тощо).

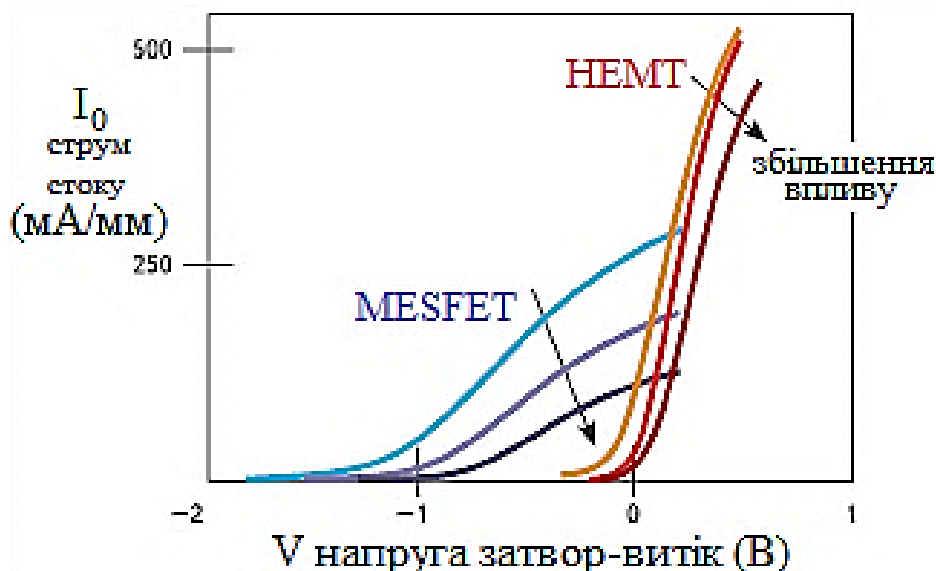


Рисунок 4.5 – Вплив ефекту «занурення» затвора на ВАХ MESFET і HEMT транзисторів

4.3.3 Біполярні гетеротранзистори (НВТ)

Біполярні гетеротранзистори широко використовуються як у цифрових, так і в аналогових МІС на робочих частотах вище діапазону Ku. За рахунок своєї структури вони забезпечують більш швидке переключення, в основному за рахунок зменшеного опору бази і надзвичайно малої ємності між колектором і підкладкою. Ціна таких транзисторів відносно невисока, що пов'язано з меншою вимогливістю технологічного процесу порівняно, наприклад, з польовими транзисторами. Крім високої швидкодії, біполярні гетеротранзистори забезпечують більш високу порівняно з FET гранично допустиму напругу. Ці

транзистори мають гарну лінійність, низькі фазові шуми, вони легко узгоджуються.

Підкладкою в даному випадку слугує напівпровідникова пластина арсеніду галію. Епітаксіальні шари можуть бути вирощені різними способами, наприклад, молекулярно-променевою епітаксією (Molecular Beam Epitaxy).

Типові вольт-амперні характеристики біполярного гетеротранзистора наведені на рис. 4.6.

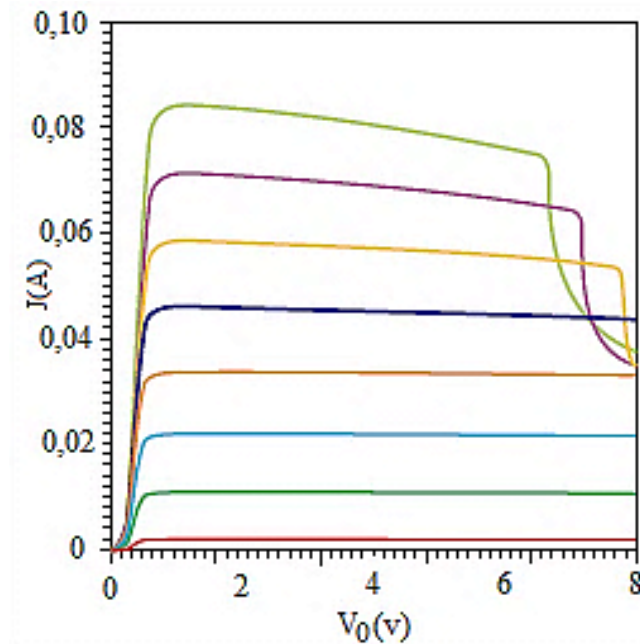


Рисунок 4.6 – Типова ВАХ біполярного гетеротранзистора

На відміну від розглянутих вище активних приладів МІС НВЧ, біполярні гетеротранзистори мають вертикальну структуру. Завдяки своїй конструкції вони не тільки більш високочастотні, ніж, наприклад, MESFET, але й зручні для використання в підсилювачах потужності. Розглянемо принцип функціонування НВТ (рис. 4.7).

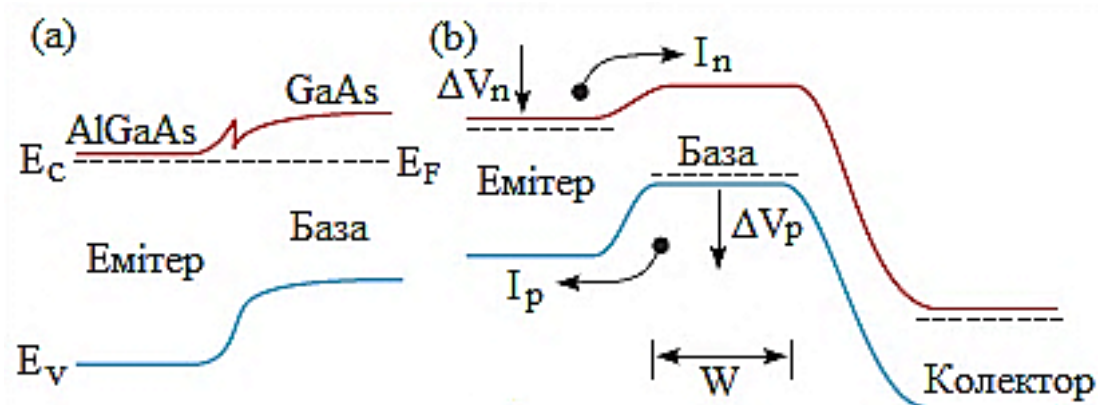


Рисунок 4.7 – Енергетичні діаграми НВТ

Як видно з рисунка, потенціальний бар'єр інжекттованих дірок (ΔV_p) і електронів (ΔV_n) в контактi «емітер-база» відрізняється шириною зазору між AlGaAs емітером і GaAs базою, тому можна написати:

$$g \times (\Delta V_p - \Delta V_n) = \Delta E_g,$$

де

$$\Delta E_g = E_g(\text{AlGaAs}) - E_g(\text{GaAs}).$$

Ця невелика відмінність впливає на коефіцієнт I_n/I_p , де I_n – струм інжекттованих електронів з емітера в базу, а I_p – небажаний струм інжекттованих дірок з бази в емітер. Ці струми можуть бути виражені, застосовуючи апроксимацію Больцмана:

$$I_n = q \times A \times N_E \times (D_n/W) \times e^{(-q \times \Delta V_n / k \times T)},$$

$$I_p = q \times A \times N_E \times (D_p/L_p) \times e^{(-q \times \Delta V_p / k \times T)},$$

