

**Міністерство освіти і науки України
Дніпропетровський національний університет
ім. Олеся Гончара**

О. О. Дробахін, С. В. Плаксін, В. Д. Рябчій, Д. Ю. Салтиков

**НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК
ДО ВИВЧЕННЯ КУРСУ
„ТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОНІКА НВЧ”**

**НАПІВПРОВІДНИКОВІ ТА ФЕРИТОВІ
НВЧ-ПРИСТРОЇ**

**Дніпропетровськ
РВВ ДНУ
2013**

УДК 621.396 Рецензенти: д-р фіз.-мат. наук, проф. О. В. Коваленко
Н 15 канд. фіз.-мат. наук, доц. Є. М. Привалов

Н 15 Навчальний посібник до вивчення курсу „Техніка та електроніка НВЧ”. Напівпровідникові та феритові НВЧ-пристрої [Текст] / О. О. Дробахін, С. В. Плаксін, В. Д. Рябчій, Д. Ю. Салтиков. – Д.: РВВ ДНУ, 2013.– 104 с.

Розглянуто фізичні принципи роботи основних типів напівпровідникових і феритових пристроїв електроніки надвисоких частот. Наведено основні теоретичні співвідношення та типові схеми для напівпровідникових генераторів, підсилювачів та перетворювачів частоти. Сформульовано критерії вибору оптимальних режимів їх роботи, встановлено гранично можливі параметри і методи їх досягнення. Викладено базові відомості щодо технології виробництва напівпровідникових і феритових елементів. Висловлено та проілюстровано конкретними прикладами фізичні принципи побудови напівпровідникових і феритових пристроїв НВЧ-діапазону.

Для студентів ДНУ, які навчаються за напрямком підготовки „Прикладна фізика”.

Темплан 2013, поз. 9

Навчальне видання

Олег Олегович Дробахін
Сергій Вікторович Плаксін
Володимир Денисович Рябчій
Дмитро Юрійович Салтиков

**Навчальний посібник
до вивчення курсу
„Техніка та електроніка НВЧ”
Напівпровідникові та феритові
НВЧ-пристрої**

Редактор А. А. Гриженко
Техредактор Л. П. Замятіна
Коректор Т. А. Белиба

Підписано до друку 27.08.13. Формат 60×84/16. Папір друкарський.
Друк плоский. Ум. друк. арк. 6,0. Обл. - вид. арк. 5,4. Ум. фарбовідб. 6,0.
Тираж 100 пр. Зам. №

РВВ ДНУ, просп. Гагаріна, 72, м. Дніпропетровськ, 49010.
Друкарня «Ліра», пл. Десантників, 1, м. Дніпропетровськ, 49038.

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру
серія ДП № 14 від 13.07.2000 р.

© Дробахін О. О., Плаксін С. В., Рябчій В. Д., Салтиков Д. Ю., 2013

Список скорочень

АЕ – активний елемент;
АМ – амплітудна модуляція;
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;
БЗ – балансний змішувач;
БТ – біполярний транзистор;
ВАХ – вольт-амперна характеристика;
ВЧ – висока частота;
ГІС – гібридна інтегральна схема;
ДБЗ – подвійний балансний змішувач;
ДБШ – діод з бар'єром Шотткі;
ДЗЧ – дзеркальна частота;
ДЗПТШ – двозатворний польовий тетрод з бар'єром Шотткі;
ДКБЗ – подвійний кільцевий балансний змішувач;
ДМ – діодний міст;
КБЗ – кільцевий балансний змішувач;
КЖ – коло живлення;
ККД – коефіцієнт корисної дії;
КПП – квантовий парамагнітний підсилювач;
КСХ – коефіцієнт стоячої хвилі;
ЛБХ – лампа біжучої хвилі;
ЛЗХ – лампа зворотної хвилі;
ЛПД – лавинно-пролітний діод;
МСЛ – мікросмужкова лінія;
МШП – малошумний підсилювач;
НБЗ – небалансний змішувач;
НВЧ – надвисокі частоти;
НДО – негативний диференціальний опір;
НДП – негативна диференціальна провідність;
НПП – напівпровідниковий параметричний підсилювач;
ОНОЗ – обмежене накопичення об'ємного заряду;
ОТД – обернений тунельний діод;
ПВЧ – підсилювач високої частоти;
ПЕ – перетворювальний елемент;
ППЧ – підсилювач проміжної частоти;
ПТ – польовий транзистор;
ПТШ – польовий транзистор з бар'єром Шотткі;
ПЧ – проміжна частота;
РЕ – розділювальний елемент;
СВ – спрямований відгалужувач;
СПФ – смугопропускний фільтр;
СЧ – сумарна частота;

ТДЛ – трансформатори типу «довгої лінії»;
ТКД – точково-контактний діод;
ТМ – Т-міст;
УК – узгоджувальне коло;
ФАР – фазована антенна решітка;
ФНЧ – фільтр нижніх частот;
ФЧХ – фазо-частотна характеристика;
ХЩЛ – хвилевідно-щілинна лінія;
ЧМ – частотна модуляція;
ЩМ – щілинний міст

Вступ

Прогрес в області напівпровідникових технологій, радіофізики і електроніки надвисоких частот (НВЧ) став підґрунтям для створення багатофункціональних НВЧ-пристроїв для систем керування, навігації і зв'язку, а також безінерційних логічних елементів для систем гігабітної електроніки. Тільки на основі використання напівпровідникових елементів став можливий прийом надзвичайно слабких сигналів, мікромініатюризація приймально-передавальної апаратури, підвищення її надійності та коефіцієнта корисної дії (ККД).

Останнім часом висловлені оригінальні ідеї і позначилися нові тенденції, завдяки чому можливо подолати основну перешкоду до побудови повністю твердотільних приймально-передавальних НВЧ-систем, яка полягає в порівняно малій потужності напівпровідникових передавачів. До таких тенденцій належать: розробка багатошарових напівпровідникових структур, використання режиму обмеженого накопичення об'ємного заряду (ОНОЗ) в діодах Ганна і аномального режиму в лавинно-пролітних діодах (ЛПД), створення нових напівпровідникових пристроїв.

У зв'язку з цим важливим завданням є всебічне підвищення якості підготовки фахівців у галузі мікроелектроніки НВЧ. Основну увагу в першій частині цього видання приділено генераторам, які працюють завдяки ефекту Ганна і генераторам на ЛПД, а також фізичній природі явищ, на яких засновані ці пристрої. Зовні вони прості, проте їх робота ґрунтується на цілому ряді цікавих фізичних ефектів, які виникають у тих випадках, коли під дією електричного поля електрони в напівпровіднику набувають великої енергії. У другій частині навчального посібника розглянуто основні типи і фізичні принципи роботи напівпровідникових підсилювачів, перетворювачів частоти та феритових пристроїв НВЧ-діапазону. У виданні не знайшли відображення питання, пов'язані з роботою польових транзисторів НВЧ, конструкції пасивних елементів НВЧ-пристроїв на основі *p-i-n*-діодів, варакторів.

Під час викладення матеріалу було вирішено обмежитися досить простим математичним апаратом і приділити більше уваги фізичній картині електронних процесів, які відбуваються в напівпровідникових і феритових приладах.

1. Фізичні основи роботи напівпровідникових приладів НВЧ-діапазону

1.1. Енергетичні зони напівпровідників

У техніці НВЧ широко застосовують, зокрема для виготовлення тунельних діодів, такі напівпровідники, як кремній (Si), германій (Ge), арсенід галію (GaAs) і антимонід індію (InSb). Вони мають монокристалічну структуру і кристалічну решітку діамантового типу: кожен атом оточений чотирма атомами, що знаходяться у вершинах правильного тетраедра. За дуже низьких температур (гелієвого рівня охолодження, температура нижча за 4,2 К) вони проводять електричний струм слабо і за провідністю наближаються до ізоляторів. Проте в умовах кімнатної температури мають задовільну провідність.

Зонна структура напівпровідників, як і інших твердих кристалічних тіл, зумовлюється тим, що електрони в атомі займають дискретні енергетичні рівні. У кристалі внаслідок взаємодії атомів один з одним рівні перетворюються на зони, які складаються з дуже близько розташованих рівнів. Електрофізичні властивості напівпровідника істотно залежать від ширини зони і ступеня її заповнення. Зону, в якій розташовані вільні (зовнішні) електрони атома, називають зоною провідності. Вона відокремлена від нижньої заповненої зони деякою енергетичною щільною W_g – *забороненою зоною*. Ці енергетичні щілини в германії, кремнії, арсеніді галію дорівнюють відповідно 0,66; 1,12; 1,43 еВ. Такі напівпровідники називають *широкозонними*. До *вузькозонних* напівпровідників належить, наприклад, антимонід індію, в якому ширина забороненої зони дорівнює 0,23 еВ.

Заповнена зона, відокремлена енергетичною щільною від зони провідності, одержала назву *валентної*. Електрони валентної зони не дають внеску в провідність напівпровідників. За низьких температур майже всі електрони зосереджені у валентній зоні («заморожені») і провідність відсутня. Одним з можливих механізмів виникнення провідності може бути перехід деякої кількості електронів у зону провідності у разі опромінення кристала світлом, кванти якого $\hbar\omega > W_g$. Інший механізм – інжекція носіїв заряду в напівпровідник через спеціальний інжектувальний контакт на межі з напівпровідником (аналог катода у вакуумних пристроях НВЧ).

Крім таких, індукованих, видів провідності існує ще *власна провідність*, як правило, дуже незначна за величиною. Річ у тому, що за кімнатної температури деякі електрони валентної зони мають енергію, достатню для подолання забороненої зони. Електрони у валентній зоні, що перейшли в зону провідності, залишають порожні місця. В електричному полі ці порожні місця здатні переміщуватися, як деякі позитивні заряди. Такі рухомі вакансії, які мають позитивні заряди, одержали назву дірок.

У зоні провідності електрони дещо більш рухливі, ніж дірки у валентній зоні. Вони ефективно взаємодіють з решіткою і досить швидко віддають їй свою надлишкову кінетичну енергію, опускаючись на дно зони провідності. Як би ви-

соко не опинилися в зоні провідності електрони, вони завжди за дуже короткий час збираються на її дні. Іншим процесом є рекомбінація електрона з діркою (спонтанні переходи між зоною провідності і валентною зоною). Проте ці процеси проходять із великим часом релаксації.

Щоб одержати значну провідність, у напівпровідник вводять спеціальні легуючі домішки. Якщо домішкові атоми віддають свої електрони в зону провідності, то такі домішки називають *донорними*. Енергетичні рівні подібних атомів розташовані в забороненій зоні напівпровідника недалеко від зони провідності. Зазвичай концентрація донорів складає $10^{14} - 10^{17} \text{ см}^{-3}$ [1]. Такий напівпровідник позначають буквою «*n*». Якщо дуже висока концентрація (майже металева провідність) – позначають «*n*⁺». Напівпровідник, у якому відсутні домішки, називають *власним* і позначають «*i*».

Якщо енергетичний рівень домішок розташований трохи вище валентної зони, то домішки досить ефективно захоплюють електрони валентної зони, утворюючи дірки, і називаються *акцепторними*. Провідність при цьому виявляється *дірковою* (*p*-типу). Високолеговані напівпровідники з дірчастою провідністю позначають «*p*⁺».

1.2. Процеси перенесення заряду в напівпровідниках

Процес перенесення зарядів може відбуватися в напівпровідниках за наявності електронів у зоні провідності і за неповного заповнення електронами валентної зони. У разі виконання цих умов і за відсутності градієнта температури перенесення зарядів може відбуватися або під дією електричного поля, або під дією градієнта концентрації носіїв заряду.

Дрейф носіїв заряду. Направлений рух носіїв заряду під дією електричного поля називають *дрейфом*. Електрони, прискорені в електричному полі, набувають на довжині вільного пробігу енергії близько 10^{-8} - 10^{-4} еВ. При цьому вони переходять на більш високі енергетичні рівні (різниця в енергіях між сусідніми енергетичними рівнями в дозволений зоні близько 10^{-22} еВ). У результаті дрейфу електронів у напівпровіднику з'являється електронна складова густини дрейфового струму, яку запишемо на підставі закону Ома:

$$J_{n\text{др}} = en\mu_n E, \quad (1.1)$$

де e – заряд електрона; n – концентрація електронів; μ_n – рухливість електронів, тобто величина, яка числово дорівнює середній швидкості їх направленої руху в електричному полі з напруженістю, що дорівнює одиниці; E – напруженість електричного поля.

Аналогічно, дірчаста складова густини дрейфового струму

$$J_{p\text{др}} = er\mu_p E, \quad (1.2)$$

де r – концентрація дірок; μ_p – рухливість дірок.

Повна густина дрейфового струму дорівнює

$$J_{\text{др}} = J_{n\text{др}} + J_{p\text{др}} = e(n\mu_n + r\mu_p)E. \quad (1.3)$$

Дифузія носіїв заряду. В результаті нерівномірного розподілу концентрації носіїв заряду в об'ємі напівпровідника за умови відсутності градієнта температури відбувається дифузія – вирівнювання концентрації носіїв у напівпровіднику. Густина дифузійного струму електронів і дірок визначають за такими виразами:

$$J_{n \text{ диф}} = eD_n \text{ grad } n; \quad J_{p \text{ диф}} = eD_p \text{ grad } p, \quad (1.4)$$

де D_n , D_p – коефіцієнти дифузії відповідно електронів і дірок, які дорівнюють кількості носіїв, що проходять через одиницю площі за одиницю часу за одиничного градієнта концентрації.

Слід пам'ятати, що одночасно з процесом дифузії неврівноважених носіїв відбувається процес їх рекомбінації. Відстань, на якій за умови одновимірної дифузії в напівпровіднику без електричного поля в ньому надмірна концентрація носіїв заряду зменшується унаслідок рекомбінації в e разів, називають *дифузійною довжиною*. Інакше кажучи, це відстань, на яку носій дифундує за час життя τ_n або τ_p . Їх зв'язують співвідношення:

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_n}; \quad L_p = \sqrt{D_p \tau_p}. \quad (1.5)$$

У свою чергу, коефіцієнти дифузії пов'язані з рухливістю носіїв заряду співвідношеннями Ейнштейна:

$$D_n / \mu_n = kT / e; \quad D_p / \mu_p = kT / e. \quad (1.6)$$

Не слід плутати дифузійну довжину з довжиною вільного пробігу носіїв заряду, яку визначають як середню відстань, яку проходить носій між двома послідовними актами розсіювання.

Швидкість дрейфу частинки визначають середнім імпульсом, якого набуває носій за час вільного пробігу:

$$v = \frac{e}{m^*(W)} \tau_m(W) E, \quad (1.7)$$

де m^* – ефективна маса частинки, W – енергія носія заряду, τ_m – час релаксації за імпульсом, E – напруженість електричного поля.

Середня швидкість визначає характер вольт-амперної характеристики (ВАХ) і залежить від середньої рухливості $\overline{\mu(\varepsilon)}$ ансамблю носіїв. У найпростішій моделі дрейфу, у відносно невеликих електричних полях, рухливість залишається постійною ($\overline{\mu(\varepsilon)} = \mu_0 = \text{const}$) і ВАХ не має жодних особливостей.

У разі складного характеру розсіювання імпульсу електронів у результаті взаємодії їх з решіткою кристала (зазвичай у сильних електричних полях) може реалізуватися випадок, коли на ВАХ з'являються ділянки, де похідна $dE/dj < 0$, тобто негативна диференціальна провідність (НДП) зразка внаслідок даного механізму розсіювання. ВАХ при цьому можуть бути двох типів: *N*-подібні і *S*-подібні.

1.3. Напівпровідники в сильних електричних полях

У сильних електричних полях у напівпровіднику можуть відбуватися фізичні процеси, які призводять до зміни питомої провідності напівпровідника; ВАХ напівпровідника перестає підкорятися закону Ома; може змінюватися як концентрація носіїв заряду, так і їх рухливість.

Розглянемо спочатку фізичні процеси, які впливають на концентрацію носіїв заряду.

Ударна іонізація. Вільний електрон (або дірка), розганяючись під дією великої напруженості електричного поля, може набути на довжині вільного пробігу додаткової енергії, достатньої для іонізації домішки або вільного атома напівпровідника. Процес іонізації атомів носієм заряду, розігнаним у полі, називають *ударною іонізацією*.

Кількісно процес ударної іонізації характеризують *коефіцієнти ударної іонізації*, які дорівнюють кількості пар носіїв заряду, утворених первинним носієм на одиниці довжини шляху. За аналогією з теорією електричного розряду в газах, коефіцієнти ударної іонізації в напівпровідниках позначають α_n та α_p . Ці коефіцієнти дуже залежать від напруженості електричного поля. Для практичних розрахунків часто використовують емпіричну апроксимацію $\alpha = A|E|^m$, де m – досить великий показник ступеня, різний для різних матеріалів (від 5 до 8).

Тунелювання. Сильному електричному полю в напівпровіднику графічно відповідає великий нахил енергетичних зон (рис.1.1). При цьому електрони можуть проходити крізь вузький потенціальний бар'єр (товщиною Δ) без зміни своєї енергії, тобто тунелювати завдяки своїм квантово-механічним властивостям.

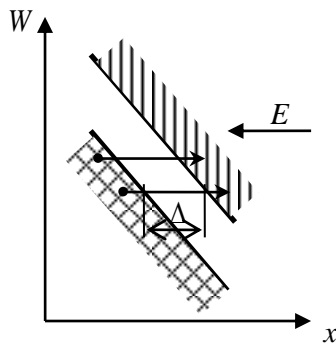


Рис.1.1. Тунелювання електронів з валентної зони в зону провідності в сильному електричному полі

Оскільки процес тунелювання відбувається внаслідок переходу електронів з валентної зони в зону провідності, то цей процес можна вважати аналогічним автоелектронній емісії або холодній емісії електронів з металу.

Ймовірність переходу електронів з валентної зони в зону провідності, і навпаки, одна і та ж. Але перехід електронів з валентної зони переважає, оскільки їх там значно більше, ніж в зоні провідності. Тому концентрація носіїв заряду зростає під час тунелювання.

Тунельний ефект у напівпровідниках проявляється за дуже великих напруженостей електричного поля: в кремнії – за $E \approx 10^6$ В/см; в германії – за $E \approx 10^5$ В/см. Напруженості електричного поля, за яких проявляється ефект тунелювання, різні для різних матеріалів, оскільки товщина потенційного бар'єра (Δ) залежить від ширини забороненої зони напівпровідника за умови незмінної напруженості електричного поля.

Тепер розглянемо вплив сильного електричного поля на рухливність носіїв заряду.

Розсіяння носіїв заряду в сильних полях. В слабких електричних полях носії заряду на довжині вільного пробігу набувають відносно малої енергії. Тому їх розподіл по енергетичних рівнях відповідає розподілу за даної температури кристалічної решітки. Дрейфові швидкості носіїв заряду при цьому значно менші так званих теплових хаотичних швидкостей.

У сильних електричних полях швидкість дрейфу носіїв заряду наближається до теплової швидкості; носії заряду на довжині вільного пробігу набувають в електричному полі енергій, відповідних кінетичним енергіям теплового хаотичного руху. При цьому розподіл носіїв заряду за енергетичними рівнями відповідає вищим температурам, ніж температура кристалічної решітки, яка залишається практично незмінною. Це явище називають розігрівом носіїв. На рухливність носіїв розігрів може впливати по-різному.

За відносно високих температур, за яких рухливність носіїв заряду визначає в основному процес розсіяння на теплових коливаннях атомів кристалічної решітки напівпровідника, розігрів носіїв заряду електричним полем призводить до збільшення

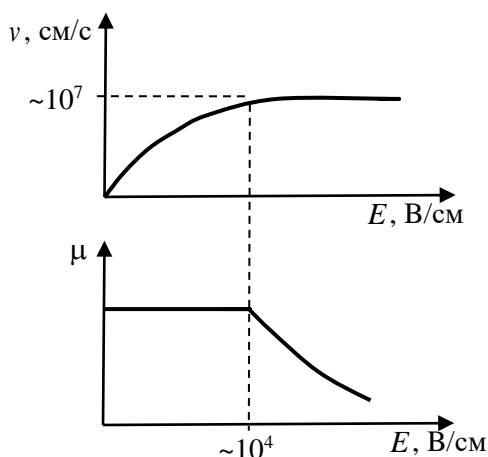


Рис.1.2. Залежність дрейфової швидкості і рухливості носіїв заряду від електричного поля

кількості зіткнень з атомами кристалічної решітки, тобто до насичення дрейфової швидкості або до зменшення рухливості зі збільшенням напруженості електричного поля (рис.1.2). Саме це явище треба враховувати в напівпровідникових приладах, якщо електричні поля перевищують значення $10^3 - 10^4$ В/см.

За відносно низьких температур, за яких рухливність носіїв заряду визначає в основному процес розсіяння на іонізованих домішках, розігрів носіїв електричним полем призводить до зменшення часу знаходження носія в полі іонізованої домішки, тобто до зменшення розсіяння носія і, отже, до збільшення рухливості. Таким чином, збільшення рухливості із збільшенням

електричного поля в напівпровідникових приладах може відбуватися тільки в умовах дуже низьких температур.

Міждолинний перехід носіїв заряду. Розглянемо спочатку залежність енергії вільного електрона ε , що знаходиться у вакуумі, від його імпульсу \vec{P} (рис.1.3). Енергія такого електрона

$$W = \frac{m_0 \vec{V}^2}{2} = \frac{\vec{P}^2}{2m_0}, \quad (1.8)$$

де \vec{V} – вектор швидкості вільного електрона; m_0 — його маса.

У напівпровідниковому кристалі вільний електрон можна вважати вільним тільки умовно, оскільки на нього діє періодичне потенційне поле кристалічної решітки. Щоб описати складні закони руху електрона в кристалі за допомогою співвідношень, збіжних за формою із законами класичної механіки, можна врахувати вплив внутрішніх сил на електрон, змінивши відповідним чином значення його маси, тобто ввівши поняття деякої ефективної маси електрона (або дірки).

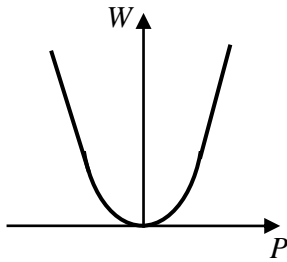


Рис.1.3. Залежність енергії вільного електрона у вакуумі від його імпульсу

Енергетична діаграма напівпровідника в просторі квазіімпульсів (у \vec{k} -просторі) може мати декілька мінімумів (рис.1.4). Наприклад, на енергетичній діаграмі арсеніду галію зона провідності крім центральної долини з мінімумом енергії за хвильового вектора $\vec{k} = 0$ має ще бічні долини з мінімумом енергії, який відрізняється від попереднього на $\Delta\varepsilon_1$.