де q – заряд електрона;

k – стала Больцмана;

A – площа контакту «емітер – база»;

D_n – коефіцієнт дифузії електронів у базу;

D_p – коефіцієнт дифузії дірок в емітер;

W – ширина бази;

N_E – концентрація легування емітера;

L_p – довжина дифузії дірок в емітер.

З отриманих формул випливає така залежність для відношення розглянутих струмів:

$$I_n/I_p = (D_n/D_p) \times (L_p/W) \times (N_E/N_B) \times e^{\Delta E_g / kT}$$

Для арсеніду галію $\Delta E_g \approx 14,6kT$, відповідно, $\exp(\Delta E_g / kT) \approx 2 \times 10^6$, тому можна здійснювати високе легування бази і низьке легування емітера без суттєвого зниження підсилення струму. Практично ж зазвичай здійснюють легування бази так, щоб підсилення транзистора, який включено за схемою з загальним емітером, становило близько 100 разів. Низьке легування емітера призводить до зниження ємності контакту «емітер – база», що дозволяє працювати транзистору на більш високих частотах.

У результаті протікання фізичних процесів старіння надійність біполярних гетеротранзисторів може погіршуватися внаслідок виникнення таких факторів:

1. Зниження підсилення струму і збільшення напруги «база – емітер» при високих струмах емітера;
2. Збільшення опору контактів, викликане деградацією зв'язку між омичними контактами емітера (металізацією) і напівпровідниковою областю емітера. Для вирішення цієї проблеми може бути використаний контактний шар з матеріалу InGaAs.
3. Розростання кристалічних дефектів у контакті «емітер – база»;
4. Дрейф підсилення за струмом (зниження) і збільшення напруги «база – емітер» для конкретного струму колектора, що викликане окисненням мезаструктури емітера в області контакту «емітер – база».

4.4 Типи GaAs МІС та їх надійність

Монолітні мікрохвильові інтегральні схеми використовуються в супутникових системах, тому до них висуваються вимоги щодо меншої маси і розмірів, високої надійності, невеликої ціни. Ці мікросхеми використовуються в тому випадку, коли паразитні реактивності в гібридних інтегральних мікросхемах знижують якість пристрою нижче гранично допустимого рівня, тому основною галуззю застосування монолітних мікросхем є пристрої, що працюють у діапазонах НВЧ. Прикладами систем, що реалізовані на монолітних ІС, можуть бути приймачі і передавачі для систем комунікацій, фазовані антенні решітки, в яких потрібно забезпечити невеликі розміри й однорідні характеристики схем, а також датчики і радары, які працюють на високих частотах. Найбільшу частину ринку займають серед МІС мікрохвильові приймачі і передавачі, спрощені схеми яких указані на рис. 4.8 – 4.9.

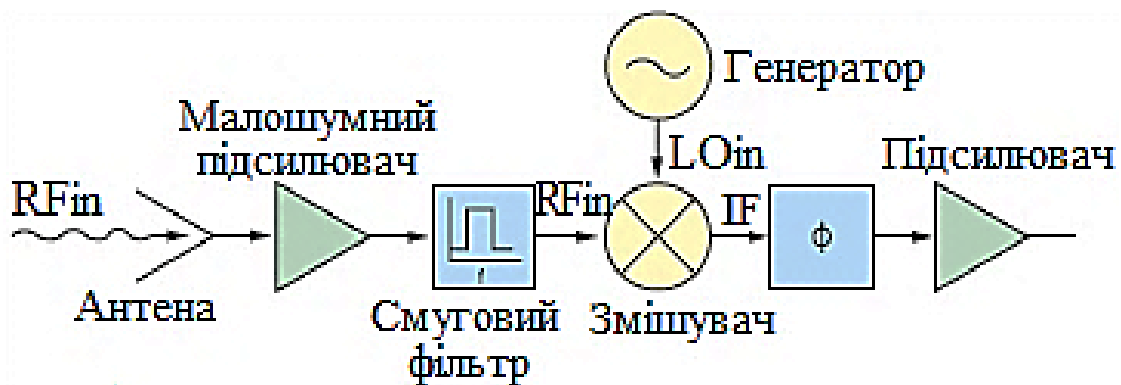


Рисунок 4.8 – Типова структурна схема НВЧ-приймача

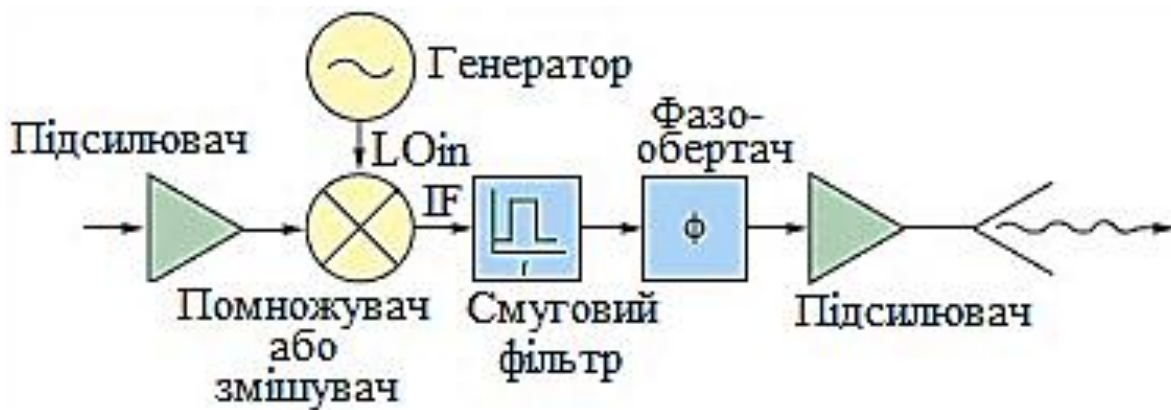


Рисунок 4.9 – Типова структурна схема НВЧ-передавача

У наведених обох схемах фазообертач може бути розміщений у локальному генераторі (ЛГ), на вході або виході системи. Він необхідний для того, щоб система могла виконувати функцію так, як якщо б кожна схема була пов'язана з випромінюючим елементом фазованої антенної решітки (ФАР). Для інших застосувань схема не змінюється за винятком видалення фазообертача. Приклад одного з монолітних приймачів діапазону 30 ГГц показаний на рис. 4.10.

Хоча високий рівень інтеграції приймача, що показаний на рис. 4.10, знижує витрати на корпусування і між'єднання, такий рівень інтеграції не є необхідним у багатьох випадках. Навпаки, кожен функціональний блок системи зазвичай виробляється на індивідуальному кристалі, що дозволяє вести оптимізацію матеріалу і параметрів пристрою для конкретного застосування. Незалежно від рівня взаємозв'язку схем надійність цілої системи залежить від надійності складових елементів, що видно під час розгляду схеми приймача, показаної на рис. 4.8. Вхідний радіочастотний сигнал має дуже низький рівень потужності і може бути в деяких випадках повністю закритий шумами. Малошумний підсилювач (МШП) підсилює сигнал, що приймається, вносячи в той же час невеликий власний шум. Якщо підсилення МШП досить велике, його шумовий внесок у шум системи досить малий, тому шум, що створюється наступними колами, ділиться на коефіцієнт підсилення МШП. Це означає, що підсилення і коефіцієнт шуму малошумного підсилювача визначають шумові характеристики приймача в цілому. Якщо приймач має погані шумові параметри, то він не зможе прийняти слабкий сигнал.

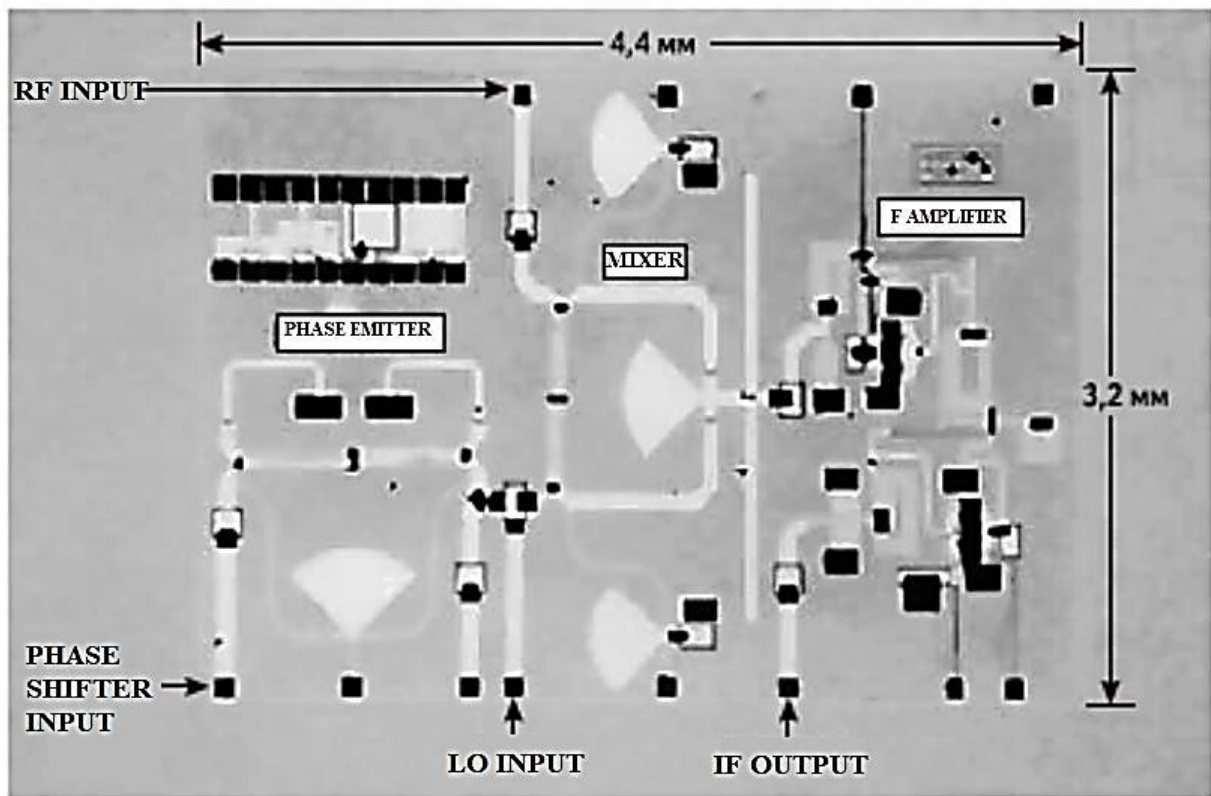


Рисунок 4.10 – Топологія і конструкція приймача діапазону 30 ГГц

Прийнятий сигнал пропускається через вузькосмуговий фільтр і через змішувач. ЛГ генерує сигнал певної частоти, який також надходить у змішувач. Змішувач об'єднує два сигнали за допомогою нелінійного пристрою, такого, як MESFET або діод, і генерує сигнал на проміжній частоті (ПЧ): $(f_{\text{РЧ}} - f_{\text{ЛГ}})$ або $(f_{\text{ЛГ}} - f_{\text{РЧ}})$, а також гармоніки проміжної частоти, входної радіочастоти (РЧ) і частоти локального генератора. Для виділення необхідних компонентів проміжної частоти вони мають бути відфільтровані. Ефективність перетворення змішувача зазвичай залежить від потужності генератора. Крім того, зміна частоти ЛГ призводить до зсуву ПЧ, що може викликати підвищене загасання сигналу у вузькосмугових фільтрах, які є частиною змішувача. Якщо система керує фазованою антенною решіткою, то напрямок і форма основного сигналу, що випромінюється або приймається антеною, залежить від зсуву фази і рівня потужності кожного передавача або приймача. Відносна фаза кожного випромінюваного елемента встановлюється за допомогою фазообертача. Отже, якщо зсув фази сигналу, що проходить через кола, відрізняється від передбачуваного, якість всієї антени погіршується. Це означає, що зміна параметрів одного з компонентів може призвести до відмови всієї системи.