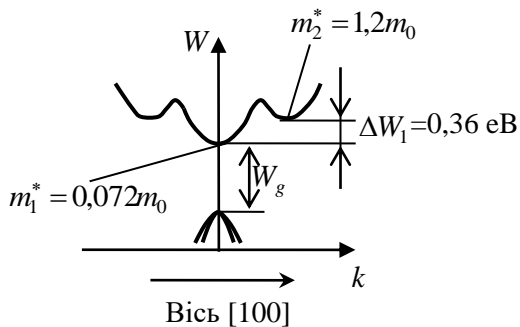


Рис.1.4. Структура енергетичних зон арсеніду галію

З цієї енергетичної діаграми випливає, що в зоні провідності арсеніду галію можуть існувати електрони, які мають одну енергію, але різні ефективні маси, а отже, і різні рухливості:

$$W = \frac{\vec{P}_1^2}{2m_1^*} = \frac{\vec{P}_2^2}{2m_2^*}. \quad (1.9)$$

Якщо $\vec{P}_1 < \vec{P}_2$, то $m_1^* < m_2^*$, а це означає, що $\mu_1 > \mu_2$.

Таким чином, у напівпровіднику можуть існувати вільні електрони з різними рухливостями: «легкі» електрони з малою ефективною масою і з великою рухливістю в центральній долині та «важкі» електрони з великою ефективною масою і з малою рухливістю в бічних долинах.

З посиленням електричного поля в напівпровіднику вільні електрони, набуваючи додаткової енергії, яка перевищує ΔW_1 , отримують можливість перейти з центральної долини в бічні. Там вони стають «важкими». За цієї причини середня рухливість усіх вільних електронів із збільшенням електричного поля зменшується. Рухливості «легких» і «важких» електронів можуть відрізнятися в десятки разів.

Контрольні питання

1. Що називають енергетичною зоною?
2. Які зони називають валентною, провідності, забороненою?
3. Який електрон називають електроном провідності?
4. Що являє собою дірка?

5. Який напівпровідник називають широкозонним?
6. У чому сутність тунельного ефекту?
7. Які існують типи електропровідності напівпровідників?
8. Що являє собою дрейфова швидкість?
9. Що називають рухливістю електрона (дірки)?

1.4. Контактні явища

У твердотільних схемах НВЧ в основному використовують два типи контактів: напівпровідник – напівпровідник і метал – напівпровідник. Для контактів напівпровідник – напівпровідник зазвичай використовують один і той же напівпровідник, легований акцепторами і донорами (*p-n*-перехід). Контакт *p-n* може бути товстий і тонкий, протяжний у поперечному напрямі і локальний, залежно від призначення. Найпоширенішими з контактів метал – напівпровідник є такі: а) омичний, утворений, наприклад, металом і напівпровідником *n*-типу за від'ємної (негативної) різниці робіт виходу металу і напівпровідника; б) контакт Шотткі, утворений металом і напівпровідником *n*-типу за позитивної різниці робіт виходу. Омичний контакт широко застосовують у пасивних частинах схем НВЧ, а також у діодах і транзисторах. Контакт Шотткі покладено в основу роботи одного з найпоширеніших діодів НВЧ.

Властивості *p-n*-контактів. Поверхню контакту шарів *p* і *n*, називають *металургійною межею*, а прилеглу до неї область просторових зарядів – власне *p-n-переходом*. За умови контакту *p*- і *n*-напівпровідників електрони з напівпровідника *n*-типу дифундують в напівпровідник *p*-типу, а дірки у протилежний бік до тих пір, доки завдяки утвореному просторовому заряду значення їх хімічних потенціалів не зрівняються. На контакті при цьому з'явиться різниця потенціалів ϕ_0 .

В області переходу існує об'ємний заряд донорів і акцепторів (позитивний в *n*-області і негативний в *p*-області). Рухомі носії майже всі залишають перехід, тому його опір дуже великий. Якщо до переходу прикласти напругу так, щоб об'ємний заряд збільшився (для цього треба до *n*-області прикласти позитивну напругу), то опір переходу зросте. Такий стан переходу називають замкненим, а відповідну напругу – зворотною (*зворотнозміщений перехід*). За зворотної полярності прикладеної напруги об'ємний заряд в переході зменшиться і відповідно опір переходу теж зменшиться. Такий стан переходу називатиметься відкритим, а напруга – прямою (*прямозміщений перехід*).

ВАХ переходу має несиметричний вигляд. За прямої напруги проходить великий струм, що має експонентний характер, за зворотної – дуже малий, який визначається струмом провідності і не залежить від напруги. Якщо до контакту прикласти змінну напругу, то струм проходитиме переважно в одному напрямку (випрямлення).

Імпульсні (високочастотні) властивості *p-n*-переходу в замкненому стані визначає так звана *бар'єрна ємність*, яка утворюється на шарі просторового заряду товщиною *l*. Для різкого *p-n*-переходу (коли $N_d \gg N_a$, де N_d і N_a концентрація до-

мішок відповідно в n - і p -областях) практично весь шар об'ємного заряду знаходиться в n -області [2]:

$$C_{\delta} = S \left[\frac{\varepsilon \varepsilon_0 e N_0}{2(\varphi_0 + U)} \right]^{1/2}, \quad (1.10)$$

де S – площа p - n -переходу; ε – відносна діелектрична проникність напівпровідника; ε_0 – електрична стала; U – прикладена напруга.

Бар'єрна ємність залежить від прикладеної напруги U . Зі збільшенням зворотного зміщення бар'єрна ємність доволі швидко зменшується. Це обумовлено зростанням середньої товщини шару об'ємного заряду. З виразу (1.10) видно, що бар'єрна ємність є нелінійною характеристикою переходу.

Імпульсні властивості у відкритому стані p - n -переходу визначає *дифузійна ємність*, обумовлена дифузією неосновних носіїв у p - n -перехід:

$$C_D = \frac{dQ}{dU}, \quad (1.11)$$

де $Q = j\tau$ – заряд інжекттованих неосновних носіїв; $j = j_0 [\exp(U/\varphi_T) - 1]$ – прямий дифузійний струм через p - n -перехід; τ – час життя носіїв заряду ($\tau_n \sim \tau_p$); $\varphi_T = kT/e$ – тепловий потенціал; k – стала Больцмана; T – абсолютна температура.

Отже, дифузійна ємність дорівнює

$$C_D = \frac{ej\tau}{kT}. \quad (1.12)$$

Зазвичай вона значно вища за бар'єрну ($C_{\delta} \approx 1$ пФ, $C_D \approx 1$ мФ). Проте її шунтує малий опір прямозмщеного p - n -переходу. Дифузійна і бар'єрна ємності небажані, оскільки вони погіршують високочастотні властивості p - n -переходу.

Властивості контакту метал – напівпровідник. Історично першими напівпровідниковими приладами були діоди на основі контакту металу з напівпровідником. У таких приладах відбувалося випрямлення слабких струмів, а контакт здійснювався дотиканням металевої голки до кристала напівпровідника. Точково-контактні діоди пізніше стали основою для цілого напрямку приладів, зараз відомих як прилади з контактом Шотткі.

Межі енергетичних зон в напівпровіднику в околі контакту з металом виявляються zdeформовані (загнуті вгору на величину контактної різниці потенціалів $\varphi_0 = (\Phi_M - \Phi_H)/e$, де Φ_M і Φ_H – робота виходу електрона відповідно із металу і напівпровідника). Утворюваний на межі бар'єр потенціалів одержав назву бар'єра Шотткі. Застосовуючи рівняння Пуассона, можна визначити товщину збідненого електронами (запірного) шару напівпровідника:

$$l_n = \left(\frac{2\varepsilon \varepsilon_0 \varphi_0}{en_0} \right)^{1/2}, \quad (1.13)$$

де n_0 – концентрація електронів у напівпровіднику.

Якщо до контакту прикласти зовнішню різницю потенціалів, що підвищує висоту бар'єра (зворотна напруга – «мінус» на металі), ширина збідненого шару зросте, а опір контакту збільшиться. Якщо зовнішню напругу прикласти так, що бар'єр знизиться (пряма напруга – «плюс» на металі), то ширина збідненого шару відповідно зменшиться. У цьому випадку зменшиться й опір збідненого шару. На цьому явищі оснований випрямні властивості подібного контакту.

ВАХ у разі подання прямої напруги на бар'єр, також визначатиме експонента, як і у випадку p - n -переходу:

$$J = J_0 [\exp(U/\phi_T) - 1], \quad (1.14)$$

де $J_0 = \frac{1}{4} e v_T n_0 S$; v_T – теплова швидкість електронів.

На відміну від p - n -переходу струм через бар'єр Шотткі визначають не дифузійні швидкості носіїв v_D (дірок і електронів), а теплові швидкості електронів v_T , оскільки в контакті відсутні неосновні носії. Тому за однакових прямих напруг струм через бар'єр Шотткі буде значно більший, ніж струм через p - n -перехід ($v_T > v_D$). Слід зазначити, що стрімке зростання ВАХ для діодів Шотткі спостерігають за напруги $\sim 0,2$ - $0,3$ В на відміну від германієвих та кремнієвих діодів, для яких відповідні значення складають $\sim 0,4$ - $0,5$ та $\sim 0,6$ - $0,7$ В. За умови подання зворотної напруги результуючий струм через бар'єр визначають різницею $\exp(-eU/kT) - 1$. Таким чином, як і у випадку p - n -переходу, на контактї можливе випрямлення змінних струмів (детектування). Сам перехід у разі зворотного зміщення можна використовувати як нелінійну ємність $C_6 \approx A(\phi_0 - |U|) - 1$. Відзначимо, що через відсутність p -області дифузійна ємність такого переходу практично рівна нулю. Бар'єрну ємність на відміну від p - n -переходу визначає тільки товщина запірного шару напівпровідника, а отже, її можна технологічно виконати меншою, ніж для p - n -переходів. З цієї причини високочастотні властивості контакту Шотткі значно вищі, ніж для p - n -переходів.

Контакт Шотткі може бути отриманий напиленням на напівпровідник (кремній, арсенід галію) таких металів, як золото, платина, тантал, вольфрам, молібден, ніхром. Він був теоретично досліджений ще в 30-х роках ХХ століття, проте практичного застосування набув порівняно тільки недавно у зв'язку з досягнутими успіхами в технології виготовлення.

Інжектувальні й омічні контакти. Інжектувальними контактами називають несиметричні переходи, за допомогою яких носії вводяться (інжектуються) з низькоомного сильнолегованого в слаболегований високоомний шар. Контакти з різкою несиметрією в концентраціях акцепторів N_a і донорів N_d створюють однонаправлену інжекцію неосновних носіїв з однієї області в іншу. У разі $N_d \gg N_a$ відбуватиметься інжекція електронів.

Відношення електронної і діркової складових струму пов'язане з концентраціями таким чином:

$$\frac{J_n}{J_p} \approx \frac{N_d}{N_a}. \quad (1.15)$$

У різко несиметричних переходах це відношення буде досягати декількох порядків, що демонструє явно виражений однобічний характер походження струму.

Омічними контактами називають контакти металу і напівпровідника, які мають лінійну ВАХ. Омичні контакти є практично в будь-якому напівпровідниковому приладі (контактні площадки, аноди і катоди в діодах Ганна, витік і сток в польових транзисторах).

У напівпровіднику n -типу на межі з металом утворюється шар ℓ_n , збагачений електронами та з хорошою провідністю. Струм в такому контакті буде лінійно залежати від напруги за будь-якої полярності. Для омичних контактів найбільш часто використовують такі метали, як алюміній, олово, свинець, золото.

Контрольні питання

1. Які існують електричні переходи?
2. Які процеси відбуваються в рівноважному p - n -переході?
3. Які основні параметри електронно-дірчастого переходу?
4. Яким чином можна порушити рівновагу в p - n -переході?
5. Який вигляд має вираз для струму через p - n -перехід?
6. Які особливості роботи діода Шотткі?
7. Які основні переваги бар'єра Шотткі?

2. Лавинно-пролітні діоди

2.1. Напівпровідникові аналоги вакуумних приладів НВЧ

Обговорення головних принципів, які лежать в основі роботи твердотільних НВЧ-приладів, зручно почати з розгляду різних типів електровакуумних приладів, які використовують з тією ж метою. В тріоді для управління струмом, що проходить між парою електродів, до яких прикладена висока напруга, використовують сітку. Таким чином постійний струм перетворюється на змінний. Одне з обмежень, накладених на високочастотні характеристики приладів цього типу, пов'язане з вимогою зменшити час прольоту електронів від катоду до аноду порівняно з періодом коливань. Указане обмеження з урахуванням типових швидкостей електронів ($\sim 10^7$ м/с) і відстаней у декілька міліметрів приводить до максимальних частот в декілька гігагерц. Ці розрахункові дані відповідають кращим експериментальним результатам, отриманим на сучасних тріодах.

Для досягнення більш високих частот доводиться застосовувати прилади, засновані на інших принципах. Ефективною виявилася ідея створити прилади, в основі яких лежить використання відносно великого часу прольоту електронів. У *клістронах* використана модуляція електронів за швидкістю в деякій точці електронного потоку, що зумовлює їх модуляцію за густиною під час подальшого руху. Утворені згустки електронів взаємодіють з високочастотною напругою в деякій точці за напрямком потоку, де зсув фаз, який залежить від часу прольоту, між напругою і струмом складає $\sim 180^\circ$. Таким чином, через модуляцію пучка електронів за густиною відбувається передача енергії високочастотному полю.

У основі ламп біжучої хвилі (ЛБХ) лежить інший принцип, за якого область взаємодії пучка електронів з полем не локалізована, а розподілена. В ЛБХ електронний пучок взаємодіє з повільною електромагнітною хвилею, яка поширюється зі швидкістю, що дорівнює швидкості руху електронів. Коли в пучку відбувається модуляція електронів за швидкістю, то швидкі електрони намагаються випередити повільну електромагнітну хвилю і надають енергії хвилі, це приводить до ефекту підсилення.

Звернемося тепер до твердотільних приладів і розглянемо, в чому вони схожі з електровакуумними і чим вони відрізняються. Польовий і біполярний транзистори подібні до тріода. Один електрод керує струмом, що проходить між двома іншими електродами, до яких прикладена висока напруга. Відповідно мають місце одні і ті ж частотні обмеження, хоча числові значення параметрів різні. Швидкості руху носіїв струму в напівпровідниках низькі, проте міжелектродні відстані в твердотільних приладах можуть бути дуже малими; це дозволяє створювати транзистори з областями робочих частот, які перекривають значну частину НВЧ-діапазону. Потужність, яку віддають транзистори, швидко спадає зі збільшенням частоти, і протягом довгого часу вважали, що необхідно створювати твердотільні прилади, в основі роботи яких лежать інші принципи. Наприклад, ідея роботи клістрона не може бути безпосередньо реалізована в напівпровідниках. Основна причина цього – відмінність у характері руху носіїв струму у вакуумі та в напівпровідниках. У вакуумі носії заряду є фактично вільні й за відсутності зовнішніх електричних полів рухаються з постійною швидкістю. У напівпровідниках електрони або дірки взаємодіють з атомами кристалічних решіток і середня довжина вільного пробігу зазвичай істотно менша 1 мкм. За умови застосування слабких електричних полів швидкість електронів постійна в часі і пропорційна полю (тоді як у вакуумі швидкість електронів лінійно зростає з часом). У сильних електричних полях швидкості електронів і дірок в напівпровідниках підвищуються і майже не залежать від величини напруженості електричного поля (ефект насичення). Можливий і інший підхід до опису цих відмінностей: пучок електронів у вакуумі не втрачає енергії, а в напівпровідниках електрони постійно віддають свою енергію решітці. Відповідно у твердих тілах значно важче вилучати кінетичну енергію дрейфового руху електронів, ніж у вакуумі, оскільки цей процес супроводжують омичні втрати енергії в решітці.

Як згадувалося вище, в клістронах має місце модуляція електронів за швидкістю. У напівпровідниках можливо здійснити модуляцію швидкості електронів у слабких електричних полях, але вона всюди буде синфазна зі зміною електричного поля в місці розташування електронів і тому не може генерувати негативний опір. Проте ідея використання взаємодії електронів з електромагнітною хвилею, яка лежить в основі роботи ЛБХ, може бути реалізована і в напівпровіднику. Основною проблемою на цьому шляху є те, що досяжні швидкості електронів у напівпровідниках дуже низькі. Тому сповільнена електромагнітна хвиля повинна мати дуже малу довжину, що ускладнює завдання узгодження приладу із зовнішнім колом.

На основі цих ідей вдається створити пристрої лише для довгохвильової частини НВЧ-діапазону. Тому нижче розглянемо новий клас твердотільних приладів, основаних на ідеях, відмінних від уже згаданих.

2.2. Негативний диференціальний опір

Лавинно-пролітний діод (ЛПД) – прилад, принцип дії якого заснований на виникненні в діапазоні НВЧ негативного диференціального опору, викликаного процесами лавинного множення носіїв заряду і їх прольотом через напівпровідникову структуру.

На сьогодні ЛПД є одне з найпотужніших твердотільних джерел НВЧ-випромінювання в діапазоні міліметрових хвиль. До недоліків ЛПД треба віднести високий рівень власних шумів, спричинених процесами лавинного множення носіїв заряду, та необхідність ретельного розрахунку і настройки кіл з ЛПД для їх стабільної роботи. Негативний опір у ЛПД на відміну від тунельних діодів виникає тільки на високих частотах і не спостерігається на статичній ВАХ, яка у ЛПД аналогічна звичайній ВАХ діода. Поява негативного опору в ЛПД викликана часовою затримкою процесів лавинного множення і прольоту носіїв заряду, що призводить до фазового зсуву між струмом і напругою.

«Лавинне запізнення» визначає кінцевий час наростання і припинення лавинного процесу, а «пролітну затримку» – кінцевий час проходження області дрейфу.

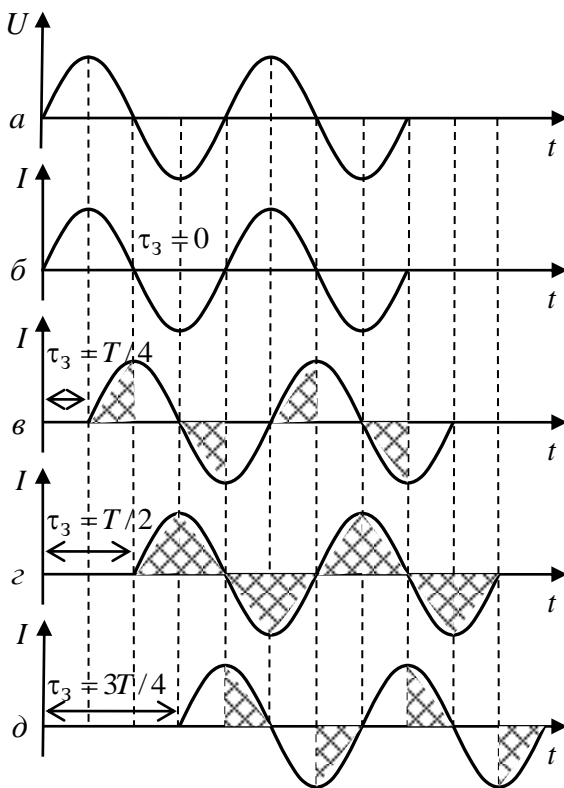


Рис.2.1. Поява негативного диференціального опору за різного часу запізнення струму відносно напруги

Імпульс струму лавинного множення зсувається відносно імпульсу напруги, який викликав його. Затримка початку і кінця лавини пов'язана з тим, що носії заряду в полі прикладеного імпульсу не відразу набувають енергії, достатньої для іонізації, і не відразу втрачають її після зниження напруги. На рис.2.1 показана у загальному випадку поява *негативного диференціального опору* (НДО); напівперіоди і чвертьперіоди з негативним опором заштриховані.

На рис.2.1,а і б НДО відсутній. Повністю НДО на всій довжині періоду T з'являється, якщо час запізнювання $\tau_3 = T/2$ (рис. 2.1,г). В цьому випадку зростанню напруги відповідає спад струму, і навпаки. За НДО рух носіїв заряду відбувається в гальмівному змінному електричному полі. Якщо $\tau_3 = T/4$ (рис.2.1,в) і $\tau_3 = 3T/4$ (рис.2.1,д), НДО спостерігається тільки впродовж половини періоду, чер-

гуючись через кожен чверть періоду з позитивними опорами. У цих граничних випадках у середньому за період негативний опір спостерігатися не буде. Таким чином, НДО реалізовуватиметься за умови

$$T/4 < \tau_3 < 3T/4,$$

яка рівносильна умові для фазового зсуву φ між струмом і напругою:

$$\pi/2 < |\varphi| < 3\pi/2.$$

Елемент з НДО або негативною провідністю здатний віддавати в електричне коло (в навантаження) потужність за змінним струмом шляхом перетворення енергії джерела живлення.

Дійсно, потужність за змінним струмом визначають за виразом

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt, \quad (2.1)$$

де $u = U_m \sin(\omega t + \varphi)$; $i = I_m \sin \omega t$. Звідси видно, що за умови $\varphi = 0$ потужність $P > 0$, елемент має активний опір і споживає змінну потужність. За умови $|\varphi| = \pi/2$ елемент має суто реактивний опір і змінної потужності не споживає ($P = 0$). У разі фазового зсуву $\pi/2 < |\varphi| < 3\pi/2$ змінна потужність $P < 0$. Формально це означає, що елемент, у якому з тих або інших причин виникає негативна потужність, слід розглядати вже не як споживач, а як джерело енергії змінного струму. Оскільки за $P < 0$ відношення du/di , що має розмірність опору, менше нуля, то такий елемент має НДО. Тобто якщо навантажити прилад з НДО на резонансний контур, то в останньому за умови відповідної настройки, можна створити потік носіїв заряду, які рухатимуться в гальмівному високочастотному полі контуру. Ці носії віддаватимуть полю свою енергію, посилюючи коливання. Прилад з НДО може працювати також у режимі автоколивань.

2.3 Лавинне множення носіїв заряду

Лавинний пробій у твердому тілі багато у чому схожий з лавинним пробієм у газах. Разом з електроном в процесі лавинного пробію бере участь дірка. Вона, як і електрон, має імпульс та енергію і так само може іонізувати атом та утворювати електронно-діркову пару. В сильних електричних полях електрони і дірки, рухаючись у протилежних напрямках, породжують наростаючі в часі і просторі електронно-діркові пари. Виникає так звана ударна іонізація не тільки у p -переходах, але і в однорідно легованому та власному (i -типу) напівпровідниках. Проте у таких випадках необхідно застосовувати потужне електричне поле, причому зазвичай відбувається сильний перегрів, спостерігається великий струм у напівпровіднику та його руйнування. У зворотнозміщених діодах такого явища не відбувається через їх збіднення в області металургійної межі рухомими носіями.

Для кількісної характеристики процесів ударної іонізації вводять коефіцієнт іонізації $\alpha(E)$ і $\beta(E)$ – кількість електронно-діркових пар, утворених на одиниці довжини. Коефіцієнти α і β швидко зростають зі збільшенням напруженості поля E . Найкращою апроксимацією для них виявляється функція виду

$$\alpha = \alpha_0 \left(\frac{E}{E_K} \right)^m, \quad (2.2)$$

де, наприклад, для арсеніду галію $m \approx 6$, $E_K \approx 6 \cdot 10^5$ В/см – поле, за якого починається лавинна іонізація атомів арсеніду галію.