Фазообертач, локальний генератор і змішувач є типовими складовими частинами приймачів і передавачів. Відмінності між цими двома системами в підсилювачах. Якщо МШП використовується як приймач, то він має бути здатен підсилити слабкий сигнал до рівня, достатнього для роботи змішувача, і для підвищення перешкодозахищеності системи вносити якомога менший

власний шум. У передавачі основною вимогою є передана потужність і ККД схеми. Тому підсилювач потужності має забезпечити підсилення сигналу до необхідного рівня.

Малошумні підсилювачі потужності використовуються для підсилення потужності радіочастотного сигналу. Майже у всіх системах це виконується за допомогою транспровідності MESFET і HEMT або підсилення струму в НВТ. Найбільш точна робота підсилювача – при низьких рівнях потужності. На жаль, з підвищенням рівня потужності підсилювач стає нелінійним. Під час роботи в нелінійній області вихідна потужність менше, ніж сума вхідної потужності і коефіцієнта підсилення підсилювача в лінійній області. На рис. 4.11 показана типова характеристика підсилювача. Точка, в якій вихідна потужність падає на 1 дБ відносно лінійного екстрапольованого значення, називається «точка 1-дБ компресії». Це значення різняться для малосигнальних або лінійних підсилювачів від цього ж значення підсилювача потужності.

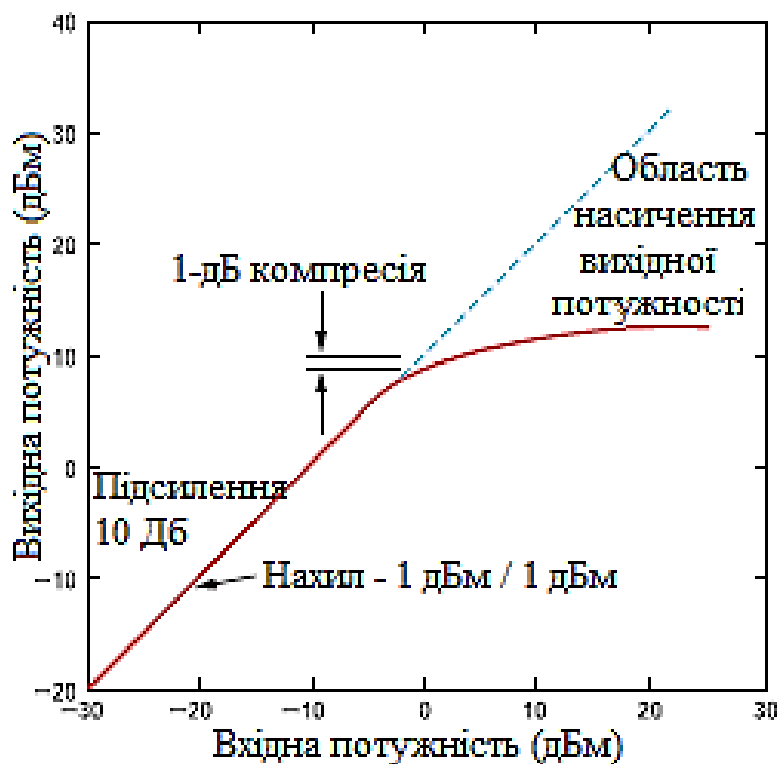


Рисунок 4.11 – Типова передавальна характеристика підсилювача

Необхідно враховувати, що це є також критерієм відмінності малопотужних і потужних транзисторів, оскільки транзистор може розглядатися як простий неузгоджений підсилювач. Ця відмінність важлива під час вивчення механізмів відмов, які необхідні для забезпечення надійності пристрою.

Вибір точки зсуву є дуже важливим для забезпечення необхідних параметрів підсилювача. Залежно від режимів роботи транзистора, форми вихідного сигналу і, відповідно, ККД підсилювача розрізняються підсилювачі

класів А, В і С. Підсилювачі класу А є лінійними, проте їх ККД занадто низький, у той час як підсилювачі класу С нелінійні, але мають найвищий ККД. Можна виділити такі типи МІС:

1. Підсилювачі потужності

Підсилювачі потужності оперують високими вхідною і вихідною потужностями. Максимальна напруга вхідного сигналу обмежується напругою пробною транзистора. Струм через кожен транзистор обмежується опором затвора емітера. Омичні втрати перетворюються в тепло, що призводить до нагрівання і зниження надійності пристрою. Для збільшення максимально допустимого струму пристрою в потужних транзисторах з'єднують безліч затворів або емітерів паралельно. Таке паралельне включення збільшує загальну ширину затвору або площу емітера і знижує опір, проте в той же час збільшує складність узгодження вхідного імпедансу транзистора вихідним імпедансом попереднього каскаду. На додаток до цього для забезпечення розсіювання тепла створюються елементи вільного простору навколо транзистора, що збільшує розміри пристрою. Для забезпечення відводу тепла від транзисторів потужних підсилювачів підкладку поміщають на металеву або алмазну носійну. ККД підсилювачів потужності є їх критичним параметром. Для аналізу роботи підсилювачів зазвичай проводять вимірювання S-параметрів. Транзистори мають лінійність лише при невеликих рівнях потужності, а під час її зростання їх нелінійність сильно зростає. Нелінійність потужних транзисторів створює інтермодуляційні спотворення, що кратні частоті вхідного сигналу: $2f_{рч}$, $3f_{рч}$ і т.д. Поява цих частот в узгоджених колах може призвести до спотворень, паразитної генерації, зниження ККД і т.д. Інтермодуляційні спотворення визначаються як коефіцієнт відношення потужності сигналу на частоті спотворень до потужності корисного сигналу і зазвичай наводяться в дБ. Крім проблем, що пов'язані з перегрівом, підсилювачі потужності мають такі механізми відмови, як пастки гарячих електронів, електроміграція і дифузія металу.

2. Малошумні підсилювачі (МШП).