ЛПД винайшов у 1959 році радянський учений А. С. Тагер. Уперше генерацію спостерігали на германієвих зворотнозміщених діодах, що мають різкий злам ВАХ. Далі були створені кремнієві, арсенід-галієві і фосфід-індієві ЛПД, які за частотою перекрыли весь діапазон НВЧ (від 0,5 до 500 ГГц). Істотне підвищення ККД ЛПД до 20 – 30% в сантиметровому і 60 – 70% в дециметровому діапазонах дозволило замінити лампи зворотної хвилі (ЛЗХ) і клістриони малої та середньої потужності. В даний час на основі ЛПД створено ряд пристроїв НВЧ – генераторів і підсилювачів, джерел шуму та ін.

2.4. Основні режими роботи ЛПД

Розглянемо спочатку два основні типи конструкцій ЛПД. Нижче показано *однопролітну* (з однією активною областю) (рис.2.2,*а*) і *двопролітну* (з двома активними областями) структури (рис.2.2,*б*). В першому приладі, де наявний $p^+ - n$ -перехід, тільки n -область визначає роботу ЛПД, тоді як у структурі другого типу

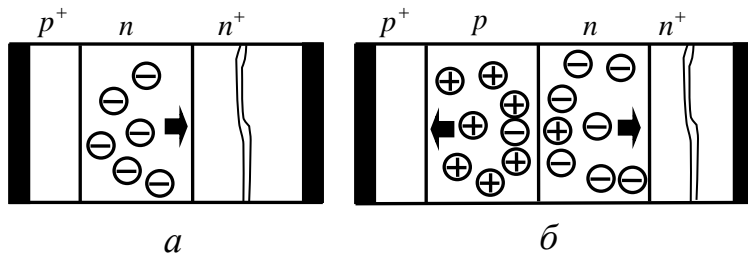


Рис.2.2. Схематичне представлення структур ЛПД з переходами: а – $p^+ - n$; б – $p - n$

($p - n$ -перехід) в роботі ЛПД беруть участь як p -, так і n -області. Можна очікувати, що однопролітний прилад виявиться кращим на більш високих частотах, оскільки рухливність електронів як основних носіїв струму в області дрейфу вища рухливості дірок.

Конструкція корпусу ЛПД (рис.2.3) подібна до звичайних корпусів НВЧ-діодів [3]. Зазвичай напівпровідникова структура герметизована, якщо прилад призначений для роботи на частотах до 110 ГГц, та не герметизована (для зменшення кількості паразитних елементів) у приладах, розрахованих на більш високі частоти.

ЛПД будь-якої з цих конструкцій можуть працювати в декількох основних режимах роботи, залежних як від добротності резонатора, так і від багатьох інших факторів. Історично першим з таких режимів, відкритий у 1959 році в СРСР на германієвих діодах, – режим *IMPATT* (від англ. *IMPact ionization Avalanche* – ударна іонізація і *Transit-Time* – пролітний час). Він відображає основні фізичні явища, які відбуваються в ЛПД за незначних амплітуд полів НВЧ (резонатори середньої добротності). Зазвичай максимальний ККД приладу (близько 25%) досягається на пролітній частоті ($\omega\tau \sim \pi$). Електронно-діркові пари генеруються в цьому режимі в шарі лавинного множення. Згенеровані дірки переходять у p -область, а електрони беруть участь в енергообміні з полем. У режимі *IMPATT* струм інжекції

в просторі дрейфу досягає максимуму в той момент, коли напруга, прикладена до діода, проходить через нуль. Подальше відставання за фазою струму обумовлює кінцевий час руху носіїв у просторі дрейфу, так що в цілому наведений струм у колі діода виявляється протифазним до прикладеної напруги.

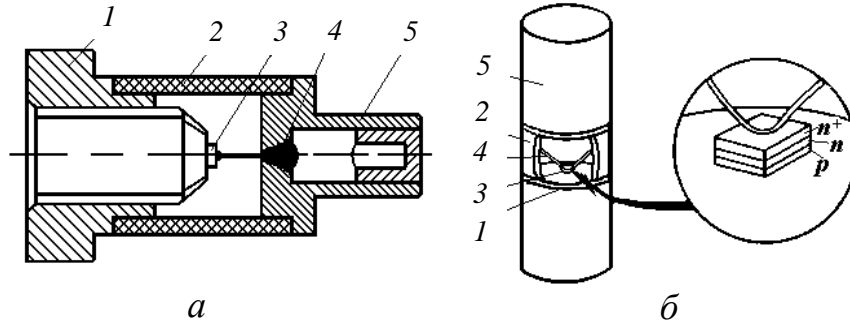


Рис.2.3. Конструкція ЛПД: *а* – германієвого; *б* – кремнієвого; 1 – металічна основа; 2 – керамічна втулка; 3 – кристал; 4 – з'єднувальний електрод; 5 – ніпель

Другий тип коливального режиму ЛПД – режим *TRAPATT* (від англ. *TRApped Plasma* – захоплена плазма і *Avalanche Triggered Transit* – пробіг області лавинного розмноження), відкритий в США в 1967 році і названий аномальним, оскільки робоча частота в цьому режимі набагато нижча за пролітну. Принцип дії діода у такому режимі заснований на тому, що швидкість перерозподілу електричного поля в його структурі може значно перевищувати швидкість дрейфу носіїв заряду. Одразу після подачі на діод зворотної напруги, яка перевищує пробинову напругу напруженість електричного поля максимальна поблизу металургійної межі. Саме тут через ударну іонізацію починається утворення електронно-діркової плазми, унаслідок чого відбувається перерозподіл електричного поля в *n*-області. У наступний момент часу ударна іонізація відбувається в сусідньому шарі *n*-області. Швидкість дрейфу носіїв заряду обмежена навіть у сильних електричних полях швидкістю насичення. Швидкість дрейфу електронів плазми може виявитися значно меншою, ніж швидкість насичення, якщо напруженість електричного поля в шарі з плазмою встигне зменшитися. В результаті фронт хвилі іонізації швидко перетне всю *n*-область, заповнену високопровідною електронно-дірковою плазмою. Напруженість електричного поля в цей час і напруга на діоді стануть малі, у результаті чого відбуватиметься відносно повільне розсмоктування носіїв плазми з *p-n*-переходу. Така затримка екстракції носіїв з *p-n*-переходу отримала назву «режим із захопленою плазмою».

Оскільки швидкість направленої руху носіїв заряду в ЛПД у режимі із захопленою плазмою значно нижча за швидкість насичення, то частота генерованих коливань зазвичай не перевищує 10 ГГц, тоді як у лавинно-пролітному режимі вона може становити декілька сотень гігагерц. Інші відмінності між властивостями і параметрами за різних режимів роботи викликані тим, що під час лавинно-пролітного режиму зменшення швидкості дрейфу нижче швидкості насичення небажане, а за режиму із захопленою плазмою – навпаки. Тому великої амплітуди

коливань можна досягнути саме в режимі із захопленою плазмою – до декількох сотень кіловатів у процесі імпульсної роботи (за умови безперервної роботи – до декількох ватів).

Режим *TRAPATT* відрізняється відносно високим значенням ККД (до 40%) і створюється в умовах великих напруг НВЧ на діоді (високодобротні резонансні системи, в яких розміщується *p-n*-перехід). Режим *TRAPATT* виникає в умовах значного зміщення на діоді з різко неоднорідним розподілом електричного поля. Використовують *TRAPATT*-діоди, які виготовляють в основному із кремнію, переважно в генераторах і підсилювачах потужності сантиметрового діапазону хвиль.

Крім указаних діодів, існує ще один різновид ЛПД, що працюють в інжекційно-пролітному режимі, – *BARITT*-діоди (від англ. *BARrier Injection Transit Time diode* – інжекційно-пролітний діод). Такі діоди виготовляють з кремнію і мають два *p-n*-переходи, розділені рівномірно легованою пролітною областю. Один з переходів інжектує носії зарядів у пролітну область, а інший збирає їх. Різниця фаз між напругою на діоді і струмом, що проходить через нього, обумовлює появу невеликого негативного опору, який підсилює або генерує НВЧ-коливання. *BARITT*-діоди мають порівняно малу вихідну потужність і низький ККД, але на відміну від інших ЛПД їм властиві малі шуми, підвищена лінійність фазової характеристики і висока надійність. Тому їх використовують у малопотужних і малошумних підсилювачах у вхідних колах НВЧ-приймальних пристроїв.

2.5. Технічний рівень промислових ЛПД

На сьогодні за рубежом розроблено і впроваджено у виробництво близько 300 типів ЛПД для різних ділянок частотного діапазону. Нині ведуть роботи, направлені на створення нових ЛПД з більш високими вихідною потужністю, ККД і граничними робочими частотами. Значні результати в цьому напрямку одержали спеціалісти фірм «Хьюлетт-Пакард» (м. Пало-Альто, Каліфорнія, США), «НТТ» (м. Токіо, Японія), «Хітачі» (м. Токіо, Японія), НДІ «Оріон» (м. Київ, Україна), «ЕЛВА-1» (м. Санкт-Петербург, Російська Федерація) та ін. Технічний рівень існуючих промислових і експериментальних ЛПД характеризують наведені нижче дані.

Частота і потужність. Серед напівпровідникових НВЧ-приладів ЛПД і діоди Ганна мають найбільші потенційні можливості для роботи в міліметровому і субміліметровому діапазонах. Найбільш високочастотними ЛПД є *IMPATT*-діоди, розроблені японськими фірмами «НТТ» і «Хітачі». Зокрема, розроблені кремнієві однопролітні *IMPATT*-діоди із структурою $p^+ - p - n^+$ -типу, які у хвилевідному резонаторі з перерізом $1,08 \times 0,54 \text{ мм}^2$ мають максимальну робочу частоту 394 ГГц. Їх вихідна максимальна потужність дорівнює 78 мВт на частоті 185 ГГц з ККД 2,3 %, на частоті 285 ГГц – 7,5 мВт з ККД 0,35% і на частоті 361 ГГц – 0,2 мВт [4].

Максимальні значення вихідної потужності ЛПД під час роботи в безперервному режимі складають приблизно 40 Вт на частоті 10 ГГц, до 1,5 Вт на частоті 60 ГГц, до 100 мВт на частоті 200 ГГц і до 10 мВт на частоті 300 ГГц. Обме-

ження підвищення вихідної потужності ЛПД пов'язані в основному із забезпеченням ефективного відведення тепла від їх активної області.

Сучасні ЛПД працюють в умовах дуже високої густини потужності, яка наближається до 10^6 Вт/см². За таких вкрай високих значень густини потужності особливо важливими стають питання правильного конструювання цих приладів. Зараз відомі різні прийоми підвищення ефективності відведення тепла від діодів. Серед них можна навести, наприклад, використання оберненої мезаструктури, контактів з бар'єром Шоттки, а також ультразвукове паяння і застосування алмазних тепловідводів. Фахівці вважають, що у результаті вдосконалення профілів легування, поліпшення геометрії діода і його тепловідводу можна чекати збільшення вихідної потужності ЛПД у безперервному режимі до 3 Вт на частоті 50 ГГц і 300 мВт на частоті 200 ГГц. ЛПД має також значні переваги над іншими напівпровідниковими НВЧ-приладами (за винятком діодів Ганна) за максимально досяжною вихідною потужністю в імпульсному режимі. Максимальна вихідна потужність імпульсних ЛПД досягає 100 Вт на частоті 10 ГГц і 10 Вт на частоті 40 ГГц. На частотах вище 100 ГГц імпульсна потужність цих приладів становить сотні міліват.

Коефіцієнт корисної дії. Останнім часом розробники ЛПД для підвищення ККД і вихідної потужності цих приладів пропонують багато різних конструктивно-технологічних рішень, наприклад, використання двопротітних структур з новими геометричними формами, паралельного або послідовного з'єднання декількох діодів у одному корпусі, нових матеріалів і конструкцій тепловідводів та ін.

Максимальні значення ККД у процесі роботи ЛПД в імпульсному режимі зараз становлять близько 25 % на частоті 10 ГГц, 12% на частоті 50 ГГц і 8,5% на частоті 100 ГГц. Водночас існують окремі експериментальні зразки діодів, ККД яких значно перевищує вказані максимальні значення, характерні для більшості приладів цього типу. Так, спеціалісти фірми «Хьюз» (США) розробили кремнієвий *TRAPATT*-діод, який працює в діапазоні частот 8 – 10 ГГц і має в імпульсному режимі ККД 42,5% і потужність 27 Вт. Це вказує на можливість подальшого підвищення ККД.

Коефіцієнт підсилення. Спочатку ЛПД використовували тільки для генерації НВЧ-коливачів, а їх підсилювальні властивості залишалися без уваги. Останнім часом ці прилади почали застосовувати в підсилювачах потужності та у вихідних каскадах малощумних підсилювачів на частотах вище 5 ГГц. ЛПД, як і діоди Ганна, забезпечують порівняно невелике підсилення, яке з урахуванням необхідного запасу за стійкістю роботи складає всього 5–9 дБ. За необхідності отримання більш високого коефіцієнта підсилення застосовують каскадне включення декількох ЛПД.

Смуга пропускання. Підсилювальні ЛПД забезпечують підсилення в невеликій смузі частот, яка зазвичай не перевищує 10%. Наприклад, за даними фірми «Хьюз» робоча смуга ЛПД міліметрового діапазону з потужністю 500 мВт складає 8,5% за коефіцієнта підсилення 5 дБ і 4% у випадку підсилення 10 дБ.

Коефіцієнт шуму. Кремнієві *VARITT*-діоди мають якнайменший коефіцієнт шуму (10 дБ на частоті 10 ГГц). У цьому ж діапазоні частот коефіцієнт шуму *IMRATT*-діодів на основі кремнію 30 дБ, а на основі арсеніду галію – 20 дБ. У міліметровому діапазоні у кремнієвих ЛПД типові значення коефіцієнта шуму 35 дБ, а у арсенід-галієвих – 32 дБ.

Довговічність. Механізм відмов напівпровідникових діодів безпосередньо пов'язаний з температурою переходу і визначається головним чином процесами електроміграції і короткими замиканнями. Довговічність ЛПД майже не залежить від робочої частоти, оскільки температура переходу із її збільшенням підвищується несуттєво. Судячи з різних джерел, термін служби ЛПД складає від 5 тис. до 3,3 млн год.

Маса діодів знаходиться в межах від декількох десятих частин до одиниць грамів.

Контрольні питання

1. Яка умова лавинного пробою і який його фізичний зміст?
2. Яку область називають областю лавинного множення?
3. Яку область називають областю дрейфу?
4. Які існують режими роботи ЛПД?
5. Які основні параметри властиві ЛПД?
6. Які переваги і недоліки ЛПД?

3. Напівпровідникові прилади з об'ємною нестійкістю (діоди Ганна)

У 1963 р. англійський фізик Дж. Ганн, вивчаючи поведінку арсеніду галію і фосфіду індію в сильних електричних полях, відкрив новий фізичний ефект. Учений виявив, що у разі прикладання електричного поля, яке перевищує деяке критичне значення, до довільно орієнтованих однорідних зразків з двома омичними контактами в зовнішньому колі виникають коливання струму. Період коливань приблизно дорівнював часу прольоту електронів від катода до анода, і для вибраних Ганном зразків частота осциляцій відповідала НВЧ-діапазону.

У 1964 р. Г.Кремер показав, що всі основні риси ефекту Ганна можна пояснити, якщо припустити, що це явище виникає завдяки механізму міждолинного переходу. Цей механізм теоретично розглянули в 1961 р. Б. К. Рідлі і Т. Б. Уоткінс і незалежно від них у 1962 р. С. Хілсум. У 1965 р. припущення Кремера було підтверджене прямими експериментами.

Основна перевага діода Ганна полягає в тому, що це об'ємний прилад, тобто в ньому на відміну від транзисторів працює весь об'єм речовини, а не тільки вузькі області *p-n*-переходів. Мініатюрні НВЧ-генератори Ганна зараз серійно виробляє ряд вітчизняних і зарубіжних фірм. Їх застосовують як активні елементи фазованих антенних решіток (ФАР) радіолокаційних станцій, у системах масового відеотелефонного і телефонного зв'язку, електронно-обчислювальних машинах, спеціальних приладах для сліпих, міліційному устаткуванні, терапевтичному та діагностичному обладнанні і т.д.

Фізичний механізм явища і основні принципи роботи приладів на його основі вивчені досконало, проте можливості практичного застосування ефекту Ганна реалізовані ще далеко не до кінця. Тому перед радіоінженерами тут відкрите широке поле діяльності.

У вітчизняній технічній літературі подібні прилади називають діодами Ганна, хоча в їх структурі немає випрямного електричного переходу. В зарубіжній літературі частіше використовують скорочене найменування *TED* (*Transferred Electron Devices*).

3.1. Механізм міждолинного переходу

Генератор Ганна – це напівпровідниковий прилад, дія якого основана на виникненні негативного опору під впливом сильного електричного поля; призначений для генерації і посилення НВЧ-коливань.

Енергетична діаграма деяких напівпровідників (наприклад, арсеніду галію), як уже зазначалося раніше, може мати декілька мінімумів (див. рис.1.4). В такому напівпровіднику можуть існувати електрони з різними ступенями рухливості – «легкі» і «важкі». Співвідношення між концентраціями «легких» (n_1) і «важких» (n_2) електронів варіює зі зміною напруженості електричного поля, оскільки в сильному електричному полі за напруженості, більшої порогового значення ($E > E_{\text{пор}}$) електрони, набуваючи додаткової енергії, яка перевищує ΔW_1 , переходять у бічні долини і стають «важкими». Якщо при цьому ще не відбувається помітної ударної іонізації, то загальна концентрація електронів залишається незмінна і дорівнює рівноважній концентрації ($n_1 + n_2 = n_0$).

Якщо рухливість «легких» електронів дорівнює μ_1 , а рухливість «важких» електронів – μ_2 , то вираз для густини струму через кристал напівпровідника можна записати так:

$$j = e(n_1\mu_1 + n_2\mu_2)E. \quad (3.1)$$

Під дією слабких електричних полів ($E < E_{\text{пор}}$) практично всі електрони знаходяться в центральній долині ($n_1 \approx n_0$), і густина струму при цьому $j = en_0\mu_1E$, що відповідає ділянці 1 на ВАХ кристала напівпровідника (рис.3.1).

За умови сильних електричних полів ($E \gg E_{\text{пор}}$) можна припустити, що практично всі електрони набудуть додаткової енергії й опиняться в бічній долині. В цьому випадку $n_2 \approx n_0$ і $j = en_0\mu_2E$, що відповідає ділянці 3 на ВАХ (рис.3.1).

У разі середніх напруженостей електричного поля, які не надто перевищують порогову, густину струму визначають співвідношенням концентрації «легких» і «важких» електронів (ділянка 2, рис.3.1).

Для виникнення негативного диференціального опору необхідний одночасний перехід більшості електронів з центральної долини в бічну під дією порогової напруженості електричного поля. Але практично одержати статичну ВАХ, відповідну суцільній кривій на рис.3.1, не вдається, оскільки в кристалі або біля непрямої контактів завжди наявні неоднорідності, внаслідок чого виникають локальні напруженості електричного поля, які перевищують середню напруженість.

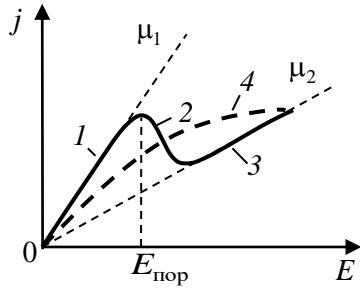


Рис.3.1. Графік залежності густини струму через напівпровідник з багатодолинною структурою зони провідності від напруженості електричного поля

переходу – $\tau \approx 10^{-13}$ с, порогова швидкість – $v = 2 \cdot 10^7$ см/с [5]. Великій ефективній масі відповідає велика густина станів. Тому за умови $E > E_{\text{пор}}$ значна кількість електронів опиняється у верхній долині, а середня швидкість спадає.

Такі *N*-подібні залежності швидкості електронів від електричного поля або ВАХ діодів спостерігають і для інших напівпровідників (фосфід індію (InP), телурид кадмію (CdTe) та ін.). Найперспективніший з цих матеріалів – фосфід індію. Особливості будови зон провідності фосфіду індію відкривають перспективу отримати більш високі значення вихідних потужностей з огляду на значні величини порогових полів міждолинного переходу $E_{\text{пор}} \approx 10$ кВ/см [5]. У фосфіді індію більш висока рухливість носіїв, і енергетична щільність складає 0,5 еВ.

Міждолинні переходи мають місце у твердих розчинах арсеніду і фосфіду галію, причому енергетичний зазор між долинами в цих напівпровідниках зменшується від величини 0,36 еВ до нуля (під час переходу від GaAs до GaAs_{0,5}P_{0,5}). У твердих розчинах фосфіду індію або галію спостерігається міждолинний перехід за порогових полів $E_{\text{пор}} \geq 600$ В/см.

3.2. Ефект Ганна і критерій Кремера

Наявність спадаючої ділянки на ВАХ зразка необхідна, але не достатня умова для виникнення в ньому НВЧ-коливань, тобто ефекту Ганна. Поява таких коливань означає, що в зразку наявна нестійкість хвильових збурень. Але умови для такої нестійкості залежать також від параметрів напівпровідникового зразка (концентрації носіїв і швидкості їх дрейфу, довжини зразка та ін.). Проаналізуємо ці умови на прикладі найпростішої одновимірної моделі ефекту Ганна.

Нехай на однорідно легований кристал арсеніду галію (рис.3.2), який має два невикривлені електричні переходи з електродами катода і анода, подана постійна напруга, що створює в кристалі напруженість електричного поля E_0 , дещо меншу за порогову. При цьому всі вільні електрони в кристалі є «легкі» й густина струму через кристал має максимальне значення:

$$j_{\max} = en_0\mu_1 E_0 = en_0 v_0, \quad (3.2)$$

де v_0 – швидкість руху електронів.

Локальна напруженість електричного поля біля непрямої контактної поверхні через наявність різних дефектів може перевищувати порогову. Це забезпечує

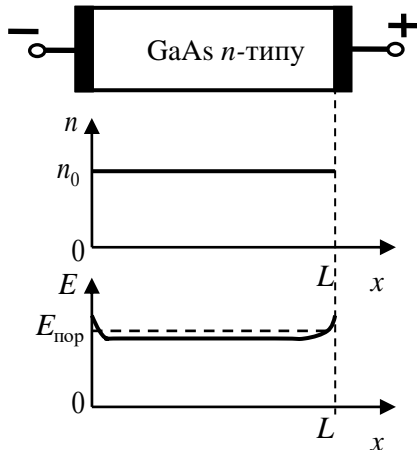


Рис.3.2. Графік розподілу концентрації електронів і електричного поля до формування домену

утворення «важких» електронів біля катода, які, рухаючись відносно повільно до анода, створюють негативний заряд. «Легкі» електрони в іншій частині кристала рухаються до анода швидше, ніж «важкі». Тому біля пакету «важких» електронів з боку анода виникає нестача електронів, що рівносильно утворенню деякого позитивного заряду, який складається з некомпенсованих іонізованих донорів. Таким чином утворюється двошаровий домен: шар з боку катода через надлишок «важких» електронів має негативний заряд, шар з боку анода через нестачу електронів має позитивний заряд (рис.3.3).

Домен має своє електричне поле $E_{\text{дом}}$, направлене в ту ж сторону, що і поле, створене зовнішньою напругою. В результаті у міру утворення домену поле в ньому росте, а за межами домену зменшується, тобто швидкість руху «важких» електронів усередині домену збільшується, а швидкість руху «легких» електронів за межами домену зменшується. В деякий момент часу швидкість руху «важких» електронів (швидкість домену) зрівнюється зі швидкістю руху «легких» електронів: $v_1 = v_2$ або $\mu_1 E_1 = \mu_2 E_2$, де v_1 – швидкість руху електронів за межами домену; v_2 – швидкість руху електронів усередині домену, що відповідає швидкості руху домену від катода до анода ($v = v_2$).

Очевидно, що $v_1 < v_0$, оскільки $E_1 < E_0$. Тому після утворення домену густина струму через кристал зменшиться до

$$j_{\min} = en_0 v_1. \quad (3.3)$$

Мінімальне значення густини струму, пропущеного через кристал, зберігатиметься протягом всього часу руху домену через кристал або протягом часу прольоту:

$$t_{\text{прол}} = \frac{L}{v_2}, \quad (3.4)$$

де L – довжина кристала.

Досягнувши анода, домен зникає, і густина струму зростає до значення j_{\max} , відповідного від-

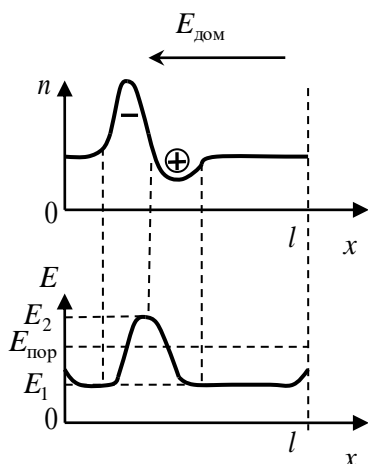


Рис.3.3. Графік розподілу концентрації електронів і електричного поля після формування домену

сутності домену. Відразу після цього біля катода формується новий домен, і процес повторюється. Залежність струму, який проходить через кристал, від часу показана на рис.3.4.

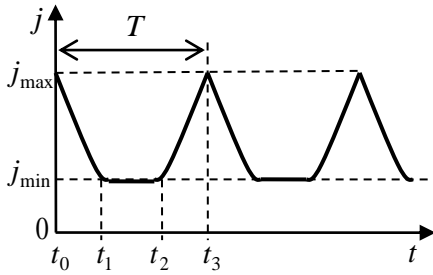


Рис.3.4. Графік залежності струму, що проходить через генератор Ганна, від часу

Розглянутий механізм дії приладу з міждолинним переходом електронів відповідає пролітному режиму роботи. В цьому режимі роботи, як було відзначено, електричне поле в домені росте у процесі його формування за одночасного зменшення напруженості електричного поля за межами домену. З цієї причини в кристалі може утворитися тільки один домен, оскільки перехід електронів з центральної долини в бічну може відбуватися тільки в домені, де сумарна напруженість електричного поля перевищує порогове значення.

Час формування домену визначають часом максвеллівської релаксації:

$$\tau_M = \varepsilon \varepsilon_0 \rho = \frac{\varepsilon \varepsilon_0}{en_0 \mu_1}, \quad (3.5)$$

де ρ – питомий електричний опір.

Час прольоту домену від катода до анода повинен бути більший, ніж час його формування. Тому умову виникнення коливань струму в генераторі Ганна можна сформулювати таким чином:

$$t_{\text{прол}} = \frac{L}{v_d} > \varepsilon \varepsilon_0 \rho, \text{ або } n_0 L \gg \frac{\varepsilon \varepsilon_0 v}{e \mu_2}. \quad (3.6)$$

Ця умова одержала назву критерію Кремера. Величина $(n_0 L)_{\text{КР}}$ складає приблизно $7 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$ для арсеніду галію. Якщо зразок не задовольняє критерій Кремера, то він не може служити НВЧ-генератором. При цьому ВАХ діода Ганна на постійному струмі не має спадної ділянки, і розподіл поля уздовж зразка стає неоднорідний. Такий розподіл (так званий статичний домен) виявляється нестійким на пролітній частоті і її гармоніках. В умовах подання на зразок сигналу на пролітній частоті виникає нестійкість – наростаюча хвиля об'ємного заряду. В такому режимі зразок може служити НВЧ-підсилювачем.

Слід пам'ятати, що властивості ганнівського діода визначає не тільки параметр $(n_0 L)_{\text{КР}}$, але і величина прикладеного до діода напруги, параметр кривої $v(E)$ та ін.

3.3. Динаміка ганнівських доменів

Обговоримо тепер основні особливості доменної нестійкості в ефекті Ганна, необхідні для розуміння принципів роботи ганнівських приладів і найцікавіших фізичних явищ, пов'язаних з цим ефектом.

Як правило, в зразку виникає всього один домен сильного поля. Дійсно, оскільки значна частина напруги, прикладеної до зразка, спадає на домені, зовні

домену напруженість поля менша $E_{\text{пор}}$ і флуктуації просторового заряду не зростають. Зазвичай в ганнівських діодах домен утворюється безпосередньо поблизу катода. Це пов'язано з тим, що біля контактів у зразку з технологічних причин виникають області підвищеної концентрації неоднорідностей. Проте, якщо флуктуація електричного поля виникає поблизу анодного контакту, вона буде «знесена» в анод електронним потоком і не встигне вирости за час, рівний L_a/v_d , де L_a – відстань від місця зародження флуктуації до анода. Флуктуація ж, що виникає біля катода, розвивається в домен, оскільки час її наростання обмежений більшою величиною L/v_d .

Розглянемо тепер докладніше умову формування домену. В провідниковій речовині, для якої справедливий закон Ома, флуктуації просторового заряду, як було показано вище, загасають. Це загасання відбувається експоненційно із сталою часу τ_M (3.5). Максвеллівський час релаксації об'ємного заряду τ_M має простий фізичний сенс. Просторовий заряд розсмоктується під впливом пов'язаного з ним електричного поля. Це поле відповідно до закону Кулона обернено пропорційне діелектричній проникності речовини ϵ , тому $\tau_M \sim \epsilon$. Водночас зрозуміло, що розсмоктування заряду відбувається тим швидше, чим вища електропровідність середовища ($\tau_M \sim \rho$).

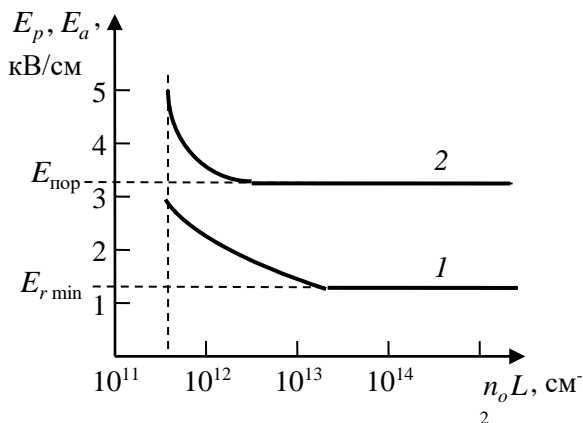


Рис.3.5. Графік залежності порогового поля виникнення 1 і зникнення 2 домену від параметра n_0L

Якщо $n_0l \geq 10^{12} \text{ см}^{-2}$, E_p не залежить від n_0L і практично дорівнює $E_{\text{пор}}$. За умови $(n_0l)_{\text{кр}} \leq n_0L \leq 10^{12} \text{ см}^{-2}$ E_p зростає із зменшенням n_0L .

Якщо в той час, коли у зразку рухається домен, знизити середнє значення поля в зразку до величини меншої, ніж порогове поле виникнення домену E_p , домен, не руйнуючись, продовжуватиме рух до анода. Розсмоктуватися він почне тільки в тому випадку, якщо поле в зразку знизиться до величини E_a , так званого порогового поля зникнення домену ($E_a < E_p$) (крива 2, рис.3.5). Величина E_a залежить від параметра n_0L . Зі збільшенням n_0L величина E_a монотонно зменшується і за умови $n_0L \gg (n_0L)_{\text{кр}}$ практично досягає значення $E_{r\text{min}}$, що для арсеніду галію становить приблизно 1,25 кВ/см.

Можна показати, що якщо закон Ома не виконується, то максвеллівський час релаксації також визначають формулою (3.5), але в ній величина μ_1 повинна бути замінена на диференційну рухливість $\mu_d = dv/dE$. Звідси очевидно, що за $\mu_d < 0$ величина τ_M стає від'ємною, що відповідає наростанню об'ємного заряду. Домен сильного поля виникає за $E_p \geq E_{\text{пор}}$ ($E_{\text{пор}}$ – відповідає максимуму швидкості на кривій $v(E)$). На рис.3.5 наведена залежність порогового поля виникнення домену E_p від параметра n_0l (крива 1) для арсеніду галію.

Поле в домені монотонно зростає зі збільшенням n_0L і E_0 (поле зміщення) і для арсеніду галію змінюється приблизно від 40 кВ/см за $n_0L \approx (n_0L)_{\text{КР}}$ і $E_0/E_p \approx 1$ до ~ 200 кВ/см за $n_0L \gg (n_0L)_{\text{КР}}$. Таким чином, величина поля в домені значно більша, ніж значення порогового поля $E_{\text{пор}}$ і поля зміщення E_0 .

Тут необхідно відзначити, що формула, за якою визначають максвеллівську сталу часу наростання об'ємного заряду, справедлива лише для хвилі об'ємного заряду малої амплітуди, коли відхилення поля від рівноважного значення малі. Для хвилі об'ємного заряду великої амплітуди (домену) час формування може бути визначений лише в рамках нелінійної теорії.

Форма домену залежить від n_0 . В арсеніді галію за $n_0 \ll 2 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ передній фронт домену збіднений електронами, а концентрація електронів у задній стінці домену може в 5 – 10 разів перевищувати рівноважну (тоді домен має трикутну форму). У разі великих концентрацій носіїв ($n_0 \gg 2 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$) відхилення від рів-

новажної концентрації мале як біля задньої стінки, так і біля передньої. При цьому поле в домені розподілене симетрично. Кількісно зв'язок між змінною електричного поля і надлишком або нестачею електронів щодо рівноважної концентрації встановлюють рівнянням:

$$\frac{\partial E}{\partial x} = -\frac{e}{\epsilon \epsilon_0} (n - n_0). \quad (3.7)$$

Звідси, зменшенню поля відповідає надлишок електронів (негативний об'ємний заряд), і навпаки (позитивний об'ємний заряд).

Знайдена дуже цікава і важлива властивість домену сильного поля в ефекті Ганна: порогове поле E_p , за якого виникає домен, може бути поміт-

но більше, ніж поле зміщення E_0 , за якого він «розсмоктується». Відмінність у порогах виникнення і зникнення домену обумовлює можливість роботи діода Ганна в так званому тригерному режимі. Цей режим лежить в основі використання діодів Ганна в логічних схемах і пристроях. В режимі тригера постійне поле зсуву нижче, ніж поріг виникнення домену, але вище за поріг його зникнення, тобто лежить в області між кривими 1 і 2 (рис.3.5). Додатково до постійного зміщення на діод подається імпульс напруги. Сумарна напруга зміщення й імпульсу вища порогу виникнення домену, а тривалість імпульсу більша часу формування домену, але мала порівняно з часом прольоту домену. У таких умовах в діоді виникає домен сильного поля, що надходить до анода. Наступний домен в діоді вже не виникає. Таким чином, діод формує поодинокий імпульс струму, приблизно рівний за тривалістю часу прольоту домену в зразку.

Рух домену вздовж об'єму діода зі змінною площею поперечного перерізу або уздовж діода зі змінною концентрацією носіїв n_0 супроводжує зміна струму в колі з таким діодом. Розглянемо зразок, у якому концентрація носіїв і (або) площа

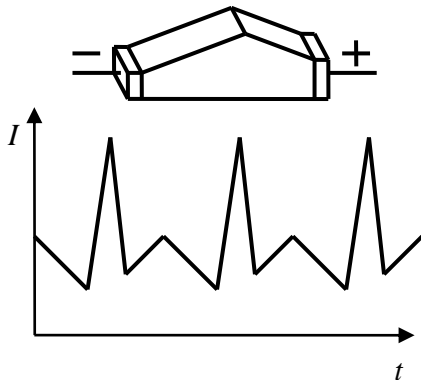


Рис.3.6. Графік залежності струму від часу в зразку зі змінною площею поперечного перерізу

поперечного перерізу змінюється плавно порівняно з розмірами домену (рис.3.6). В цьому випадку в кожний момент часу домен можна уявити собі рухомих в однорідному середовищі з концентрацією $n(x)$ і площею поперечного перерізу $S(x)$, де x – координата точки зразка, в якій знаходиться домен. Повний струм через зразок

$$I = en(x)\mu_1 E_{r \min} S(x). \quad (3.8)$$

Таким чином, залежність повного струму, пропущеного через діод Ганна, що містить домен, від часу відтворює у відповідному масштабі добуток $f(x)$ рівня легування n на площу поперечного перерізу S : $I(t) \sim f(t) = n(x)S(x)$. Ця властивість лежить в основі численних функціональних приладів на діодах Ганна.

3.4. Класифікація режимів роботи ганнівських генераторів

Діод Ганна може служити генератором завдяки негативній диференціальній провідності (НДП) в певній області полів. Розглянемо реальну ВАХ діода (рис.3.7).

Якщо $E < E_{\text{пор}}$, діод являє собою омичний резистор. За $E = E_{\text{пор}}$ утворюється домен. ВАХ з доменом – спадна. Якщо поля $E > E_s$, струм зростає за рахунок ударної іонізації в домені. Домен зникає за $E_a < E_{\text{пор}}$.

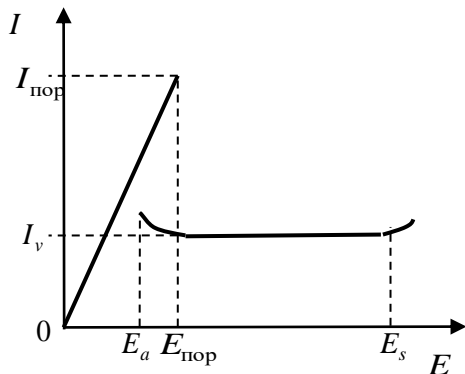


Рис.3.7. ВАХ діода Ганна

За постійного поля $E > E_{\text{пор}}$, в діоді Ганна з досить великим значенням параметра n_0L виникають спонтанні коливання струму на частоті, близькій до частоти прольоту домену. Якщо послідовно з діодом з'єднати резистор, то з нього можна знімати напругу, пропорційну струму в колі. Роботу діода на таке резистивне навантаження часто використовують у ході фізичних досліджень ефекту Ганна. Проте ККД генератора в такому режимі низький і тому в практичних схемах генераторів його не застосовують.

Істотного збільшення ККД генераторів на діоді Ганна і розширення їх частотного діапазону можна досягти під час роботи діода в LCR -контурі. Зазвичай діод Ганна використовують для генерації коливань в НВЧ-діапазоні, і таким настроювальним колом служить резонатор. Як буде показано далі, один і той же діод Ганна, працюючи в різних резонаторах, може генерувати на частотах у діапазоні від декількох часток герца до сотень гігагерц [6]. Цей діапазон перекривають декілька режимів роботи, причому природа негативного опору, внесеного діодом у контур, неоднакова в різних режимах.

У процесі роботи діода в резонаторі до нього (крім постійної напруги зміщення, прикладеної від зовнішнього джерела) прикладене також НВЧ-поле, встановлюване в резонаторі за рахунок коливань струму, що проходить через діод.

Отже, нехай до діода прикладена напруга $U = L(E_0 + e_0 \sin \omega t)$. Якщо амплітуда змінного поля e_0 мала порівняно з різницею $E_0 - E_{\text{пор}}$, де E_0 – стале поле змі-

щення, НВЧ-поле практично не змінює форму коливань струму. При цьому здійснюється *пролітний режим (транзитна мода)* коливань, практично нічим не відмінний від роботи діода на резистивне навантаження. ККД генератора в пролітному режимі зазвичай низький і не перевищує декількох часток відсотка.

Якщо амплітуда НВЧ-поля зростає настільки, що виконується умова $E_0 - E_{\text{пор}} < e_0 < E_0 - E_a$, то домен, як і в пролітному режимі, зникає, досягнувши анода. Проте у цей момент поле, прикладене до зразка, виявляється менше порогового поля виникнення домену $E_{\text{пор}}$. Новий домен не утворюється, і зразок поводить себе як омичний опір доти, доки поле не стане рівним $E_{\text{пор}}$. Такий режим називають *режимом із запізнюванням формування домену (запізнювальний режим)*. Частота коливань в цьому режимі, очевидно, менша, ніж пролітна частота і може бути перестроєна зміною власної частоти резонатора.

З подальшим підвищенням амплітуди НВЧ-поля за $E_0 - E_a < e_0$ домен зникає, не доходячи до анода, в мить, коли сумарне поле зміщення на діоді дорівнює E_a . Цей режим має назву *режиму з приглушенням домену (режим гасіння)*. Частота коливань в цьому режимі може бути як більша, так і менша пролітної і, так само як і в попередньому режимі, може перестроюватися резонатором.

Для всіх описаних вище режимів період коливань великий порівняно з часом формування домену. Коли частота резонатора стає співмірною до оберненої величини часу формування, діод (за умови $E_0 - E_a < e_0$, необхідної для приглушення домену) потрапляє в так званий *гібридний режим*. Від режиму гасіння гібридний режим відрізняється тим, що домен в цьому режимі розсмоктується, не встигнувши сформуватися остаточно. Гібридний режим в діодах Ганна виявляється найефективнішим в області частот до 10 ГГц і є проміжним щодо режиму гасіння і *режиму обмеження накопичення об'ємного заряду (ОНОЗ)*.

У режимі ОНОЗ частота резонатора повинна бути багато більша зворотного часу формування домену. При цьому домени не встигають сформуватися, і залежність струму від поля повторює криву $v(E)$. Режим ОНОЗ особливо ефективний для високих частот ($f \geq 10$ ГГц), оскільки в цьому режимі повністю знімаються обмеження, пов'язані не тільки з часом прольоту домену, але і з часом його формування. Найбільша частота генерації, отримана в режимі ОНОЗ, становить 160 ГГц.

Якщо напруга на діоді змінюється зі швидкістю $dU/dt \geq 10^{12}$ В/с, то в ньому утворюється декілька доменів. При цьому стає можливий *багатодоменний режим* генерації. На сьогодні технічні можливості цього режиму досліджені недостатньо.

Завдяки тому, що з утворенням домену струм спадає, на середній за часом ВАХ зразка з'являється стрибок струму в разі $E = E_{\text{пор}}$. Якщо підключити такий зразок до коливального контуру з власною частотою, меншою пролітної, в колі виникнуть коливання релаксації з частотою, близькою до частоти кола. Приконттактні явища, неоднорідність легування й інші чинники можуть «змазувати» стрибок струму на середній за часом ВАХ. Проте і за відсутності стрибка струму ця характеристика може виявитися спадною. В цьому випадку в коливальному контурі, до якого підключений діод, виникають синусоїдальні коливання на час-

тоті контуру. Релаксаційні та синусоїдальні коливання такого типу мають назву *низькочастотних осциляцій*. Вони наявні в діапазоні частот від 1 кГц до частот порядку пролітної частоти.

Розглянута вище класифікація режимів роботи діода ґрунтується на працях Ганна і Коупленда. В деяких статтях прийнята, менш докладна класифікація: пролітний режим, запізнювальний режим і режим гасіння називають *ганнівською* або *пролітною модою* (режимом) коливань.

3.5. Граничні параметри генераторів Ганна

На сьогодні відомо близько 400 типів промислових і експериментальних діодів Ганна, які використовують у твердотільних НВЧ-приладах різного призначення. На їх основі створюють генератори і підсилювачі безперервного й імпульсного режимів, генератори накачування параметричних підсилювачів, місцеві гетеродини приймальних пристроїв і малошумні вхідні підсилювачі. Основні досягнення, які визначають сучасний технічний рівень розвитку цих діодів, характеризують такі дані.

Частота і потужність. Діоди Ганна реалізовані для частот 1 – 150 ГГц. У безперервному режимі їх максимальна вихідна потужність становить близько 2 Вт на частотах до 10 ГГц, близько 0,5 Вт на частотах до 20 ГГц, приблизно 100 мВт на частотах вище 30 ГГц, і приблизно 1 мВт на частоті 150 ГГц [7]. Діоди Ганна імпульсного режиму працюють на частотах 1,75 – 64 ГГц. Найбільша вихідна потужність в імпульсі одержана на частоті 1,75 ГГц – 6 кВт з ККД 10%. На частотах до 10 ГГц імпульсна потужність становить близько 2 кВт, 200 Вт на частоті 20 ГГц і декілька сотень міліват на частотах до 64 ГГц. Досягнуті на імпульсних діодах вихідні потужності ще далекі від теоретичної межі, яку зарубіжні фахівці оцінюють у 10 кВт на частотах ~ 120 ГГц [7].

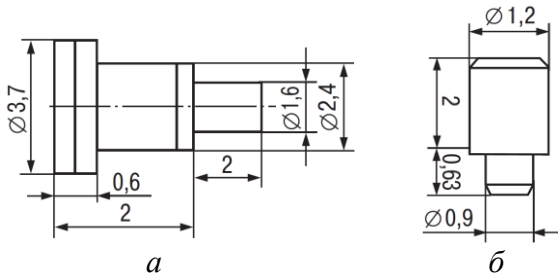


Рис.3.8. Корпуси діодів Ганна виробництва НДІ напівпровідникових приладів (м. Томськ, Російська Федерація [8])

Нижче наведено для прикладу корпуси діодів Ганна, розраховані на 12 – 18 ГГц (рис.3.8,*а*) і 140 – 150 ГГц (рис.3.8,*б*) відповідно.

Вихідна потужність діодів Ганна, як і ЛПД, істотно залежить від теплового режиму їх роботи. Але, на думку фахівців, використання алмазного тепловідводу, теплопровідність якого в 3 рази більша, ніж мідного, може забезпечити двократне збільшення вихідної потужності діода.

Вихідну потужність генераторів на діодах Ганна можна підвищити також паралельним і послідовним включенням декількох діодів. За паралельного включення діодів хоча і не досягають арифметичного складання потужностей кожного з них, проте загальну вихідну потужність можна істотно підвищити. Так, у разі паралельного включення чотирьох діодів з вихідною потужністю 0,6 –

0,9 Вт на частотах 12,4–13 ГГц сумарна потужність на частоті 12,8 ГГц складе 2,1 Вт.

На основі діодів Ганна в Україні і за кордоном випускають більше 250 типів генераторів для частот 0,3 – 300 ГГц. Більшість з них впроваджені в серійне виробництво для діапазону частот 3 – 65 ГГц. Зокрема, вітчизняне підприємство «Оріон» (Київ) розпочало роботи зі створення й розвитку напівпровідникового приладобудівництва в діапазоні частот до 300 ГГц ще на початку 1970-х років. Метою цих робіт було створення власної виробничо-технологічної бази із замкненим технологічним циклом, яка б забезпечувала розробку і випуск широкої номенклатури напівпровідникових приладів і НВЧ-компонентів на основі кремнію і арсеніду галію, а саме: ЛПД імпульсної і безперервної дії в діапазоні 30 – 300 ГГц, діодів Ганна в діапазоні до 100 ГГц, *p-i-n*-діодів для перемикачів, модуляторів, атенюаторів, пасивних керованих фазованих антенних решіток [9].