Оскільки малошумні підсилювачі використовуються для підсилення прийнятих сигналів у приймачах, вони розробляються для дуже малих рівнів потужностей. Тому температурні проблеми, а також проблеми високих струмів і напруг, що впливають на надійність підсилювача, не притаманні МШП. Найбільш важливим показником якості МШП є коефіцієнт шуму. Оскільки НЕМТ і РНЕМТ мають найменші коефіцієнти шуму, саме вони використовуються практично у всіх МШП. Для зниження коефіцієнта шуму потрібна невелика довжина затвора і низький паразитний опір між затвором і витокком. Типовими значеннями довжини затвора є $0,1 \dots 0,25$ мкм. Факторами ненадійності в таких транзисторах є занурення металу затвора і дифузія омичних контактів, які виникають унаслідок занадто малої довжини затвора і відповідно малої товщини каналу. Для зниження коефіцієнта шуму системи в цілому важливо знизити втрати в колах, особливо перед першим каскадом

МШП. Це включає лінію передачі від антени до пристрою. Крім зниження втрат у колах, шум може бути зменшений під час роботи підсилювача на низьких температурах, струмах і напругах. Нарешті, коефіцієнт шуму МШП залежить від ступеня узгодження кіл, які проектуються з урахуванням мінімізації коефіцієнта шуму і максимізації підсилення. Оптимальним з цієї точки зору є НЕМТ.

3. Змішувачі

Змішувачі перетворюють вхідний сигнал на одній частоті в сигнал на іншій частоті, що необхідно для фільтрації зсуву фази та інших операцій обробки даних. Наприклад, система може приймати дані у W-діапазоні (74...110 ГГц), але фільтри для W-діапазону мають низьку добротність і великі втрати, які призводять до деградації шумових характеристик приймача. Тому вигідно зсунути частоту сигналу, що приймається, де можливе застосування високодобротних фільтрів з низькими внесеними втратами. В ідеалі ця операція виконується без зниження амплітуди вхідного сигналу або внесення додаткових шумів. Змішувачі можуть бути виконані або на діодах, або на одному з транзисторів. Розглянемо змішувач на діоді, поданий на рис. 4.12.

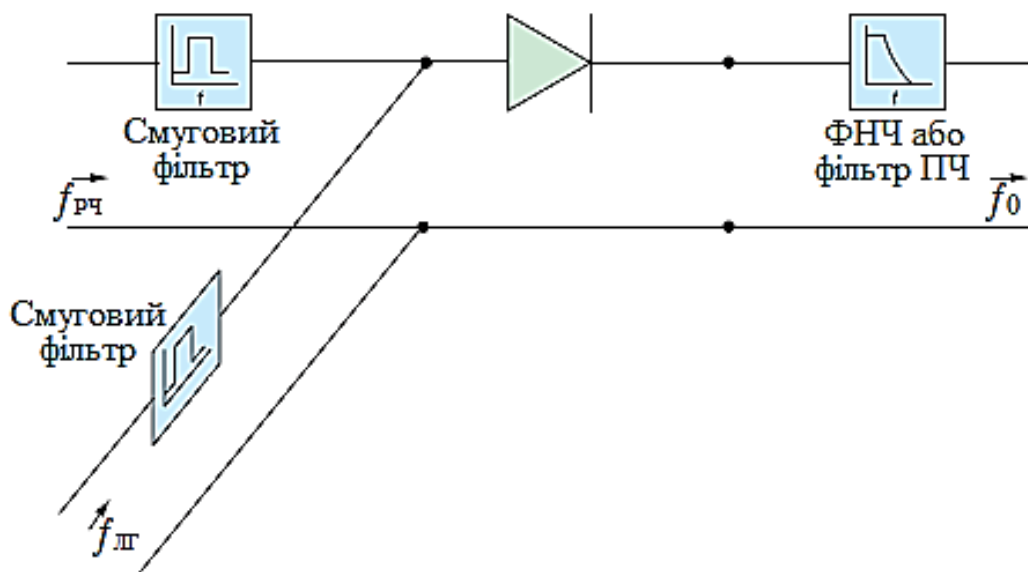


Рисунок 4.12 – Змішувач на НВЧ-діоді

Через затискачі діода проходять два сигнали: від локального генератора і від сигналу РЧ.

Зазвичай бажана вихідна частота ($f_{РЧ}-f_{ЛГ}$) – проміжна частота. Основним показником якості для змішувачів є відношення потужності ПЧ до потужності РЧ, яке називається втратами перетворення і вказується в дБ. Кілька причин можуть вносити вклад у збільшення втрат перетворення. По-перше, це може бути погане узгодження імпедансів на РЧ і ПЧ-портах. По-друге, це ВАХ діода. Залежно від необхідних параметрів змішувачі можуть бути виконані як на

одному діоді або польовому транзисторі, так і на декількох, аж до 8 діодів. Більш складні пристрої використовують симетричні кола для нейтралізації небажаних частотних компонентів і полегшення усунення шумів, створених зміною амплітуди в локальному генераторі. Недоліком змішувачів з декількома діодами або польовими транзисторами є необхідність збільшення вихідної потужності локального генератора, що складно отримати на високих частотах. Проблема надійності змішувача асоціюється з генерацією небажаних гармонік, які можуть призвести до паразитної генерації інших кіл мікросхеми, спотворень сигналу, появи $1/f$ шуму.

4. Генератори

Генератори виробляють високочастотні періодичні сигнали і використовуються в модуляторах, супергетеродинних приймачах, колах фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ). В основному генератор може бути отриманий з будь-якого підсилювача за допомогою введення позитивного зворотного зв'язку. Генератори зазвичай будуються на базі МШУ з петлею зворотного зв'язку, що вносить затримку, кратну 2π . Крім того, досить поширеною є такий різновид генератора, як ГУН (генератор, керований напругою). Генератор розробляється так, щоб забезпечити необхідне ємнісне і струмове навантаження. Критичними параметрами генераторів є довгострокова нестабільність частоти, рівень шумів, вихідний імпеданс. Фазовий шум генератора – це короткочасна нестабільність генерованого радіочастотного сигналу. Під час використання генераторів в РЛС, а також у цифрових системах телекомунікацій необхідно забезпечувати певний рівень фазового шуму, в іншому випадку фазовий шум може призвести до помилки системи, а у випадку передачі даних – до їх спотворення.

Шум може генеруватися різними механізмами. По-перше, причиною може бути кінетична енергія електронів, яка пропорційна температурі матеріалу. Цей вид шуму зазвичай називають тепловим шумом. Тепловий шум займає дуже широку смугу, тому його часто називають білим шумом. Другим типом шуму, що пропорційний $1/f$, є флікер-шум. Він виникає в активних твердотільних пристроях унаслідок генерації і рекомбінації основних носіїв на поверхні напівпровідника. Приблизний спектр шуму показаний на рис. 4.13.

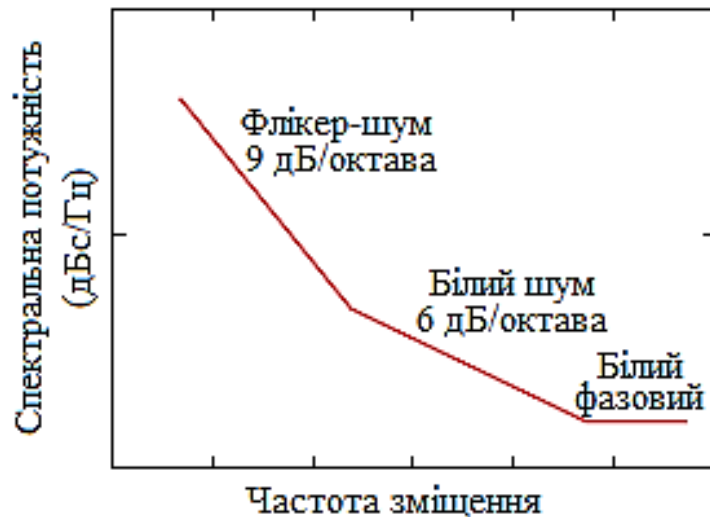


Рисунок 4.13 – Типовий спектр шуму генератора

Для мінімізації фазового шуму потрібно використовувати високочастотні резонатори. Крім того, необхідно використовувати транзистори з низьким флікер-шумом. Використання високодобротних резонаторів у МІС має труднощі, оскільки тонкоплівкові елементи на арсенід галієвих підкладках мають високі втрати провідності. З усіх розглянутих транзисторів найменший флікер-шум мають біполярні гетеротранзистори (НВТ). Тому саме вони найчастіше використовуються в генераторах. Вплив температури може призводити до дрейфу параметрів транзисторів, що призводить до зсуву частоти або зриву генерації. Температурна компенсація може бути побудована за допомогою варакторів або інших керованих елементів.

4.5 Побудова і характеристики НВЧ-монолітних підсилювачів потужності на основі напівпровідникових матеріалів A_3B_5

Тенденції розвитку технологій виготовлення монолітних НВЧ ПП.

У розвитку базових для мікрохвильового діапазону A_3B_5 – напівпровідникових технологій можна виділити такі основні тенденції:

– Поступовий відхід з арени класичної технології польових транзисторів з однорідним легуванням каналу (MESFET). Ця технологія залишається у виробництві традиційних і добре освоєних високопотужних внутрішньо-узгоджених і окремих типів універсальних дискретних транзисторів сантиметрового діапазону і серії МІС підсилювачів сантиметрового діапазону.

– Суттєве зниження вартості приладів, що виготовляються за технологією псевдоморфних транзисторів з високою рухливістю електронів (pHEMT) з розмірами затвора 0,1...0,25 мкм. Ця технологія стала стандартною і надається практично всіма фірмами, які виконують послуги з контрактного виробництва (foundry) НВЧ МІС. Використання такої технології дозволило налагодити серійний випуск монолітних підсилювачів потужності в діапазоні частот до 40 ГГц з потужностями до 4 Вт. Останнім часом набула розвитку технологія

створення GaAs mHEMT МІС з високим вмістом індію. При цьому вдалося не тільки покращити характеристики пробивної напруги і щільності струму стоку, а й просунути в частотному діапазоні до 160 ГГц.

– Освоєння у виробництві технологій НВЧ МІС на InP з розмірами затвора 0,1...0,25 мкм, що дає можливість просування монолітних підсилювачів у діапазон до 200 ГГц.

Окреслені вище процеси зумовлені потребами масового виробництва недорогих МІС міліметрового діапазону. Революційним же напрямом розвитку потужних НВЧ-компонентів, які народилися в минулому десятилітті, став напрям широкозонних напівпровідникових матеріалів, до яких належать нітрид галію GaN і карбід кремнію SiC та прилади на їх основі. Цей напрям, що активно підтримується військовими відомствами, має дозволити в кілька разів підвищити вихідну потужність транзисторів і МІС сантиметрового та міліметрового діапазонів. За рахунок значно більшої теплопровідності як епітаксціальних плівок, так і підкладки-носія, а також за рахунок втричі більшої ширини забороненої зони в транзисторах на основі GaN реалізовані питомі потужності транзисторної структури 5...10 Вт/мм і більше, що на порядок перевищує питому потужність GaAs-транзисторів. Велике значення теплопровідності GaN призводить до збільшення часу роботи пристроїв і зниження вимог до системи охолодження. Одною із принципових переваг GaN- і SiC-транзисторів є висока (20...50 В) напруга живлення стоку, що при рівних з GaAs-транзисторами потужностях, які віддають в навантаження, призводить до значного (на порядок) збільшення оптимального імпедансу навантаження стоку і значного полегшення узгодження транзистора з навантаженням.

У сантиметровому діапазоні вихідна потужність GaAs МІС, мабуть, вже досягла межі (близько 10...20 Вт), що пов'язано з обмеженням максимальної площі кристала (25...30 мм²), при якій він (при товщині 50...100 мкм) стає надто крихким, і відсоток виходу придатних під час монтажу МІС різко падає. Площі кристалів МІС міліметрового діапазону становлять 12...16 мм², що дає змогу для нарощування потужності до 5...10 Вт. Подальше нарощування енергетики пов'язано безпосередньо з успіхами у відпрацюванні нових широкозонних матеріалів (GaN у першу чергу) і вдосконаленням технології гетеро-біполярних транзисторів (НВТ) на основі матеріалів групи A₃B₅, що забезпечують значно більші щільності потужності і менші розміри кристалів МІС. За повідомленням компанії Cree Inc. вже розроблена технологія GaN транзисторів зі щільністю потужності 30 Вт/мм на частоті 8 ГГц. Для демонстрації на рис. 4.14 зображені два монолітних ПП Х-діапазону, що виготовлені по GaN- і GaAs-технології. Порівняно з GaAs-підсилювачем ($P_{out} = 20$ Вт, $S = 41$ мм²) потужний НВЧ-підсилювач, що виконаний за GaN-технологією, має більшу вихідну потужність при менших геометричних розмірах ($P_{out} = 40$ Вт, $S = 18$ мм²). Крім того, схемотехніка підсилювачів, що виконані на GaN, простіша, оскільки вимагає підсумовування потужностей меншої кількості каскадів.