На частотах менше 8 ГГц генератори на діодах Ганна успішно конкурують з транзисторними генераторами, що працюють на основній частоті (без використання помножувачів). А на більш високих частотах ці генератори (разом з ЛПД) взагалі лідирують з-поміж усіх інших твердотільних джерел НВЧ-коливань.

ККД і довговічність. Найвищі ККД діодів Ганна одержані на частоті до 10 ГГц. Зі збільшенням частоти ККД діодів значно знижується. В умовах роботи в безперервному режимі максимальна ККД складає 12% на частотах до 20 ГГц, 5–6% на частотах до 40 ГГц і 2 – 3 % на частоті 90 ГГц. Імпульсні діоди Ганна в доменному режимі мають ККД 30% на частотах 1 – 10 ГГц і 20% на частотах 20 – 30 ГГц. Зниження ККД діодів у безперервному режимі пов'язане головним чином

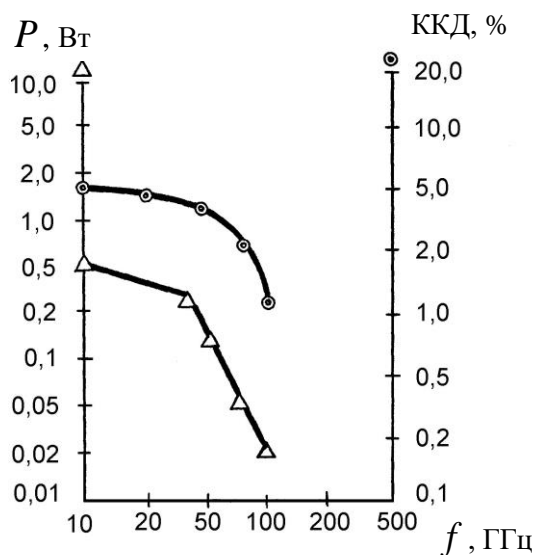
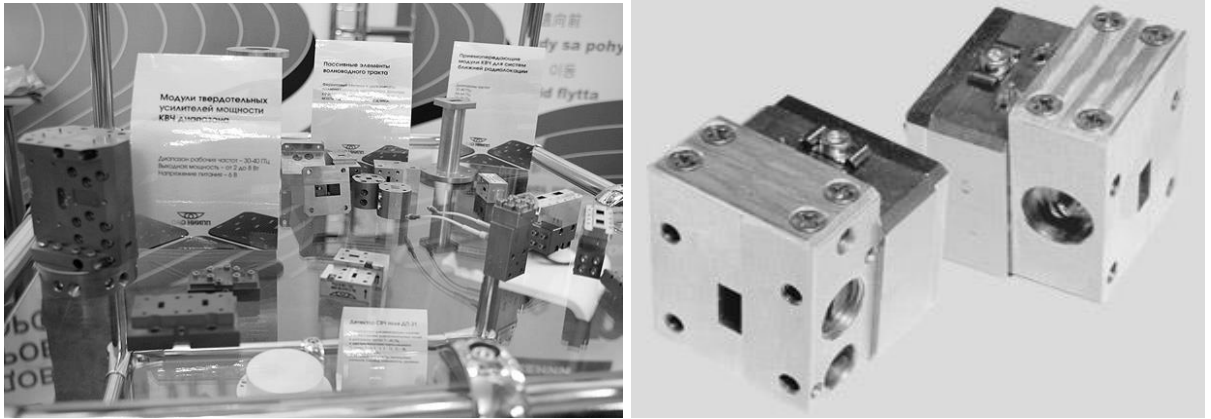


Рис.3.9. Графік залежності вихідної потужності і ККД генераторів на діодах Ганна в безперервному режимі

з погіршенням умов відведення тепла. Тому заходи, яких вживають для підвищення потужності за рахунок поліпшення тепловідводу, забезпечують одночасно і деяке підвищення ККД (рис.3.9).

Промислові типи генераторів на діодах Ганна за механічною міцністю, вібростійкістю і кліматичною стійкістю відповідають жорстким експлуатаційним вимогам наземної і бортової апаратури. Середній час їх безвідмовної роботи за умови якісного виготовлення досягає 100 тис. годин і більше.

Зовнішній вигляд генераторів та підсилювачів НВЧ-діапазону виробництва НДІ напівпровідникових приладів (м. Томськ) наведено на рис.3.10.



а *б*

**Рис.3.10. Твердотільні підсилювачі на діодах Ганна (а)
та комбіновані НВЧ-генератори (б)**

Шуми. Генератори на діодах Ганна мають дуже малі амплітудні (АМ) і частотні (ЧМ) шуми і є досить перспективними приладами для створення гетеродинів і генераторів накачування. За рівнем АМ і ЧМ шумів вони не поступаються багатьом відбивним клістроном. У деяких генераторів, які виробляють серійно, АМ шум під час роботи з двома бічними смугами нижчий за рівень несучої на 140 дБ у смузі 100 МГц і за зсуву від несучої на 5 кГц.

ЧМ шуми значно залежать від добротності використовуваних резонаторів. Наприклад, для генераторів на 10 ГГц, розроблених фірмою «Дженерал Електрик» (США), за умови добротності резонатора 100 і зсуву від несучої на 10 кГц в смузі 70 Гц ЧМ шум складає 40 дБ. У разі добротності 1000 цей шум стає на 30 дБ менший і становить 70 дБ, що близько до рівня шумів відбивних клістронов, які працюють в цьому ж діапазоні. Фірмою «Плессі» (США) розроблені генератори на частоти 12 – 18 ГГц, ЧМ шум яких характеризує дев'яцять частоти 6 Гц в смузі 70 Гц і у разі зсуву від несучої на 10 кГц, що також можна порівняти з шумами клістронов.

3.6. Способи підвищення ефективності та верхньої частотної межі ганнівських генераторів

Наразі в арсеналі розробників пристроїв на основі діодів Ганна існує ряд перспективних способів, що дозволяють добитися збільшення верхньої частотної межі їх роботи. До них належать: накачування активного елемента на другій гармоніці; поєднання міждолинного перенесення електронів з модуляцією провідності активної області приладу; використання інжектуючого катодного контакту; використання нових напівпровідникових матеріалів з міждолинним перенесенням електронів, які мають більш високу рухливість носіїв заряду [10].

Інерційність розігріву і охолодження електронів не дозволяє реалізувати в міліметровому діапазоні режим ОНОЗ (його обмежує, як виявилось, частота порядку 40 ГГц), отже, найбільш високочастотними виявляються пролітні режими і відповідно діоди з гранично малою (субмікронною) довжиною активної області.

Властивості коротких діодів здебільшого визначають умови розігріву електронів, які можна цілеспрямовано змінювати, формуючи вбудовані електричні поля шляхом зміни профілю легування діодів. Великі можливості тут відкривають структури з так званим двозонним катодом. *Двозонний катод* завдяки області з підвищеною концентрацією домішок поза «виїмкою легування» (або «зарубкою») обмежує подовжній розмір області сильного поля, достатній для розігріву електронів до енергії міждолинного переходу. В результаті збільшується амплітуда хвиль просторового заряду і відповідно амплітуда струмових коливань, що веде до збільшення ККД.

Перспективним виявляється властивий коротким зразкам так званий «*балистичний*» режим роботи, коли електрони набувають енергії практично без зіткнень з акустичними і оптичними фононами. При цьому їх швидкість може значно перевищити звичну максимальну дрейфову швидкість («сплеск» швидкості) і робочий струм значно зростає.

Інжекція «гарячих» електронів через катодний контакт унаслідок зведення до мінімуму внутрішньодолинного часу розігріву електронів дозволяє реалізувати більш високочастотний режим коливань. Для цього необхідно створити в області напівпровідника на межі з металом вузький (150 – 200 Å) потенціальний бар'єр [11]. Тоді в умовах дії сильного електричного поля катод автоматично інjektує електрони в ті стани, яких вони досягли б (через наявність «мертвої» зони) десь в об'ємі напівпровідника, причому без часових і просторових втрат.

У разі дії на діод Ганна електричної напруги складної форми (наприклад, за умови установки зразка в багатоконтурний резонатор) можливе збільшення ККД у всьому діапазоні та збільшення частотної межі роботи діодів Ганна. Зокрема, досліджена робота діода за напруженості електричного поля, яке містить першу і другу гармоніки з певним співвідношенням амплітуд $k = E_1/E_2$ (де E_1, E_2 – амплітуди першої і другої гармонік відповідно), і зсувом фаз між гармоніками: $E(t) = E_0 + E_1(\cos\omega t + k^{-1}\cos 2\omega t)$. Встановлене оптимальне співвідношення амплітуд – $k = 3$. За наявності другої гармоніки частотна межа зростає на 30%, а

Таблиця 3.1.
Вихідні параметри генераторів на діодах з фосфіду індію

Частота, ГГц	Вихідна потужність, мВт	ККД, %
85,5	125	3,3
89,6	107	3,5
90,1	100	2,88
93,1	91	3,0
93,2	79	2,8
94,5	71	2,5
87,7	35	4,7
100,5	44	1,5

ККД генераторів вдається підвищити в 1,5 разу [10]. Фізичне обґрунтування цього ефекту полягає в тому, що такий сигнал утримує напругу на діоді нижчою за порогову довше, ніж синусоїдальний. Тому концентрація електронів у центральній долині в процесі кожного циклу відновлюється повніше. Імпульс великого струму через діод займає значну частину періоду коливань і зсув за фазою цього імпульсу менше впливає на зниження ККД. У результаті це і забезпечує збільшення амплітуди змінної складової дрейфової швидкості або струму і до збільшення частотної

межі.

Крім широко відомого і успішно використовуваного для виготовлення діодів арсеніду галію існує ряд інших сполук, в яких ефект міждолинного перенесення електронів спостерігався експериментально або може мати місце. В минулому десятиріччі була обґрунтована перспективність фосфіду індію, визначені його основні параметри і властивості.

У табл. 3.1 [3] наведені результати вимірювань вихідної потужності та ККД декількох генераторів на діодах Ганна з фосфіду індію.

Крім цих матеріалів ефект Ганна експериментально спостерігали в антимоуніді індію у магнітному полі і під дією низьких температур, в арсеніді галію під тиском, в різних потрійних сполуках. Проте навіть для такого матеріалу, як арсенід галію, точно поки не виявлені частотні можливості. Найперспективнішим серед цих матеріалів з погляду принципів обмежень щодо розсіяваної потужності для одиничних напівпровідникових приладів називають фосфід індію. Він перевершує арсенід галію за теплопровідністю, дрейфовою швидкістю електронів і пороговим електричним полем (близько 10 кВ/см). Проте інтерес розробників до арсеніду галію не знижується, оскільки через технологічні труднощі поки не вдалося довести діоди з фосфіду індію до серійного виробництва.

Підводячи підсумки, слід зазначити, що найзначніших результатів у підвищенні верхньої частотної межі із застосуванням перерахованих способів можна досягти лише впливом на сам механізм встановлення негативного диференціального опору в напівпровіднику.

У процесі розробки генераторів короткохвильової частини міліметрового діапазону виникає ряд проблем принципового характеру, головна з яких полягає в тому, що можливості подальшого підвищення робочих частот пристроїв на електрично активних напівпровідниках, зокрема діодів з міждолинним електронним перенесенням, визначають використовувані фундаментальні властивості напівпровідникових матеріалів. Встановлено, що за верхню частотну межу відповідають процеси перерозподілу електронів між долинами зони провідності, інерційність яких залежить від часу релаксації енергії τ_e . Для збільшення швидкості релаксації енергії необхідний додатковий канал охолодження електронів, який може бути реалізований за рахунок підвищення інтенсивності міжелектронних зіткнень, що забезпечує до встановлення максвеллівської функції розподілу електронів. Підвищена інтенсивність розсіяння електронів може збільшити кількість електронів з високою енергією, здатних емітувати оптичні фонони, що істотно розширює спектр фононів, які беруть участь у відведенні енергії, отриманої електронами від електричного поля, в решітку. При цьому швидкість релаксації енергії підвищується, тобто параметр τ_e зменшується.

Можливість застосування даної моделі до планарних ганнівських діодів була підтверджена експериментально [12]. Вимірювання проводили в 4-міліметровому діапазоні хвиль. Значення часів релаксації імпульсу і енергії «гарячих» електронів визначали з комплексної НВЧ-провідності напівпровідникового шару за допомогою спеціального алгоритму для ЕОМ, основанийого на методах числово-

го аналізу. Одержані експериментальні дані наведені нижче (рис.3.11). Встановлено, що в умовах полів близько 18 кВ/см параметр τ_e зменшується до величини $6 \cdot 10^{-13}$ с (в структурі з рівноважною концентрацією носіїв $2 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$), що відповідає максимальній робочій частоті порядку 250 ГГц.

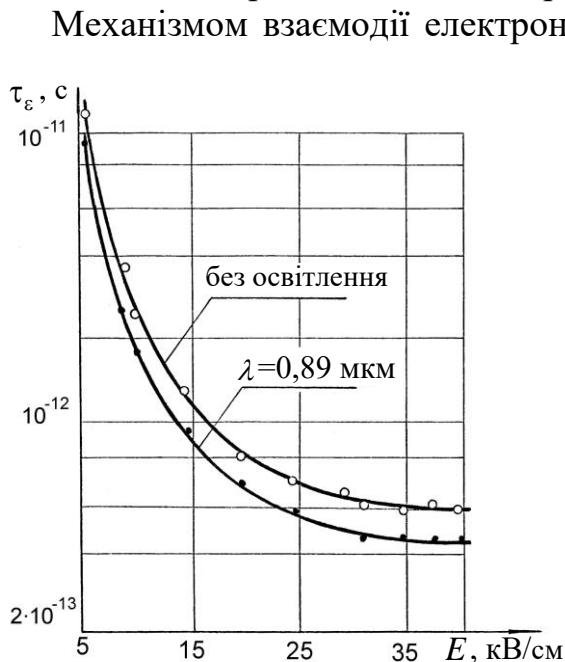


Рис.3.11. Вплив лазерного випромінювання на швидкість релаксації енергії «гарячих» електронів у арсеніді галію

Механізмом взаємодії електронної і фононної систем можна керувати і за допомогою фотозбудження носіїв струму. Тому було проведено дослідження впливу лазерного випромінювання з довжиною хвилі 3,39; 1,15 і 0,89 мкм на хід польової залежності $\tau_e(E)$ [12]. Найбільше впливає на показник τ_e випромінювання з довжиною хвилі 0,89 мкм, що відповідає власному поглинанню в арсеніді галію. При цьому вдається зменшити час релаксації енергії електронів на величину $\Delta\tau = 0,6 \cdot 10^{-13}$ с (рис.3.11), що відповідає підвищенню граничної частоти приблизно на 15 ГГц. Пояснюється це внеском вільних електронів у зростання концентрації, яке створюють нові електронно-діркові пари, згенеровані унаслідок фотозбудження, а також зростанням у сильних полях ролі глибоких багатозарядних домішкових центрів.

З одного боку, з цих центрів можуть звільнятися додаткові електрони, збільшуючи концентрацію вільних електронів, з іншого – на ці центри, заряджені негативно, захоплюватимуться дірки. Нейтралізація заряджених центрів зумовлює збільшення рухливості електронів. Усі ці процеси сприяють прискоренню відведення енергії з системи «гарячих» електронів у решітку.

Контрольні питання

1. Який процес називають міждолинним переходом?
2. У чому перевага діода Ганна над напівпровідниковими приладами з *p-n*-переходом?
3. У чому особливість енергетичної діаграми, наприклад, арсеніду галію?
4. Що називають доменом, яку структуру він має?
5. Які умови виникнення негативної провідності і формування домену?
6. У чому суть пролітного режиму роботи діода Ганна?
7. У чому суть режиму із запізнюванням формування домену?
8. У чому суть режиму з придушенням домену?
9. У чому суть гібридного режиму роботи діода Ганна?
10. У чому суть режиму обмеження накопичення об'ємного заряду?
11. Які основні параметри діодів Ганна?

12. Які перспективи підвищення ефективності і верхньої частотної межі ганнівських генераторів?

4. Конструкції діодних НВЧ-генераторів

4.1. Основи напівпровідникової технології

До напівпровідникових матеріалів, які використовують для створення генераторних НВЧ-діодів, висувають такі вимоги: досить велика ширина забороненої зони; висока дрейфова швидкість носіїв за умов насичення ВАХ; хороша теплопровідність; простота і відтворюваність технології виготовлення контактів і послідовних шарів напівпровідника з різною провідністю, в тому числі *p-n*-переходів.

Вибір напівпровідникового матеріалу визначають конкретні вимоги, які залежать від принципу дії того або іншого пристрою. Наприклад, під час створення ЛПД бажано, щоб матеріал за можливості мав малі коефіцієнти ударної іонізації, однакові для електронів і дірок. Для виготовлення діодів Ганна необхідні матеріали з вираженим міждолинним перенесенням електронів, а також з високою рухливістю носіїв у слабкому полі, яка, наприклад, для арсеніду галію за кімнатної температури досягає $9000 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$.

Наразі для виготовлення діодів в основному використовують кремній і арсенід галію. Для них використовують практично всі способи формування переходів:

- дифузія, за якої на поверхню напівпровідника наноситься шар домішкового матеріалу, а подальший нагрів забезпечує дифузію атомів домішки всередину напівпровідника на певну глибину;
- еліоніка, коли поверхню напівпровідника бомбардує пучок іонів легуючих домішок, які мають енергію, достатню для проникнення домішок всередину напівпровідника. Для видалення структурних дефектів, викликаних бомбардуванням, проводять термічний відпал;
- епітаксія – процес вирощування монокристалічного шару на напівпровідниковій пластині (підкладці). Атоми домішки вводять безпосередньо в газове або рідке середовище з якого здійснюється кристалізація. Щоб концентрація неконтрольованих домішок в нарощуваному шарі не перевищувала значення 10^{-14} см^{-3} , на підкладку часто заздалегідь нарощують тонкий сильно легований (буферний) шар. Часто такий же шар наносять і по завершенні процесу нарощування.

Епітаксія найпоширеніший процес, оскільки забезпечує отримання необхідних комбінацій шарів із заданою товщиною і профілями легування за відносно високої точності відтворення. Її можна застосовувати також для отримання гетеропереходів, тобто шарів з різних напівпровідникових матеріалів. У багатьох випадках доцільно поєднувати епітаксію з дифузійним або еліонним процесами.

Якість напівпровідникових структур в основному визначає підкладка, оскільки структурна недосконалість останньої проявляється в нарощуваних шарах. Підкладка звичайно має товщину 150 – 200 мкм, а одержують її різанням ал-

мазними пилами орієнтованого за кристалографічними осями монокристалічного злитка з подальшим багатоетапним шліфуванням до оптичної чистоти.

Для виготовлення НВЧ-пристроїв у переважній більшості випадків застосовують групову технологію, яка передбачає одночасне створення на напівпровідниковій пластині великої кількості елементів і включає ряд операцій, як-от створення *p-n*-переходу, формування контактів і утворення структур з необхідною геометрією. Зазвичай у процесі виготовлення генераторних діодів на пластині з боку епітаксiальної плівки створюється загальний інтегральний контакт (тепловідвід), а з протилежного – велика кількість дискових контактів, які після травлення пластини утворюють верхні контакти мезоструктур. У разі використання арсеніду галію у ряді випадків після створення дискових контактів здійснюють не травлення, а бомбардування пластини протонами високих енергій. У результаті пластина арсеніду галію (за винятком областей, перекритих контактами) втрачає напівпровідникові властивості і структури виявляються ізольовані одна від одної.

Для розділення пластини на окремі елементи, які містять одну або декілька структур, застосовують травлення або механічне скрайбування. У разі механічних способів розділення можуть виникати внутрішні напруження і дефекти. Ці недоліки особливо виявляються під час розділення пластини на металевому тепловідводі. Хімічне розділення не має таких недоліків, але цей спосіб потребує вимагають ретельного захисту активної області від дії агресивних протравлювачів для збереження геометричної форми і електричних характеристик.

Надійне з'єднання напівпровідникового кристала і тепловідводу – одне з найважливіших питань технології потужних напівпровідникових НВЧ-пристроїв. На зміну паянню прийшло термокомпресійне зварювання, за якого позолочений контакт структури зварюють з позолоченим тепловідводом під тиском і за підвищеної температури. Надалі цей спосіб був вдосконалений введенням ультразвукового притирання, за якого вдалося істотно зменшити тиск, а отже уникнути механічних пошкоджень структури.

Останнім часом починають застосовувати різні варіанти дифузійного зварювання напівпровідникової структури з мідним диском.

4.2. Конструкції діодних НВЧ-генераторів

Діодні напівпровідникові НВЧ-генератори наразі реалізуються у двох варіантах: у хвилевідному і в гібридно-інтегральному на основі мікросмужкової (МСЛ) та хвилевідно-щілинної ліній (ХЩЛ) передачі. Генератори у хвилевідному виконанні можна розділити залежно від конструктивного виконання на генератори з фіксованою частотою і генератори із перестройкою частоти. Конструкції генераторів показані на рис.4.1. Тут можна виділити такі основні деталі конструкції. Активний напівпровідниковий елемент 1 (діод Ганна або ЛПД) встановлений зазвичай посередині широкої стінки хвилеводу 2 стандартного (або звуженого) перерізу. Живлення на діод подається за допомогою спеціального фільтра 3, ізольованого від корпусу вкладишем 6, або через радіальний резонатор (капелюшок) 4, який дозволяє узгоджувати низький імпеданс діода (зазвичай одиниці Ом) з висо-

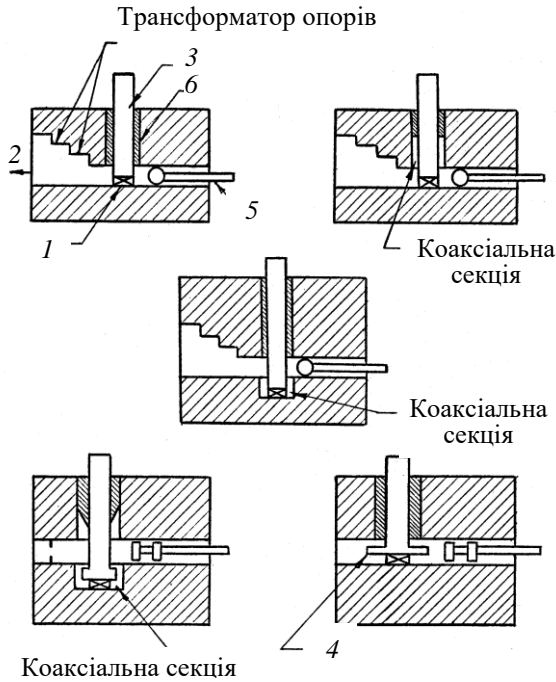


Рис.4.1. Варіанти коаксіально-хвильових конструкцій генераторів

Гібридно-інтегральне виконання генераторів також реалізується в декількох варіантах. На рис.4.4,*a* схематично показана конструкція генератора в мікросмужковому виконанні. Ця конструкція експериментально випробувана на частотах 30, 55 і 108 ГГц і забезпечувала відповідно вихідну потужність 320 мВт (ККД = 5,2%), 270 мВт (ККД = 5,7%) і 25 мВт (ККД = 1,6%). Особливістю цієї конструкції є використання різних взаємно перпендикулярних площин для розташування діода 1 і підкладки 2, що дозволяє мінімізувати паразитні реактивні параметри і легко виконувати заміну діодів.