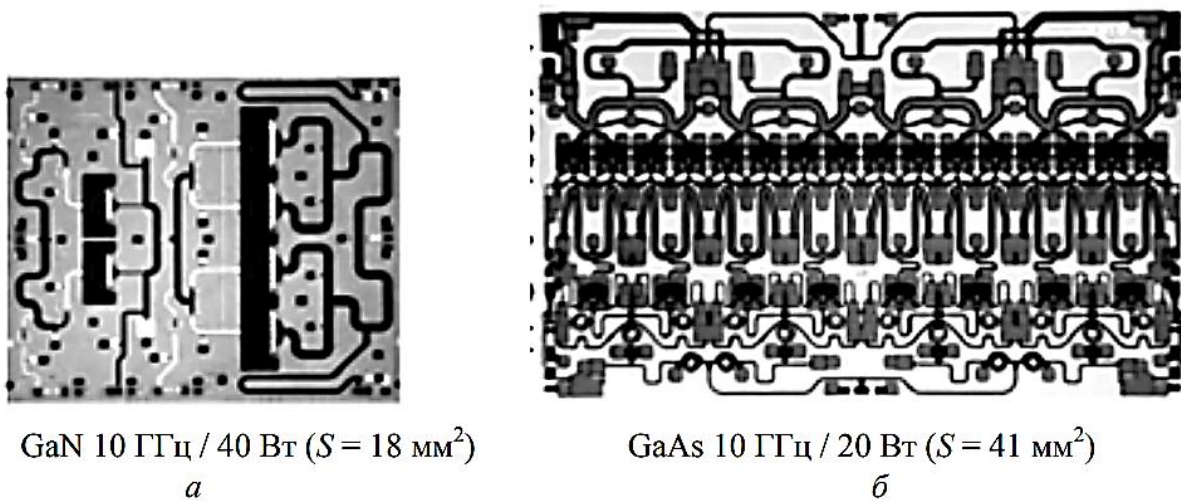


Рисунок 4.14 – Потужні НВЧ-підсилювачі, виконані за GaN- (а) і GaAs- (б) технологіями

Порівняльний аналіз частотно-потужних параметрів наявних комерційних технологій виготовлення НВЧ МІС показаний на рис. 4.15. Отже, для побудови НВЧ ПП в діапазоні частот до 5...10 ГГц конкурентоспроможними є SiC і GaAsHBT-технології, у діапазоні частот до 50 ГГц з точки зору вихідної потужності немає рівних транзисторам на основі матеріалу GaN, але для більш високих частот перспективною є технологія GaAs HEMT. Однак уже зараз є публікації, у яких наводяться дані про GaN НВЧ МІС, що працюють у діапазоні частот до 90 ГГц.

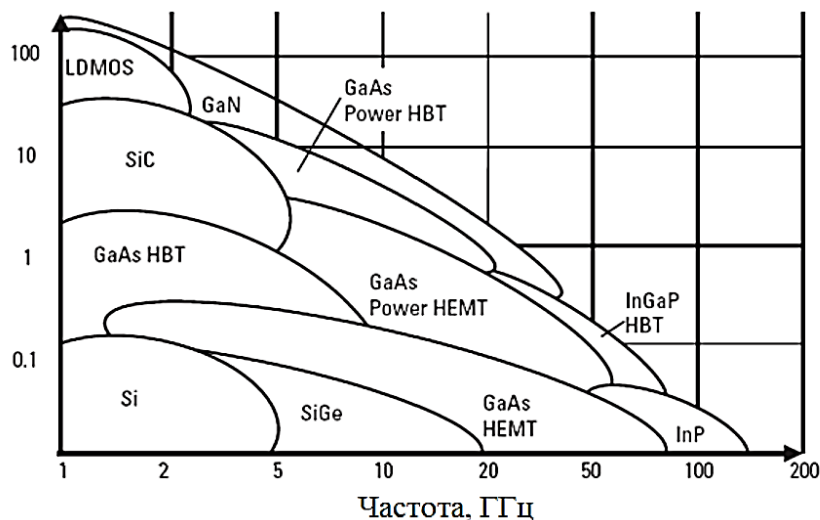


Рисунок 4.15 – Технології виготовлення НВЧ МІС

Перераховані переваги транзисторів на основі GaN-технології дозволяють стверджувати, що галузь їх застосування в майбутньому тільки зростатиме.

Монолітні НВЧ ПП на основі GaN

Принципи побудови таких підсилювачів практично такі ж, що і GaAs ПП. В основному більшість розробок щодо GaN НВЧ МІС знаходяться в стадії дослідження, особливо це стосується підсилювачів з робочими частотами вище 20 ГГц. З іншого боку, підсилювальні модулі на основі GaN корпусованих транзисторів і інтегральних схем витісняють традиційні GaAs-пристрої з ринку ширококутних систем зв'язку W-CDMA, UMTS і Wi-MAX.

Багато компаній (RFMD, Triquint, Skyworks і ін.) постачають готові підсилювальні блоки на GaN з вихідною потужністю понад 100 Вт, які орієнтовані на використання в бездротових системах.

Так само, як і у випадку GaAs ПП, для підсилювачів на основі GaN-технологій характерне використання компланарних ліній (рис. 4.16).

Провідними виробниками МІС ПП НВЧ-діапазону на основі GaN є такі фірми: TriQuint (США), Eudyna (Тайвань), RFMD (США), Cree (США), Nitronex (США), Raytheon (США), Fraunhofer (Німеччина), HRL (США), Selex (Італія) та ін.

Незважаючи на очевидні переваги ПП на основі широкодіапазонних матеріалів GaN і SiC (висока щільність вихідної потужності, простота схемотехнічної реалізації потужних підсилювачів, велика теплопровідність), дані технології ще недостатньо розвинені. Комерційно доступні GaN-підсилювачі і транзистори, обмежені діапазоном до 4...6 ГГц; верхня частота дослідних зразків досягає 90 ГГц. У той же час GaAs НВЧ МІС у діапазоні до 90 ГГц вже пропонуються на комерційному ринку. Однак є впевненість у тому, що пристрої на основі GaN і SiC незабаром витіснять матеріал GaAs з області потужних підсилювачів і залишать йому сферу малошумних і інших малопотужних пристроїв.

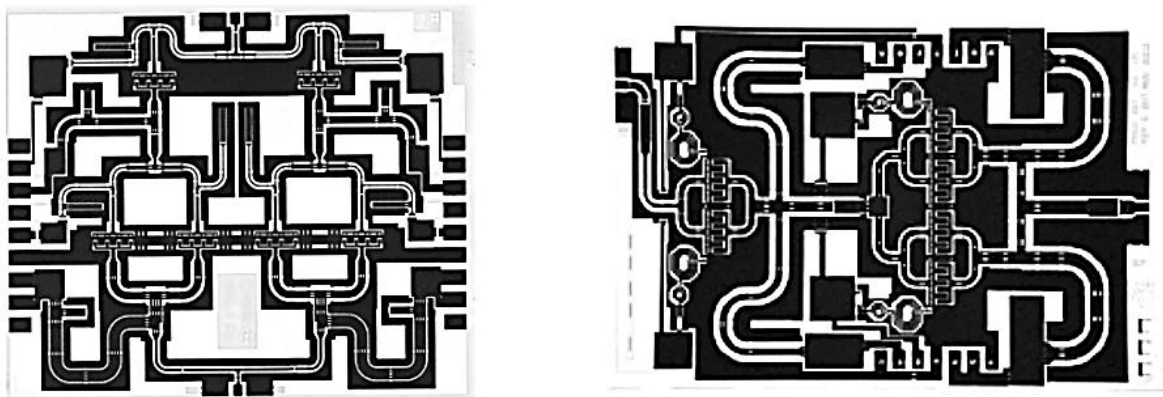


Рисунок 4.16 – Копланарні ПП Х-діапазону частот на основі 0,25 мкм GaN-HEMT-технології

Вимоги до обсягів переданої інформації, що постійно зростають, з одночасним зниженням масо-габаритних параметрів пристроїв забезпечують безперервний розвиток як конструкції МІС НВЧ, так і технології їх виробництва. Очевидним глобальним напрямом розвитку будуть ширококутні і

надширококутні НВЧ-прилади. Що стосується конструкції, то це у першу чергу вдосконалення конструктивно-технологічних особливостей МІС НВЧ, відпрацювання технології виготовлення мікросхем на підкладках з карбїду кремнію (SiC) та нїтриду галїю (GaN), створення серійної технології виготовлення мікросхем на сапфірових підкладках. Іншим важливим напрямом розвитку мікросхем цього класу є створення пристроїв з високою щільністю потужності: більше 1 Вт на 1 мм довжини затвора.

4.6 Контрольні запитання та завдання

1. Що таке МІС НВЧ?
2. У яких галузях застосовують МІС НВЧ і чому?
3. Які матеріали застосовують під час виготовлення МІС НВЧ?
4. Які активні елементи застосовуються у МІС НВЧ?
5. У яких діапазонах робочих частот працюють активні елементи МІС НВЧ?
6. Опишіть структуру та принцип роботи польового транзистора з бар'єром Шотткі?
7. Опишіть структуру та принцип роботи транзисторів з високою рухливістю електронів та псевдоморфних транзисторів?
8. Опишіть структуру та принцип роботи біполярних гетеротранзисторів, які застосовуються в МІС НВЧ?
9. Які фактори впливають на надійність біполярних гетеротранзисторів НВЧ?
10. Які типи, структура та напрями застосування GaAs МІС?
11. У чому полягають переваги застосування GaN під час створення МІС НВЧ?
12. Які технічні характеристики мають GaN МІС НВЧ?
13. Наведіть приклади та технічні характеристики сучасних МІС підсилювачів потужності НВЧ на основі GaN.

ВИКОРИСТАНА ТА РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА

1. Полупроводниковые приборы, интегральные микросхемы и технология их производства: учебник / Ю.Е. Гордиенко, А.Н. Гуржий, А.В. Бородин, С.С. Бурдукова. – Х. : «Компания СМИТ», 2004. – 620 с.
2. Гуртов В.А. Твердотельная электроника: учеб. пособие. – 2-е изд., доп. / В.А. Гуртов. – Москва: Техносфера, 2005. – 408 с.
3. Климачев И.И. СВЧ ГИС. Конструирование и технологии / И.И. Климачев, В.М. Йовдальский: Техносфера, 2006. – 352 с.
4. Техника и полупроводниковая электроника СВЧ: учебное. пособие / Днепропетровский национальный университет им. Олеся Гончара; О.О. Дробахин, С.В. Плаксин, В.Д. Рябчий, Д.Ю. Салтыков. – Севастополь: Вебер, 2013. – 320 с.
5. Касаткин Л.В. Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн / Л.В. Касаткин, В.Е. Чайка. – Севастополь: Вебер, 2006. – 319 с.
6. Белов Л.А. Твердотельные усилители малой и средней мощности // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес». – № 5. – 2006. – С. 46 –54.
7. Сечи Ф. Мощные твердотельные СВЧ-усилители / Ф. Сечи, М. Буджатти. – Москва: Техносфера, 2016. – 416 с.
8. Энди Дирн. Разработка и оценка GaN-усилителя L-диапазона для уровня выходной мощности 125 Вт / Дирн Энди, Смит Роберт. – CHIP NEWS Украина, Инженерная микроэлектроника. – №7 (167). – сентябрь 2017. – С.57 – 60.
9. <http://www.phys.sfedu.ru/~kobrin/sem/SHFdevch8.html>
10. http://www.compitech.ru/html.cgi/arhiv/06_01/stat_108.htm
11. <http://vrtp.ru/index.php?act=categories&article=3247&CODE=article>
12. <http://phys.rsu.ru/~kobrin/sem/SHFdevch9.html>
13. <https://niiet.ru/wp-content/uploads/pub15.pdf>
14. http://www.kit-e.ru/articles/svch/2005_9_174.php
15. <http://old.tusur.ru/filearchive/reports-magazine/2011-24-2/17.pdf>

Навчальне видання

БОНДАРЕНКО Ігор Миколайович

МІКРОЕЛЕКТРОНІКА НВЧ

Частина 2

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ЕЛЕМЕНТИ ТА ПРИСТРОЇ НВЧ

Навчальний посібник

Відповідальний випусковий І.М. Бондаренко

Редактор О.В. Янова

Комп'ютерна верстка Л.Д. Медведєва

План 2018 (друге півріччя), поз. 6

Підп. до друку 27.06.18.

Умів. друк. арк. 9,9.

Зам. № 1-6.

Формат 60x 84 1/16.

Облік. вид. арк. 9,7.

Ціна договірна.

Спосіб друку – ризографія.

Тираж 100 прим.

ХНУРЕ, 61166, Харків, просп. Науки, 14

Віддруковано в редакційно-видавничому відділі ХНУРЕ
Харків, просп. Науки 14