Рис.4.2. Зовнішній вигляд генератора на ЛПД діапазону 90 – 100 ГГц (виробництва НДІ «Оріон»[9])

Металізована розводка схеми напильється на кварцову підкладку 2 і складається з широкої смужки – резонатора 3, елемента ємнісного зв'язку 4 з вихідною 50-омною лінією 5, яка через чвертьхвильовий шлейф 6 зв'язана з лінією 7, підключеною до джерела живлення через контактну площадку 8. Смужка резонатора з'єднана з вихідною лінією через чвертьхвильовий відрізок лінії 9 з високим хвильовим опором в точці з мінімальною НВЧ-напругою. Безкорпусний активний діод монтується на циліндричному стержні діаметром від 1,6 мм до 3,8 мм. Виведення НВЧ-енергії відбувається через прямокутний хвильовід, зв'язаний ємнісним зв'язком з вихідною 50-омною лінією.

ким (сотні Ом) імпедансом хвильоводу. Рухомий короткозамикальний (КЗ) поршень 5 забезпечує частотне перестроювання приладу. Замість КЗ-поршня в окремих випадках використовують додатковий резонатор, який стабілізує частоту генерації. Перестроювані за частотою генератори мають рухомі деталі (типу штирів) для механічного перестроювання частоти. Типовий приклад такої конструкції наведено на рис.4.2.

Зв'язок з навантаженням здійснюється часто через індуктивну або ємнісну діафрагму. Хвильовідна конструкція має незначні втрати, порівняно вузький діапазон перестроювання, легко мініатюризується унаслідок заповнення діелектриком, зручна для використання в багатодіодних генераторах. Приклади таких виробів наведені на рис.4.3.



Рис. 4.3. Стабілізований резонатором генератор на ЛПД міліметрового діапазону (26 – 150 ГГц) виробництва фірми «ЕЛВА-1» (С.-Петербург, Російська Федерація)

Такі конструкції діодних генераторів та підсилювачів найбільш перспективні для використання в бортовій апаратурі, оскільки вони легші, менші за габаритами, дешевші і надійніші, ніж конструкції на об'ємних резонаторах. Широку номенклатуру пристроїв цього типу виробляє лідер вітчизняної мікрохвильової промисловості – публічне акціонерне товариство «Науково-виробниче підприємство «Сатурн» [13].

Цікавий приклад вживання діелектричних хвильоводів у конструкціях генераторів з діодом Ганна (рис.4.4,б). Раніше такі хвильоводи успішно використовувалися для конструювання лазерів. На діелектричному хвильоводі 1 знаходиться гребінка 2, в яку включають діод Ганна 3. Гребінка необхідна для того, щоб здійснити генерацію діода Ганна в смузі частот запирання. Розробка генераторів на основі періодичних діелектричних ліній передачі цікава з тим, що тут можливе складання потужностей і створення генераторів розподіленого типу.

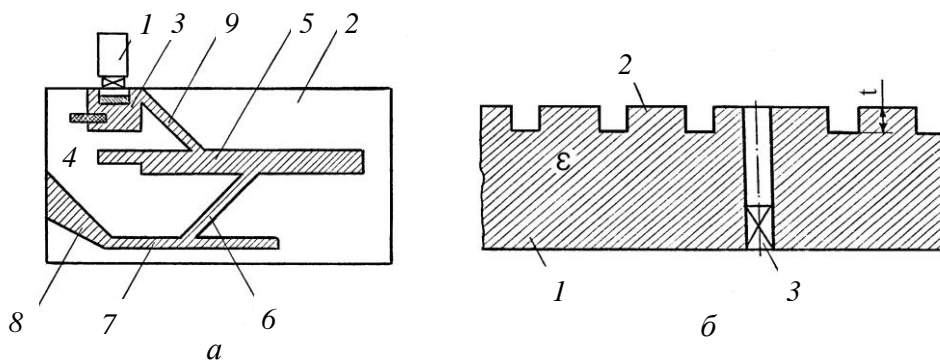


Рис. 4.4. Генератор Ганна: *а* – на основі: мікросмушкової лінії; *б* – на основі діелектричного хвильоводу

Значного поширення набули твердотільні генератори гармонік, які, як і раніше, вважають перспективними джерелами випромінення на міліметрових хвилях. Протягом довгого часу використовують твердотільні варакторні помножувачі частоти на схрещених хвильоводах, наприклад у спектроскопії, де необхідна по-

тужність складає всього декілька мікровоат. Більш прості й ефективні конструкції можуть бути створені на основі діодів Ганна, що працюють на другій гармоніці з використанням радіального внутрішньохвильового резонатора. У таких генераторах використовують діоди, розроблені для генерації коливань, частота яких в

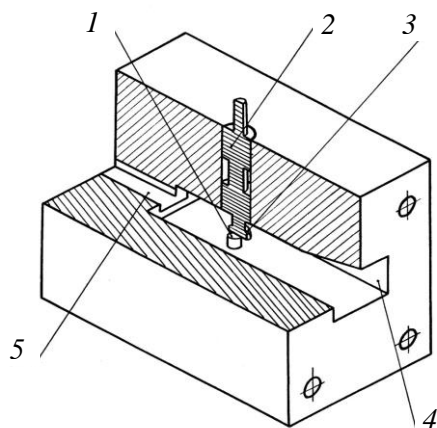


Рис. 4.5. Конструкція двочастотного генератора: 1 – безкорпусний діод Ганна; 2 – фільтр живлення; 3 – радіальний резонатор; 4 – плавний перехід на переріз $7,2 \times 3,4 \text{ мм}^2$; 5 – хвильвід з перерізом $3,6 \times 1,8 \text{ мм}^2$

половину менша частоти, очікуваної на виході. Проте ці діоди випромінюють енергію і на другій частотній гармоніці через несинусоїдальність струму, який проходить через діод. Діоди, призначені для роботи з вихідною потужністю близько 100 мВт у діапазоні частот 30 – 40 ГГц, зазвичай дають потужність приблизно 10 мВт на другій гармоніці в діапазоні 60 – 80 ГГц. Конструкція такого двочастотного генератора показана на рис.4.5. Основою конструкції є резонатор фундаментальної частоти на основі відрізка хвильоводу зменшеної висоти, одне плече якого має плавний хвильовідний перехід на переріз $7,2 \times 3,4 \text{ мм}^2$, а інше пов'язане з регулярним хвильоводом 4-міліметрового діапазону ($3,6 \times 1,8 \text{ мм}^2$)

східчастою зміною розміру широкої стінки хвильоводу. Безкорпусний діод Ганна розміщений посередині широкої стінки хвильоводу паралельно електричному полю на відстані близько двох довжин хвиль від східчастого переходу на 4-міліметровий діапазон. Подання напруги живлення на діод Ганна здійснюється через внутрішньохвильовий відкритий резонатор радіального типу, пов'язаний з багатосекційним чвертьхвильовим фільтром, розрахованим в описуваній конструкції на частоту близько 37 ГГц. Вихідна потужність генератора (~10 мВт на другій гармоніці) незначно коливається в діапазоні частот 70 – 74 ГГц (робочу частоту визначає тип діоду і розмір диска резонатора).

У конструкціях з одним виходом (на другій гармоніці) вихід фундаментальної частоти перекриває рухомий короткозамикальний поршень. Експлуатаційні характеристики таких генераторів другої гармоніки можуть бути значно поліпшені за рахунок використання КЗ-поршня, побудованого з чотирьох чвертьхвильових відрізків лінії передачі з різним хвильовим опором і розрахованого відповідно до теорії фільтрів для конкретного діапазону частот. Зовнішній вигляд генератора другої гармоніки показаний на рис.4.6. Креслення КЗ-поршня для діапазону 35-36 ГГц наведено на рис.4.7.

4.3. Способи перестройки частоти

Частота генераторів Ганна і генераторів на ЛПД може бути перестроєна в широких межах зміною резонансної частоти резонатора. Таким чином, проблема перестройки генераторів зводиться до проблеми частотної перестройки резонато-

ра. В основному застосовують три способи такої перестройки: механічний, електронний і магнітний.

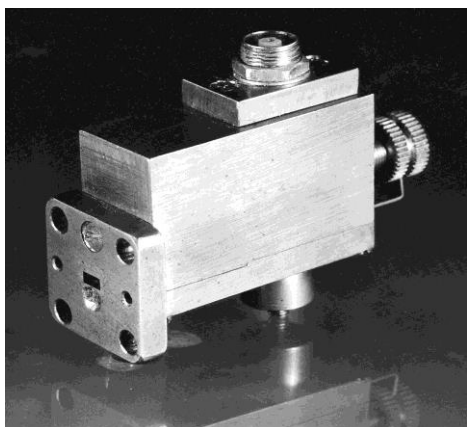


Рис. 4.6. Зовнішній вигляд генератора другої гармоніки

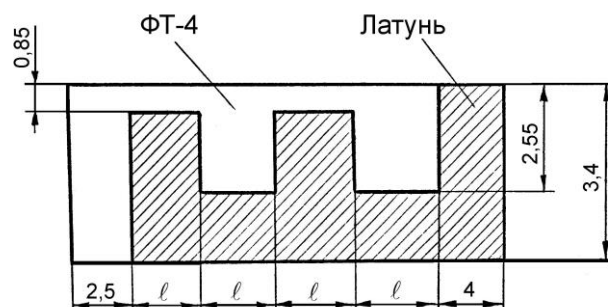


Рис.4.7. КЗ-поршень з чвертьхвильових відрізків ліній з однаковою довжиною ℓ і різним хвильовим опором (вигляд з боку вузької стінки хвилеводу)

Механічний спосіб перестройки, наприклад, за допомогою переміщення короткозамикального поршня, широко застосовують в експериментальних роботах, оскільки з його допомогою вдається досить просто перестроювати ширину резонатора у дуже значних межах. Резонатор можна перестроїти також, використовуючи підстроювальний гвинт, додаткова індуктивність якого знижує частоту резонатора. Проте обидва ці способи дозволяють здійснити тільки грубу перестройку частоти. Більш точної механічної перестройки можна досягти, переміщуючи уздовж резонатора діелектричну шайбу. Зменшення діелектричної проникності і товщини шайби можна досягти дуже точної перестройки резонатора.

Через велику інерційність механічний спосіб перестройки незручний для промислового використання. Електронна перестройка не має такого недоліку. Найбільш відомі три способи електронної перестройки: перестройка частоти зміною напруги зміщення на діоді Ганна або ЛПД, за допомогою варактора та з використанням *p-i-n*-діодів. Зі зміною напруги зміщення (живлення) змінюється еквівалентна ємність діода в резонаторі, унаслідок чого і варіює частота резонатора. Зміна еквівалентної ємності (у випадку діода Ганна) зумовлена розширенням домену зі зростанням електричного поля, спаданням дрейфової швидкості, зміною часу перехідних процесів формування і розсмоктування домену, а також зміною температурного режиму діода. Дотепер теоретичний аналіз залежності частоти генератора від зміщення з урахуванням всіх цих чинників не проведений. Експериментально спостерігали як збільшення, так і спадання частоти із зростанням напруги зміщення. Крутизна частотної перестройки за такого способу невелика і коливається в межах від 2 до 20 МГц/В залежно від параметрів матеріалу, частотного діапазону і режиму роботи [14].

Слід зазначити, що дослідження залежності частоти генератора від напруги зміщення необхідні для оцінки впливу на стабільність генератора паразитної зміни напруги зміщення (живлення). Крім того, цей спосіб дозволяє здійснити автопідстроювання частоти генераторів на діоді Ганна.

Більш ефективним способом електронної перестройки є перестройка за допомогою варактора. Можливі два основні конструктивні способи підключення варактора: ємнісний та індуктивний. За ємнісного способу зв'язку варактор розміщений у тому ж резонаторі, у якому працює діод Ганна. За індуктивного способу варактор знаходиться в окремому резонаторі, зв'язаному петлею зв'язку з резонатором, в якому працює активний діод. В цьому випадку ступінь зв'язку визначають розмір і положення петлі.

Перестройка за допомогою варактора набула широкого практичного застосування, і на сьогодні цілий ряд фірм постачає генератори Ганна з варактором, вбудованим у корпус генератора. Звичайною для серійних генераторів з варактором є перестройка частоти в межах приблизно 10% від власної частоти генерації. Наприклад, вдалося одержати перестройку в смузі 1 ГГц за частоти генерації 13 ГГц.

У мікросмушкових схемах зручно перестроювати частоту генераторів Ганна, використовуючи *p-i-n*-діоди. Цей метод оснований на зміні частоти резонатора у результаті перемикання поміщеного в нього *p-i-n*-діода з високоомного на низькоомний стан. Перевагами цього методу є мала інерційність частотної перестройки, пов'язана з малим часом перемикання *p-i-n*-діоду (близько 10^{-9} с), і можливість значно змінювати частоту. Важливий недолік цього способу – можливість змінювати частоту тільки дискретно.

Найпоширеніший спосіб магнітної перестройки оснований на використанні феромагнітної сфери (зазвичай із залізоїтрієвого гранату – *ЗІГ-сфера*) як стабілізуючого резонатора. Власна частота такого резонатора дорівнює частоті феромагнітного резонансу $\omega = \gamma H$, де $\gamma = 2,8$ МГц/Гс – гіромагнітне відношення. Фірми «Варайан Асошіейтес» і «Фізикал Електронікс Лабораторіес» (США) виготовляють генератори Ганна, які можна перестроювати за допомогою сфери ЗІГ в межах всього 3-сантиметрового діапазону (8 – 12,4 ГГц). Переваги цього способу – висока лінійність перестройки та істотне зниження шумів завдяки досить високій добротності ЗІГ-резонатора.

Контрольні питання

1. Які способи формування переходів застосовують у процесі виготовлення діодів?
2. Які технологічні прийоми застосовують під час виготовлення твердотільних НВЧ-пристроїв?
3. Які основні конструктивні елементи містять діодні напівпровідникові НВЧ-генератори у хвільвідному виконанні?
4. Які основні конструктивні елементи мають двочастотні генератори Ганна?
5. У чому суть механічного способу частотної перестройки резонатора?
6. У чому суть електронного способу частотної перестройки резонатора?
7. У чому суть магнітного способу частотної перестройки резонатора?

5. Підвищення потужності напівпровідникових генераторів та освоєння міліметрового діапазону хвиль

5.1. Основні принципи побудови НВЧ-суматорів

Для отримання великих потужностей на виході передавача застосовують спеціальні схеми складання. Зазвичай здійснюють когерентне складання потужностей однотипних генераторів. Обов'язковим елементом будь-якої схеми складання є суматор.

Як суматор можна використовувати звичайний подвійний хвилевідний трійник (рис.5.1,*а*). Сигнали від двох генераторів Γ_1 і Γ_2 , які подаються синфазно в симетричні плечі *H*-трійника, складаються в його третьому *H*-плечі. В *E*-плече вмикають узгоджене баластне навантаження (БН). Використовують також суматори на основі квадратурних мостів, наприклад щілинного мосту (рис.5.1,*б*). Для складання потужностей на виході такого суматора сигнали на його входи повинні подаватися в квадратурі (із фазовим зсувом на 90°), для цього у схемі (рис.5.1,*б*) одне із плечей щілинного мосту довше на чверть довжини хвилі у хвилеводі.

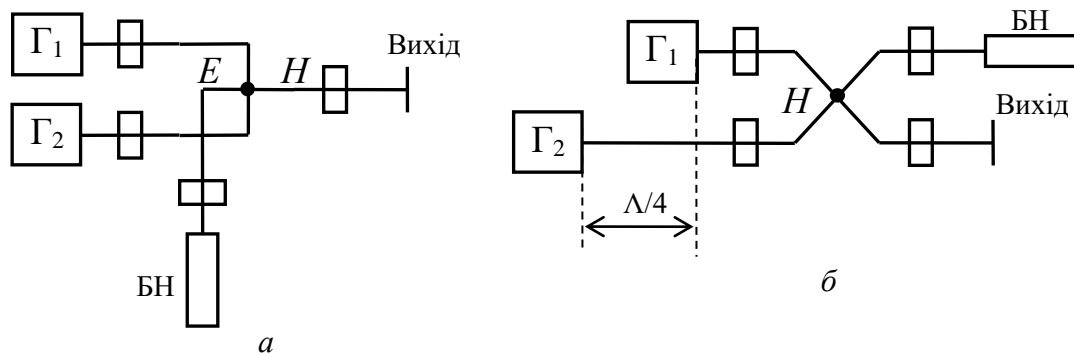


Рис.5.1. Схеми суматорів на основі:
а – подвійного хвилевідного трійника; *б* – щілинного мосту

Складання потужності від ряду генераторів можна здійснювати також за допомогою фазованої антенної решітки. Такі схеми складання повинні передавати потужність всіх генераторів у навантаження в заданій смузі робочих частот з мінімальними втратами, тобто з максимальним ККД складання, і забезпечувати необхідну розв'язку між вихідним і вхідними плечима. Звичайно необхідно скласти потужності не двох, а більшої кількості (4, 6, 9, 16, 36 і т. д.) генераторів. В цьому випадку суматори будують за розгалуженою схемою на основі описаних вище елементів або використовують інші схемні рішення, наприклад на основі рупорних опромінювачів.

Вибір тієї або іншої схеми складання визначає ряд міркувань: можливість створення збудника необхідної потужності; вимоги до стабільності частоти і фази вихідного сумарного коливання; особливості й електричні характеристики джерел живлення і т.д. Проте головною вимогою, яку висувають до системи у разі її апаратної реалізації, є отримання за рівних витрат на її створення максимального ККД.

Якщо на виході передавача необхідно досягти значення потужності, яке перевищує її граничне значення для використаних хвильоводів, то в цьому випадку, особливо в короткохвильовій частині міліметрового діапазону, слід переходити на квазіоптичні суматори. Застосування квазіоптичних променеводів дозволяє створювати суматори, які задовольняють вимогам електричної і теплової міцності. На рис.5.2 наведена одна з ланцюгових схем складання в лінзовому променеводі. Основним елементом таких схем є квазіоптичний спрямований відгалужувач, який

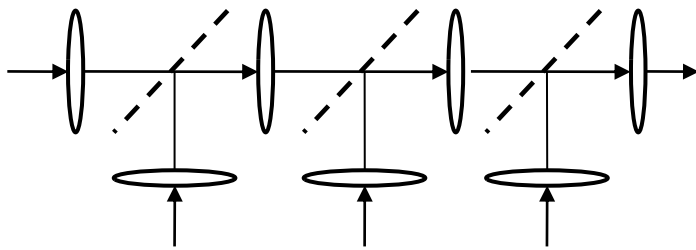


Рис.5.2. Ланцюгова схема складання у квазіоптичному променеводі

являє собою дротяну решітку, розташовану під кутом 45° до осі променеводу.

У процесі складання потужності автогенераторів НВЧ виникає необхідність в їх синхронізації, що можна здійснити за допомогою феритових Y - або X -циркуляторів. До одного з плечей Y -циркулятора підключають автогенератор, до третього – вихідний фідер, до другого підводять синхронізуючий сигнал. В X -циркуляторі до четвертого плеча підключають баластне навантаження, яке служить для поглинання хвилі, утвореної за рахунок відбивання у вихідному фідері. Як синхронізуючий генератор можна використовувати один з автогенераторів.

5.2. Конструкції суматорів потужності

У частотному діапазоні до 140 ГГц твердотільне джерело для складання потужностей з погляду надійності та схемної простоти, мабуть, є кращим варіантом, ніж вакуумне електронно-хвильове джерело міліметрового діапазону. Розглянемо найзручніші для міліметрового діапазону конструкції, до яких належать: резонатори, гібридні, просторові, а також конструкції з використанням дископодібних резонаторів.

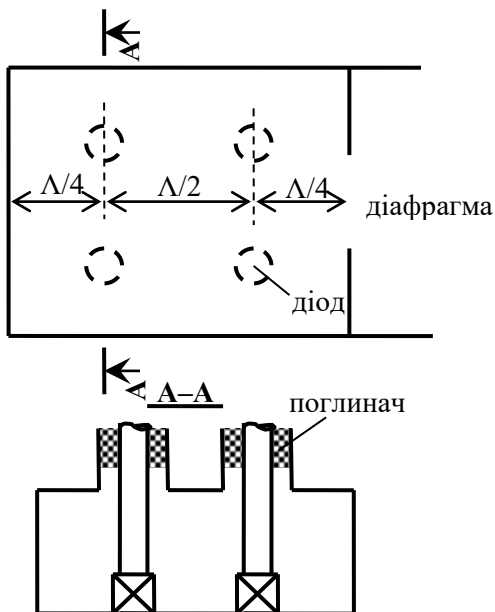


Рис.5.3. Суматор потужностей на об'ємному резонаторі для твердотільних генераторів

Суматори резонаторів потужностей походять від суматора, запропонованого Курокавою і призначеного для генераторів на ЛПД X -діапазону (8-12 ГГц). В цьому пристрої окремі ЛПД встановлюють у граничному прямокутному хвильоводі на відстані $\lambda/2$ один від одного, причому крайні ЛПД розташовують на відстані $\lambda/4$ від торцевої стінки або від діафрагми (рис.5.3).

Цей суматор відзначається високим ККД (близько 90%), може з успіхом працювати на частотах до 300 ГГц і має вбудовану розв'язку між діодами. Проте його діапазон перестройки обмежений декількома відсотками,

якщо на виході передавача необхідно досягти значення потужності, яке перевищує її граничне значення для використаних хвильоводів, то в цьому випадку, особливо в короткохвильовій частині міліметрового діапазону, слід переходити на квазіоптичні суматори.

що обумовлено фіксованими проміжками між діодами, які дорівнюють $\Lambda/2$. На підвищених частотах можна використовувати обмежену кількість діодів (через вищі типи коливальних).

Варіанти суматора Курокави застосовували для отримання на ЛПД імпульсної потужності 20,5 Вт на частоті 92,4 ГГц з ефективністю складання 82% (два ЛПД) і 9,2 Вт імпульсної потужності на частоті 140 ГГц з ефективністю 80% (чотири ЛПД). Ця ж конструкція з відповідними змінами працювала на частоті 217 ГГц, і дозволила одержати вихідну потужність 1,05 Вт від двох діодів за ефективності складання 87%.

Суматори на гібридах зазвичай служать як підсилювачі або генератори із зовнішньою синхронізацією; ці пристрої мають 5%-ну смугу частот і схемну розв'язку між окремими генераторами. До вхідних плечей гібрида можна підключати генератори, потужність яких складена іншим методом, наприклад резонатором. У W -діапазоні (75-110 ГГц) суматор на гібриді застосовували, наприклад, для складання потужностей чотирьох дводіодних суматорів, унаслідок чого була одержана максимальна імпульсна потужність 63 Вт [3].

Вираз для *ефективності складання потужностей* η двох джерел у схемі з гібридом, яка працює в режимі підсилювача, має вигляд

$$\eta = \frac{1 + 10^{\Delta D/10} + 2 \cos(\Delta \theta) \cdot 10^{\Delta D/20}}{2[1 + 10^{\Delta D/10}]}, \quad (5.1)$$

де ΔD – різниця потужностей джерел, дБ; $\Delta \theta$ – відхилення фази від значення, необхідного для оптимального режиму складання потужностей.

Фазова похибка більш критична, ніж різниця потужностей, оскільки ефективності складання потужностей, яка перевищує 50%, можна досягти в широкому діапазоні різниці потужностей, якщо відхилення фази не перевищує 30% [3].

В просторових суматорах потужності використовують випромінювальні

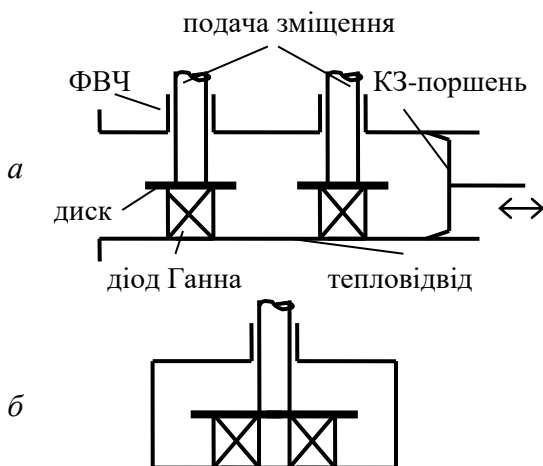


Рис.5.4. Пристрої з дископодібними резонаторами для складання потужностей твердотільних генераторів: *а* – з окремими резонаторами; *б* – зі спільним резонатором
жити для складання потужностей цих

елементи, які мають відповідні фазові співвідношення, що дозволяє підсумувувати потужності від великої кількості випромінювальних елементів, розміщених у просторі. Так, було успішно здійснене складання потужностей двох генераторів на діодах Ганна в резонаторі Фабрі-Перо на частоті 60 ГГц з ефективністю складання 54%. Такі квазіоптичні методи у багатьох випадках виявилися корисними для вирішення схемних проблем в міліметровому діапазоні.

Дископодібні резонатори, застосовувані у ряді випадків для монтажу генераторів на діодах Ганна, можуть служити для складання потужностей цих

рис.5.4,*a*, де дві дископодібні резонансні структури встановлені в спільному хвилеводі із рухомим короткозамикачем. Можна також помістити обидва генератори під один і той же диск (рис.5.4,*б*). Такий пристрій використовували для складання

Таблиця 5.1
Характеристики суматорів потужності генераторів на InP-діодах Ганна в режимі безперервної генерації

Число діодів	Частота, ГГц	Вихідна потужність, мВт	ККД, %	Ефективність складання, %
2	85,6	170	2,9	93
2	90,3	150	2,7	82
2	91,8	97	1,6	106
4	90,6	260	1,6	94
4	90,3	230	1,4	107

потужностей чотирьох генераторів діапазону 70 ГГц на InP-діодах Ганна; на ньому вдалося одержати вихідну потужність 260 мВт за ефективності 93%. В табл.5.1 наведені результати, отримані на частоті 90 ГГц для декількох дво- і чотиридіодних диско-вих резонаторних суматорів потужностей [3].

Існує ряд інших методів складання потужностей, які в нині не застосовують для ближнього міліметрового діапазону, але, судячи з усього, можуть виявитися корисними після

доопрацювання. Зокрема, складання потужностей на рівні кристала, яке дало хороші результати на частотах до 70 ГГц, можна буде вважати перспективним за умови, що вдасться вирішити проблеми паразитних елементів і відведення тепла.

5.3. Освоєння міліметрового і субміліметрового діапазонів

Розширення робочого діапазону у бік високих частот завжди було центральним завданням електроніки взагалі і напівпровідникової електроніки зокрема. Остання, як було показано вище, успішно освоює зараз діапазон сантиметрових, міліметрових і починає просування в область субміліметрових хвиль. Завдання освоєння цих діапазонів вже давно стоїть на порядку денному НВЧ-електроніки. Останнім часом його актуальність зросла у зв'язку з розвитком релейного і космічного зв'язку, ближньої локації, радіоастрономії і радіоспектроскопії, діагностики плазми і т.д. Слід зазначити, що освоєння міліметрового діапазону вакуумними приладами дещо ускладнене через збільшення робочої густини струму і напруг, зниження ККД приладів і т.д. Для напівпровідникових приладів ситуація виявляється певною мірою більш сприятливою, наприклад, робоча напруга ЛПД, діодів Ганна, транзисторів не зростає, а зменшується зі збільшенням частоти, легше реалізується необхідна густина струму.

Перші напівпровідникові джерела потужності міліметрового діапазону – помножувальні діоди і ЛПД – з'явилися ще в 60-х роках ХХ століття на зорі напівпровідникової НВЧ-електроніки. Проте і для напівпровідникових приладів міліметровий діапазон виявився «міцним горішком» і хоча наразі створено цілий ряд приладів цього діапазону різного функціонального призначення, основна робота ще попереду. Не зупиняючись на детальній характеристиці стану справ в цій області, відзначимо деякі ключові проблеми.

Незважаючи на тривалі зусилля, досі не вдалося винайти спеціальних напівпровідникових приладів, для яких міліметровий діапазон був би оптимальний. Освоєння цього діапазону відбувається шляхом підвищення граничних частот традиційних приладів – ЛПД, діодів Ганна, помножувальних, параметричних і змішувальних діодів. Природно, що за скороченням робочої довжини хвилі труднощі створення таких приладів швидко зростають, зокрема, зменшується пропорційно f^{-2} корисна потужність приладів, знижується їх ККД, зростає шум. Більше того, в короткохвильовій частині міліметрового діапазону на частотах вище 100 – 250 ГГц ці труднощі стають принциповими: для багатьох приладів порушується сам механізм їх роботи. Це стосується не тільки транзисторів, але і більш високо-частотних діодів Ганна та ЛПД. По суті, лише змішувальні діоди з бар'єром Шоттки зберігають задовільні параметри і протягом субміліметрового діапазону довжин хвиль.

Коли вичерпуються можливості ЛПД і діодів Ганна, для отримання НВЧ-сигналу використовують помножувальні діоди з кремнію і арсеніду галію. Хоча ефективність перетворення швидко спадає із зростанням частоти, наявність помножувальних діодів дозволяє перекривати (на рівні мікровата потужності) і субміліметровий діапазон. Найбільш ефективні в цьому діапазоні лавинні помножувальні діоди.

Напівпровідникові параметричні підсилювачі (НПП) на арсенід-галієвих параметричних діодах реалізовані на частотах до 75 ГГц, де їх коефіцієнт шуму становить приблизно 3 дБ. Подальше збільшення робочих частот і чутливості НПП ускладнює не стільки відсутність відповідних параметричних діодів (граничні частоти безкорпусних параметричних діодів із стільниковою структурою з арсеніду галію нині перевищують 1000 ГГц), скільки відсутністю джерел накачування досить високих частот.

Розглянемо докладніше перспективу подальшого підвищення робочих частот основних напівпровідникових НВЧ-приладів.

Польові транзистори (ПТ) ефективно працюють на частотах, менших граничної частоти посилення за струмом:

$$f_{\text{гр}} \approx (2\pi\tau)^{-1}, \quad (5.2)$$

де $\tau = \int_0^L \frac{dx}{dv(x)}$ – час руху заряду в каналі під затвором; $v(x)$ – дрейфова швидкість;

L – довжина затвору.

Уже створені ПТ з арсеніду галію, які працюють за частоти 30 ГГц з коефіцієнтом шуму 6 дБ. Довжина затвору L в цих транзисторах становить 0,5 мкм. У ряді країн виконують програми зі створення ПТ з $L \approx 0,2 - 0,15$ мкм методами електронної і рентгенівської літографії.

Час руху заряду в каналі під затвором τ тим менший, чим більша їх дрейфова швидкість на цій ділянці $v(x)$. У кремнії й інших гомополярних напівпровідниках з сильним акустичним розсіянням максимальна дрейфова швидкість електронів практично не перевищує так званої швидкості насичення $v_s \approx 10^7$ см/с.

У гетерополярних сполуках типу $A^{III}B^V$, в яких за кімнатних температур переважає розсіяння на оптичних фононах, швидкість дрейфу електронів у короткі проміжки часу (близько 10^{-11} с) після включення сильного електричного поля може у декілька разів перевищувати стаціонарне значення. Цей ефект «сплеску» дрейфової швидкості електронів значно збільшує $f_{гр}$ ПТ із коротким затвором.

Величина і тривалість «сплеску» швидкості залежать від параметрів матеріалу, які визначають характерні часи внутрішньодолинного і міждолинного розсіяння електронів, а також від прикладеного електричного поля. Підбираючи останнє, можна мінімізувати час прольоту електроном каналу заданої довжини L і знайти відповідне цьому L максимальне значення $f_{гр}$. Розрахунки показують, що за практично досяжних розмірів $L \approx 0,15 - 0,2$ мкм величини $f_{гр}$ значно перевищують 100 ГГц. Оскільки точні значення параметрів розсіяння для фосфіду індію і арсеніду галію поки невідомі, ці цифри слід розглядати як орієнтовні.

Подальші перспективи пов'язані з вживанням для ПТ нових напівпровідникових матеріалів, в першу чергу твердих розчинів сполук $A^{III}B^V$. Зокрема, сполука $Ga_{0,47}In_{0,53}As$ приблизно в 1,5 разу перевершує арсенід галію за рухливістю і максимальною дрейфовою швидкістю електронів. За оцінками ПТ з цього матеріалу з $L = 0,2$ мкм повинен мати коефіцієнт шуму менший 10 дБ на частотах до 75 – 80 ГГц.

Діоди Ганна. Недавні дослідження [12] показують, що їх граничну частоту можна підвищити, підбираючи амплітуду високочастотного електричного поля, його гармонійний склад, довжину діода і розподіл домішки в ньому. Оптимізація вказаних параметрів дозволить, ймовірно, реалізувати діоди Ганна з арсеніду галію і фосфіду індію у всьому міліметровому діапазоні хвиль.

Лавинно-пролітні діоди. Високочастотну межу ЛПД визначає не стільки інерційність процесу ударної іонізації, характерний час якого складає близько 10^{-15} с, скільки інші фактори – дифузійне розпливання електронних згустків у пролітному просторі і зростання напруженості електричного поля в шарі множення, що призводить до ослаблення польової залежності («насичення») швидкості ударної іонізації і до зміни лавинного пробою тунельним. Дифузійну межу визначають частотою

$$2\pi f_D \approx \frac{v^2}{8\pi D}, \quad (5.3)$$

де D – коефіцієнт дифузії електронів в сильних полях. А перехід до тунельного пробою відповідає частотам, вищим

$$2\pi f_D > vW_g^{3/2}E_t, \quad (5.4)$$

де W_g – ширина забороненої зони; E_t – характерна напруженість поля тунельного пробою, пропорційна W_g .

Таким чином, для ЛПД граничні частоти також визначають параметрами напівпровідникового матеріалу. Вони ростуть із збільшенням ширини забороненої

зони і швидкості дрейфу електронів і із зменшенням їх коефіцієнта дифузії. Згідно з оцінками для арсеніду галію ці частоти лежать в області 80 – 100 ГГц, для кремнію – істотно вище (200 – 250 ГГц). Ті ж параметри плюс максимальна допустима температура і теплопровідність обмежують на високих частотах енергетичні можливості як ЛПД, так і інших потужних приладів (таких, як *p-i-n*-діоди, варактори і т. д.).

Для всіх цих приладів подальші перспективи пов'язані з освоєнням нових матеріалів, в першу чергу широкозонних і високотемпературних матеріалів таких, як карбід кремнію, алмаз, нітриди галію і алюмінію.

Для підвищення частотної межі ЛПД вирішальне значення має та обставина, що з переходом до широкозонних матеріалів різко зменшується довжина вільного пробігу іонізуючих носіїв струму: від 60 – 100 Å для арсеніду галію до 5 – 10 Å для алмазу. Це забезпечує збереження різкої залежності швидкості ударної іонізації від електричного поля в дуже тонких (менше 0,1 мкм) шарах напівпровідника, необхідної для формування вузьких електронних пакетів, і, отже, збереження ефективності лавинно-пролітного механізму аж до частот 500 – 700 ГГц.

Гетероструктури. Нові можливості підвищення робочих частот і поліпшення характеристик напівпровідникових НВЧ-приладів відкриває інший напрям матеріалознавства – створення багатошарових періодичних гетероструктур з напівпровідникових і діелектричних матеріалів. Ці структури можна розбити на дві групи: мікроструктури (так звані «надрешітки») з матеріалів, які відрізняються шириною забороненої зони, мають велику (більше 100) кількість шарів, товщина яких менша довжини вільного пробігу електронів ℓ (тобто менше 100 Å), і макроструктури, які складаються з матеріалів, що відрізняються значеннями електропровідності, діелектричної проникності або дрейфової швидкості електронів з невеликою (10–20) кількістю шарів, товщина яких істотно більша за довжину вільного пробігу електронів. У надрешітках унаслідок брегівського відбиття електронних хвиль від меж шарів у нормальному напрямі до цих меж повинен спостерігатися НДО з частотною межею, який визначає штарківська частота:

$$f_{\Gamma} \approx eW_g / h, \quad (5.5)$$

де e – заряд електрона, h – стала Планка.

За типових значень електричного поля $E = 10^4$ В/см і товщини шару $d \approx 10^{-6}$ см – $f_{\Gamma} \approx 2000$ ГГц. Принципова складність реалізації такої НДП пов'язана з необхідністю виконання умови $\ell \gg d$. За цієї причини НДП у надрешітках вдалося спостерігати поки тільки в умовах гелієвих температур.

Нещодавно був запропонований інший цікавий варіант надрешітки. Якщо в надрешітці шари широкозонного матеріалу легувати сильно, а вузькозонного слабо, то вільні носії заряду, що «скочуються» до потенційних ям, нагромаджуватимуться в слабологованих шарах. В останніх формується двовимірний газ носіїв заряду, які за високої концентрації (близько 10^{17} см⁻³) зберігають у напрямі, паралельному межах шарів, високу рухливість, відповідну чистому матеріалу. Подібні структури можна використовувати для поліпшення параметрів з (ані-

зотропною) електропровідністю, яка перевищує максимальну електропровідність обох напівпровідників тощо.

З різноманітних варіантів макрорешіток згадаємо два. Один з них – це періодичні структури із шарів напівпровідника і діелектрика, які чергуються, товщиною від одиниці до сотень мікронів кожний. У напрямі, нормальному до меж шарів, така структура має властивості нелінійної об'ємної реактивності і може бути використана для перетворення частоти у всьому діапазоні НВЧ, включаючи його короткохвильову частину.

Інший варіант – макрорешітка, що складається з шарів напівпровідника, які чергуються, відмінних за значенням діелектричної проникності або дрейфової швидкості електронів. Використання цих структур в НВЧ-приладах дозволить ослабити обмеження, накладені на розміри активних областей вимогою малих кутів прольоту електронів. Наприклад, в ЛПД міліметрового діапазону можна істотно (в 10 і більше разів) збільшити об'єм пролітного простору, а отже, і потужність ЛПД.

Таким чином, перспективи освоєння напівпровідниковими приладами міліметрового і субміліметрового діапазонів пов'язані перш за все з розширенням кола використовуваних напівпровідникових матеріалів і зі створенням різноманітних гетероструктур.

Контрольні питання

1. Яким чином як суматор потужностей генераторів можна застосувати подвійний хвилевідний трійник чи щілинний міст?
2. Які елементи повинна містити ланцюгова схема складання в квазі-оптичному променеводі?
3. Які особливості конструкції суматора потужностей твердотільних генераторів на об'ємному резонаторі?
4. Які особливості конструкції суматора потужностей з дископодібними резонаторами?
5. Як оцінюють граничну частоту підсилення ПТ?
6. Як визначають високочастотну межу ЛПД?
7. Які способи підвищення робочих частот за рахунок створення багатошарових періодичних гетероструктур?

6. Підсилювачі НВЧ

6.1. Основні параметри підсилювачів

Основне функціональне призначення підсилювача – підвищення рівня (розмаху коливання, амплітуди або середньої потужності) вхідного сигналу без викривлень його форми, спектрального складу або погіршення відношення сигнал/шум. Поєднання проектних параметрів пристрою і характеристик сигналів визначає типи активних елементів: напівпровідникові різних модифікацій або елек-

тромакуумні. Тому важливе значення має коректне визначення технічних параметрів і класифікація підсилювачів сигналів.

З погляду теорії НВЧ кіл підсилювач являє собою чотириполіусник. Однак у процесі застосування підсилювачів, їх випробування і видачі технічних завдань використовують не безпосередньо матрицю розсіяння, яка характеризує підсилювач як чотириполіусник НВЧ, а інші параметри, більш зручні у практичному застосуванні. Ці параметри виражені дійсними числами, вони можуть бути обчислені через комплексні параметри матриці розсіяння. Розглянемо найбільш важливі із них.

Під *коефіцієнтом підсилення за потужністю* (англійською мовою – *gain*) k_p розуміємо число, яке показує, у скільки разів вихідна потужність $P_{\text{ВИХ}}$ більша подаваної на вхід підсилювача $P_{\text{ВХ}}$:

$$k_p = P_{\text{ВИХ}} / P_{\text{ВХ}} = |s_{21}|^2. \quad (6.1)$$

Для зручності розрахунків і вимірювань коефіцієнт підсилення виражають в децибелах, тобто $K_p = 10 \lg(P_{\text{ВИХ}} / P_{\text{ВХ}}) = 20 \lg |s_{21}|$.

Під *робочим діапазоном частот* підсилювача (смуга частот, англійською мовою – *bandwidth*) розуміємо діапазон, у якому він забезпечує параметри не гірше величин, гарантованих виробником. Робочий діапазон частот за замовчуванням визначають за рівнем «мінус» 3 дБ від максимального значення коефіцієнта підсилення $K_{p_{\text{max}}}$, що відповідає зниженню k_p у 2 рази (рис.6.1).

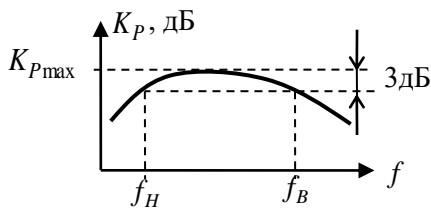


Рис.6.1. Типова частотна залежність коефіцієнта підсилення

Робочий діапазон частот задають двома граничними частотами: нижньою f_H і верхньою f_B . Величину смуги частот Δf обчислюють або в абсолютних одиницях

$$\Delta f = f_B - f_H, \quad (6.2)$$

або відносно середньої частоти діапазону

$$\delta f = 2 \frac{f_B - f_H}{f_B + f_H} \cdot 100[\%]. \quad (6.3)$$

За критерієм відносної смуги частот розрізняють *вузькосмугові* підсилювачі, для яких коефіцієнт перекривання за частотою $k_f = f_B / f_H \ll 1$; *октавні* $k_f \approx 2$ і *багатооктавні* (надширокосмугові) $k_f > 2$. Для ряду моделей підсилювачів як мінімальну вказують нульову частоту; в цьому випадку k_f втрачає сенс і необхідно враховувати частотні властивості схем блокування і підключення живлення.

Коефіцієнт підсилення – величина змінна і залежить від величини вхідної потужності, частоти сигналу, електричного режиму і деяких інших факторів. Для характеристики змінювання підсилення у робочому діапазоні частот вживають поняття *перепад коефіцієнта підсилення* (нерівномірність підсилення). Він пока-

зує, на скільки максимальне підсилення $K_{P_{\max}}$ відрізняється від мінімального $K_{P_{\min}}$ у заданому діапазоні частот і виражається в децибелах:

$$\Delta K_P = K_{P_{\max}} - K_{P_{\min}}. \quad (6.4)$$

Часто перепад коефіцієнта підсилення виражають відносно середнього значення коефіцієнта підсилення; у такому разі він має два знаки. Наприклад, коефіцієнт підсилення характеризують як $K_P = (23 \pm 1,5)$ дБ.

З підсиленням смугового сигналу можливі лінійні викривлення, обумовлені нерівномірністю підсилення і відхиленням від лінійного закону частотної залежності фазового набігання в підсилювачі $\varphi(f)$ ($\varphi = \varphi_{\text{ВИХ}} - \varphi_{\text{ВХ}}$). Кількісною характеристикою відхилення від лінійного закону $\varphi(f)$ служить значення *нерівномірності групової затримки* $\tau_{\text{ГР}} = -d\varphi/d\omega$ (англійською мовою – *group delay*) у робочому діапазоні частот, виражене в секундах.

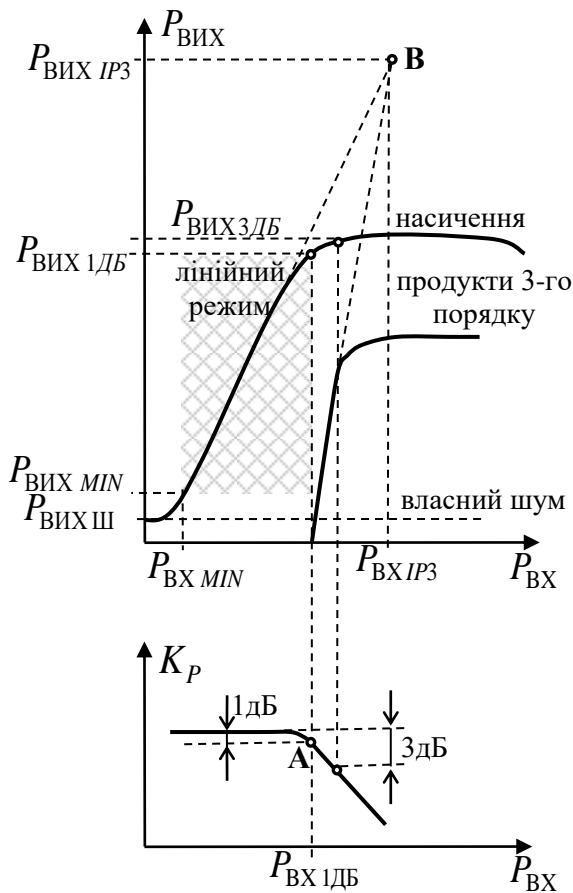


Рис.6.2. Графіки залежностей вихідної потужності і коефіцієнта підсилення від вхідної потужності

Узгодження підсилювача з НВЧ-трактом у числах виражають за допомогою коефіцієнта відбиття на вході s_{11} і на виході s_{22} . Проте частіше для характеристики узгодження застосовують *коефіцієнт стоячої хвилі напруги на вході і на виході*:

$$k_{\text{ст}U \text{ВХ}} = \frac{1 + |s_{11}|}{1 - |s_{11}|}; \quad (6.5)$$

$$k_{\text{ст}U \text{ВИХ}} = \frac{1 + |s_{22}|}{1 - |s_{22}|}.$$

Під *вихідною потужністю* підсилювача розуміють потужність (безперервну або імпульсну), яка виділяється на узгодженому навантаженні за підсилення сигналу в робочому діапазоні частот. Характер залежності вихідної потужності від потужності вхідного сигналу називають *амплітудною характеристикою*. Типові залежності вихідної потужності і коефіцієнта підсилення наведені на рис.6.2.

Часто вихідну потужність $P_{\text{ВХ} 3\text{дБ}}$ визначають за зменшенням коефіцієнта підсилення на 3 дБ відносно підсилення малого сигналу (рис.6.2).

Важливим параметром підсилювача є максимальна вхідна потужність у лінійному режимі, яка характеризує *верхню межу лінійності амплітудної характеристики* (верхню межу динамічного діапазону). Оскільки виміряти з високою

точністю кінець лінійної ділянки дуже складно, то звичайно вважають верхньою межею лінійності амплітудної характеристики максимальну вхідну потужність $P_{ВХ1дБ}$, за якої коефіцієнт підсилення змінюється не більше ніж на 1 дБ відносно підсилення в лінійному режимі (рис.6.2, точка А). В технічній літературі частіше наводять максимальну вихідну потужність $P_{ВИХ1дБ}$, яка відповідає зменшенню коефіцієнта підсилення на 1 дБ. Тоді $P_{ВХ1дБ} = P_{ВИХ1дБ} / K_P$.

Під *чутливістю* підсилювача $P_{ВХmin}$ розуміють величину вхідної потужності, за якої забезпечується її перевищення над потужністю власних шумів, приведенних до входу, у декілька разів (наприклад, у два рази, тобто на 3 дБ).

Динамічним діапазоном вхідного сигналу D лінійного підсилювача за замовчуванням вважають виражене в децибелах відношення

$$D = 10 \lg(P_{ВХ1дБ} / P_{ВХmin}). \quad (6.6)$$

Зі збільшенням потужності вхідного сигналу починають проявлятися нелінійні властивості підсилювача. Це призводить, зокрема, до виникнення *інтермодуляційних* викривлень – появи у частотному спектрі багатотонального сигналу комбінаційних складових з частотами, які дорівнюють сумі або різниці основних і гармонійних частот вхідних сигналів. Для вузькосмугового чи октавного підсилювача їх оцінюють у процесі подачі на вхід двох гармонійних коливань однакового рівня і з близькими частотами f_1 і f_2 . Спектр потужності вихідного сигналу включає такі складники:

- основні (на частотах f_1 і 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 $|f_1 \pm 2f_2|$ (їх частоти лежать у робочому діапазоні);
- інтермодуляційні продукти більш високого порядку.

Рівень інтермодуляційних продуктів третього порядку оцінюють значенням такої вхідної потужності $P_{ВХIP3}$ (*IP3 – Intercept Point 3rd order*), за якої їх сумарна потужність може дорівнювати потужності основних компонент за відсутності явища насичення (рис.6.2, точка В – перетинання пунктирних прямих). Замість характерного рівня вхідної потужності зазвичай вказують відповідне значення вихідної потужності $P_{ВИХIP3}$.

Вказані вище параметри потужності виражають, як правило, в децибел-міліватах. *Децибел-міліват* – це логарифмічна міра вимірювання потужності відносно 1 мВт, тобто $P_{дБм} = 10 \lg(P / 1 \text{ мВт})$.

Для багатооктавних підсилювачів застосовують більш складну методику оцінки рівня інтермодуляційних компонент, яка передбачає подачу на вхід трьох або чотирьох гармонійних коливань.

Напруга живлення E_0 і струм, який відбирається від джерела I_0 , характеризують енергоживлення підсилювача. Для оцінки економічності підсилювачів використовують значення ККД (англійською мовою – *Power Added Efficiency*, PAE):

$$\eta = P_{\text{Вихід}} / P_0, \quad (6.7)$$

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

Під час 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 найчастіше характеризує коефіцієнт шуму. *Коефіцієнт шуму* (англійською мовою – *Noise Figure*, NF) для вказаної частоти визначають як співвідношення сигнал/шум на вході, віднесене до такого ж співвідношення на виході:

$$k_{\text{Ш}} = \frac{(P_C / P_{\text{Ш}})_{\text{ВХ}}}{(P_C / P_{\text{Ш}})_{\text{ВИХ}}}, \quad \text{або в децибелах} \quad K_{\text{Ш}} = 10 \lg \left[\frac{(P_C / P_{\text{Ш}})_{\text{ВХ}}}{(P_C / P_{\text{Ш}})_{\text{ВИХ}}} \right] \quad (6.8)$$

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).

Розділимо чисельник і знаменник виразу (6.8) на потужність сигналу на вході $P_{\text{СВХ}}$, тоді отримаємо

$$k_{\text{Ш}} = \frac{P_{\text{ШВИХ}}}{P_{\text{ШВХ}} k_P}, \quad (6.9)$$

де враховано, що $k_P = P_{\text{СВИХ}} / P_{\text{СВХ}}$.

Якщо підсилювач ідеальний, то $P_{\text{ШВИХ}} = P_{\text{ШВХ}} k_P$, а $k_{\text{Ш}}=1$. Іншими словами, коефіцієнт шуму характеризує, у скільки разів шуми на виході збільшуються за рахунок внутрішніх шумів підсилювача. Також $k_{\text{Ш}}$ показує, у скільки разів відношення сигнал/шум на виході ідеального (не шумливого) підсилювача вище, ніж сигнал/шум на виході реального (шумливого) підсилювача

$$k_{\text{Ш}} = \frac{(P_C / P_{\text{Ш}})_{\text{ВИХІД.ПІДС}}}{(P_C / P_{\text{Ш}})_{\text{ВИХРЕАЛ.ПІДС}}}. \quad (6.10)$$

Шум на виході підсилювача $P_{\text{ШВИХ}}$ включає два елементи. Перший складник – це підсилена потужність шуму джерела, а другий – власний шум підсилювача. Тому вираз (6.9) можна переписати так (вважаючи, що причиною шуму на вході є тепловий шум джерела за нормальної температури T_0):

$$k_{\text{Ш}} = \frac{P_{\text{ШВИХ}}}{P_{\text{ШВХ}} k_P} = \frac{k T_0 \Delta f k_P + P_{\text{ШПІДС}}}{k T_0 \Delta f k_P}, \quad (6.11)$$

де $k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – стала Больцмана; $T_0 = 293$ К – нормальна температура; Δf – смуга частот; $P_{\text{ШПІДС}}$ – потужність власних шумів підсилювача.

Вираз (6.11) лежить в основі офіційного визначення коефіцієнта шуму, прийнятого міжнародним Інститутом електротехніки і електроніки (*Institute of Electric and Electronics Engineers – IEEE*).

Практично коефіцієнт шуму підсилювача у діапазоні частот не залишається постійним: він мінімальний (але не постійний) в робочій смузі частот і збільшується за її межами.

Часто зручніше шумові властивості підсилювача характеризувати шумовою температурою. Виходячи з того, що доданок $P_{\text{шпд}}$ у виразі (6.11) можна трактувати як результат підвищення температури джерела шуму на величину $T_{\text{ш}}$ –

$$P_{\text{шпд}} = kT_{\text{ш}}\Delta f k_P, \quad (6.12)$$

то

$$k_{\text{ш}} = \frac{k(T_0 + T_{\text{ш}})\Delta f k_P}{kT_0\Delta f k_P} = 1 + \frac{T_{\text{ш}}}{T_0}. \quad (6.13)$$

Таким чином, шумовою температурою $T_{\text{ш}}$ називають температуру (у Кельвінах), на яку повинний бути додатково підігрітий узгоджений опір на вході ідеального підсилювача, щоб на його виході потужність шумів була такою ж, як у реального підсилювача з узгодженим вхідним опором нормальної температури T_0 .

За відомим $K_{\text{ш}}$ шумову температуру можна обчислити так:

$$T_{\text{ш}} = (k_{\text{ш}} - 1)T_0. \quad (6.14)$$

Для каскадного підсилювача шум, що надходить на вхід разом з сигналом підсилюють усі каскади. Шум, який вносить окремих каскад, підсилюють наступні каскади. Підсумовуючи всі потужності шумів і зводячи їх до потужності шуму реального підсилювача, отримуємо формулу для підрахунку коефіцієнта шуму каскадного підсилювача (*формула Фріїза*):

$$k_{\text{ш}} = k_{\text{ш1}} + \frac{k_{\text{ш2}} - 1}{k_{P1}} + \frac{k_{\text{ш3}} - 1}{k_{P1}k_{P2}} + \frac{k_{\text{шN}} - 1}{k_{P1} \cdot \dots \cdot k_{PN-1}}. \quad (6.15)$$

Величину $(k_{\text{ш2}} - 1)/k_{P1}$ в цьому рівнянні часто називають *ефектом другого каскаду*. Якщо підсилення першого каскаду велике, то ефект другого каскаду буде мінімальний. Тому приймач з високою чутливістю практично завжди починається з підсилювача з великим коефіцієнтом підсилення.

Вираз (6.15) можна переписати для шумових температур, попередньо віднявши одиницю від лівої і правої частин:

$$T_{\text{ш}} = T_{\text{ш1}} + \frac{T_{\text{ш2}}}{k_{P1}} + \frac{T_{\text{ш3}}}{k_{P1}k_{P2}} + \frac{T_{\text{шN}}}{k_{P1} \cdot \dots \cdot k_{PN-1}}, \quad (6.16)$$

де $T_{\text{ш1}}, \dots, T_{\text{шN}}$ – шумові температури каскадів.

Слід пам'ятати, що коефіцієнт шуму виражає шумові властивості відносно вхідного джерела шуму, тобто він є не абсолютною мірою шуму. Таким чином, для порівняння пристроїв за шумами необхідно мати еталон. Оскільки у разі узго-

дження $P_{\text{швх}} = kT_0\Delta f$, то за рекомендаціями IEEE звичайно визначають коефіцієнт шуму для джерела за еталонної температури $T_0 = 290 \text{ К}$ (а не 293 К !), при цьому $kT_0 = 4,0003 \cdot 10^{-21} \text{ Вт/Гц}$ (-174 дБм/Гц). За інших температур застосовують експлуатаційний (реальний) коефіцієнт шуму. Шумова температура не має такого обмеження, як коефіцієнт шуму.

Залежно від сфери застосування підсилювача іншими важливими параметрами є номінальні імпеданси 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 та ін.), масогабаритні показники, можливість каскадування та ін.

6.2. Класифікація підсилювачів НВЧ

Різноманіття поєднання параметрів і вимог до підсилювачів НВЧ суттєво ускладнює їх класифікацію. Зазвичай зіставлення підсилювачів здійснюють за фундаментальними параметрами, призначенням, конструктивним виконанням, типом активних елементів (рис.6.3).

Фундаментальні параметри, до яких належать коефіцієнт підсилення, смуга частот, шумові властивості, потужність у навантаженні та рівень нелінійних перетворень, визначають основні властивості підсилювача.

До *малощумних підсилювачів* (МШП) зазвичай відносять підсилювачі з коефіцієнтом шуму меншим $4 - 5 \text{ дБ}$, який значною мірою залежить від верхньої граничної частоти, вихідної потужності та температури оточуючого середовища. Для сучасних транзисторних МШП з шириною діапазону робочих частот $10 - 20\%$, які виготовляють серійно, кращі результати за коефіцієнтом шуму складають від $0,3 \text{ дБ}$ на частотах порядку 1 ГГц до $4 - 5 \text{ дБ}$ – на 40 ГГц . Слід зауважити, що кращі експериментальні макети підсилювачів, створені 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* відзначаються досить високим ККД. У випадку *високого підсилення* підсилювач може бути реалізований в одному модулі, а *каскадовані* підсилювачі мають однакові вхідний і вихідний імпеданси і можуть бути увікнені послідовно. В керованих підсилювачах коефіцієнт підсилення змінюється зовнішнім аналоговим чи цифровим сигналом. *Високолінійні* підсилювачі відрізняються широким динамічним діапазоном, а *обмежувальні* працюють в режимі насичення, наприклад для зниження впливу коливань потужності вхідного сигналу.

За критерієм *призначення* розрізняють такі підсилювачі:

- *двонаправлені*, у яких сигнал передавача підсилюється і передається в антену, а сигнал із антени через ті ж з'єднання потрапляє на МШП і потім у приймач;

- *трансімпедансні*, призначені для узгодження НВЧ-входу волоконно-оптичних ліній передачі з лазерним діодом або для узгодження фотодетектора з НВЧ-виходом;
- *спеціалізовані*, які застосовують для радіосистем конкретного стандарту (GPS, IEEE 802.11, WiFi, WLAN, WiMAX та ін.);
- *операційні*, призначені для обробки сигналів довільної форми на частотах в діапазоні від постійного струму до одиниць гігагерц;
- *логарифмуючі*, які застосовують в трактах проміжної частоти для компресії динамічного діапазону вхідного сигналу або для організації автоматичного регулювання рівня вихідної потужності.

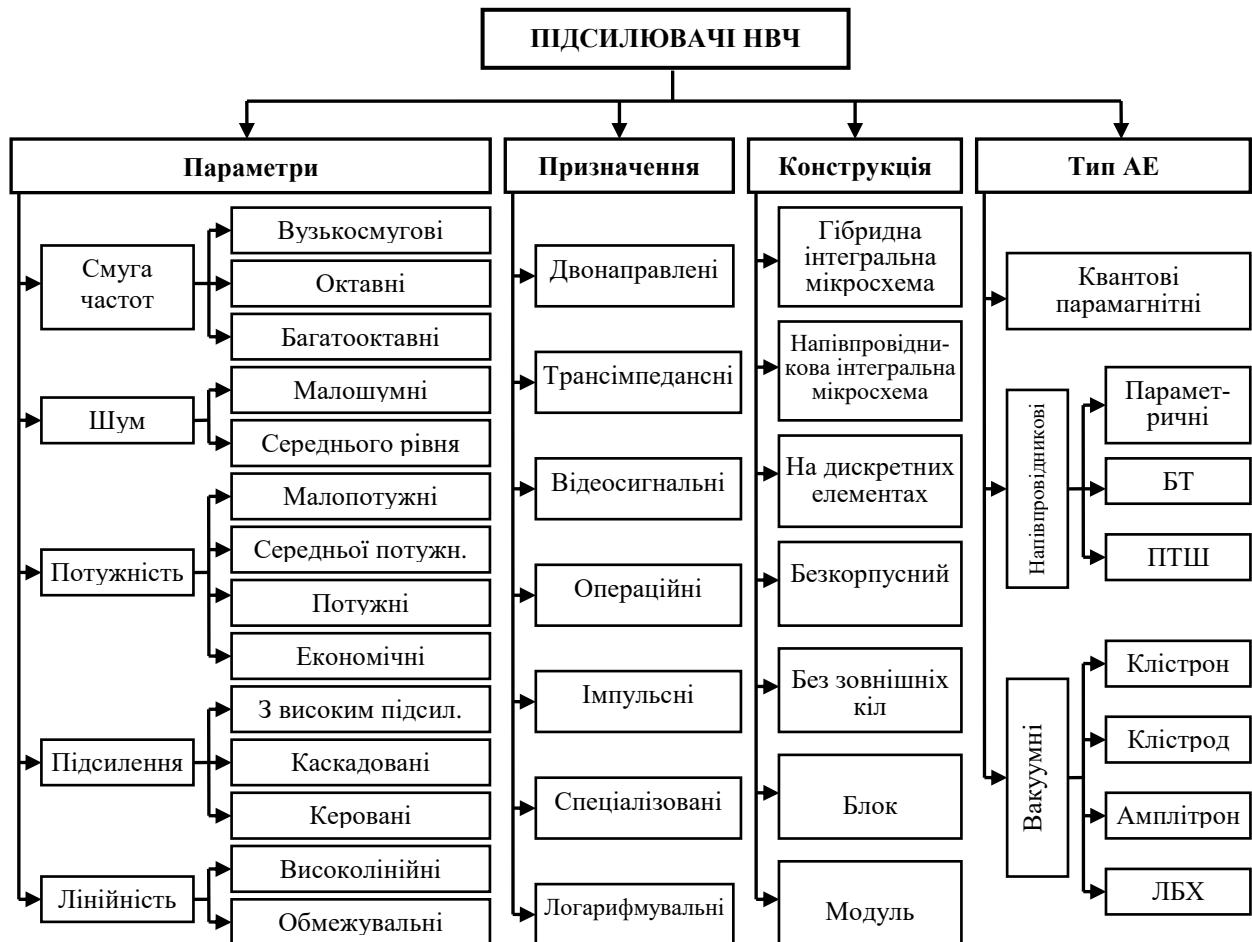


Рис.6.3. Типи підсилювачів НВЧ

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

- *гібридна інтегральна мікросхема*. Виконується з навісними корпусними чи безкорпусними активними елементами;
- *напівпровідникова інтегральна мікросхема*. Поступається гібридним за шумовими показниками і повторювальністю параметрів;
- *на дискретних елементах*;

- *безкорпусне* виконання. Призначене для поверхневого монтажу або з'єднання із мікросмужковою лінією;
- *без зовнішніх кіл*. Передбачає необхідність використання блокувальних компонентів і кіл подачі живлення;
- *блочна* конструкція. Передбачає наявність корпусу з рознімачами для під'єднання до НВЧ-тракту і подачі напруги живлення;
- *модульна* конструкція – функціонально завершений вузол радіоелектронної апаратури, наприклад, приймальний модуль виконує функції підсилення, перетворення частоти, фільтрації і обробки сигналів; модулі реалізуються в основному за гібридно-інтегральною технологією, тобто вони містять декілька кристалів, розташованих на спільній діелектричній підкладці і з'єднаних між собою відрізками мікросмужкових ліній.

Тип активного елемента (АЕ) визначає параметри джерела живлення і умови використання підсилювача.

Квантові парамагнітні підсилювачі (КПП) утворюють окрему групу. В них регенеративне підсилення забезпечується за рахунок перетворення внутрішньої енергії збуджених часток речовини (наприклад, кристала рубіну) на електромагнітну енергію сигналу. Для збудження часток використовують генератор накачки. Для зниження рівня шуму використовують криогенну техніку. Шумова температура може бути отримана близько 4–6 К. КПП обумовлюють найвищу чутливість приймача діапазону НВЧ, якої на сьогодні можливо досягнути. Їх використовують переважно в радіоастрономії і в системах дальньої радіолокації.

Підсилення сигналу в *напівпровідниковому параметричному підсилювачі* (НПП) ґрунтується на перетворенні енергії високочастотних коливань генератора накачки на енергію вхідного сигналу за допомогою нелінійної ємності переходу параметричного діода. НПП забезпечують найменшу шумову температуру в приймачах без спеціальних охолоджувальних пристроїв, а у разі охолодження дещо поступаються КПП (шумова температура 7–8 К за охолодження рідким гелієм, температура кипіння якого 4,2 К), але такі НПП набагато простіші за конструкцією і більш економічні, ніж КПП, оскільки для них не потрібне джерело сильного магнітного поля. В радіоприймальних пристроях систем радіозв'язку і телебачення НПП витісняють більш прості й надійні транзисторні МПП, які майже не поступаються їм за шумовими параметрами.

Транзисторні підсилювачі відзначаються високою чутливістю, низьким рівнем споживання енергії, малими габаритами і масою, великою надійністю і стійкістю до механічного впливу, порівняно невисокою вартістю. Активні елементи підсилювачів – БТ або ПТШ (MESFET – від англ. *metalized semiconductor field-effect transistor*) – зручно поєднуються із смужковими лініями передачі, резонансними пристроями і елементами інтегральних схем. Кремнієві БТ використовують на частотах до 7 ГГц, найбільш широкого застосування набувають ПТШ на основі арсеніду галію.

Відзначимо основні переваги ПТШ порівняно із БТ. Завдяки більш простій і удосконаленій технології виготовлення ПТШ мають менший розкид електричних

параметрів. Струм в них проходить не через $n-p$ -переходи, а між омичними контактами в однорідному середовищі каналу. Завдяки цьому ПТШ мають більш високу лінійність передатної характеристики, у них практично відсутні дробові шуми. Рухливість електронів арсеніду галію в два рази вище, ніж в кремнії, а замість ємностей емітерного і колекторного переходів у ПТШ наявна порівняно мала ємність зворотно зміщеного затвору на бар'єрі Шоттки. Внаслідок цього ПТШ здатні працювати на більш високих частотах, оскільки реалізовані підсилювачі, які працюють на частотах до 200 ГГц. Внутрішній зворотний зв'язок через паразитні ємності в ПТШ незначні, підсилювачі працюють більш стійко в широкому діапазоні частот. Кращі зразки ПТШ на арсеніді галію характеризуються мінімальним коефіцієнтом шуму 0,1–1 дБ на частотах 0,5–18 ГГц і 2–5 дБ на частотах міліметрового діапазону.

Активно розвиваються транзистори на базі інших напівпровідникових матеріалів, таких як кремній-германій (SiGe), нітрид галію (GaN), індій-фосфід галію (InGaP), арсенід алюмінію-галію (AlGaAs), а також БТ з гетеропереходом (НВТ – від англ. *heterojunction bipolar transistor*), кремнієві польові транзистори з боковою дифузією (LDMOS – від англ. *laterally diffused metal oxide semiconductors*), транзистори на гетероструктурах з високою рухливістю електронів (НЕМТ – від англ. *high electron mobility transistor*), у тому числі псевдоморфні (рНЕМТ – від англ. *pseudomorphic high electron mobility transistor*).

Досі широко застосовують *вакуумні* підсилювачі, особливо у разі підвищених вимог до потужності, граничної частоти і лінійності підсилення широкосмугового сигналу. Вакуумні прилади, зокрема, відрізняються високою стійкістю до радіаційного впливу, що дуже важливо для ряду випадків. Для вакуумних приладів характерною є висока напруга живлення – близько десятків кіловольт, що ускладнює їх використання в бортовій і супутниковій апаратурі. Проте сучасні багатопроменеві конструкції здатні забезпечувати високу і надвисоку потужність в умовах робочих напруг, понижених до одиниць кіловольт. Вакуумні підсилювальні прилади досить різноманітні. До них належать однопроменеві і багатопроменеві *клістри*, здатні збуджувати коливання декількох променів, вихідна потужність яких підсумовується; *клістроуди*, які являють собою комбінацію клістрода і тетрода (їм властивий підвищений ККД і лінійність підсилення за високої потужності); однопроменеві та багатопроменеві ЛБХ типу О; *амплітрони* – підсилювальні прилади зі схрещеними електричним і магнітним полями, які забезпечують найбільш високий ККД (до 90%) і надвисоку потужність.

6.3. Однокаскадний транзисторний підсилювач

На рис.6.4 наведена загальна схема підсилення, яка включає власне підсилювач НВЧ, джерело сигналу $E_{дж}$ із внутрішнім опором $Z_{дж}$, навантаження Z_H і блок живлення. Джерело сигналу і навантаження підключені до підсилювача за допомогою відрізків лінії передачі із хвильовим опором W (зазвичай $W=50$ Ом). В режимі узгодження: $Z_{дж} = W$ і $Z_H = W$.

Спрощена структурна схема однокаскадного транзисторного підсилювача складається із транзистора, узгоджувальних кіл (УК), кіл живлення (КЖ) і розділювальних елементів (РЕ).

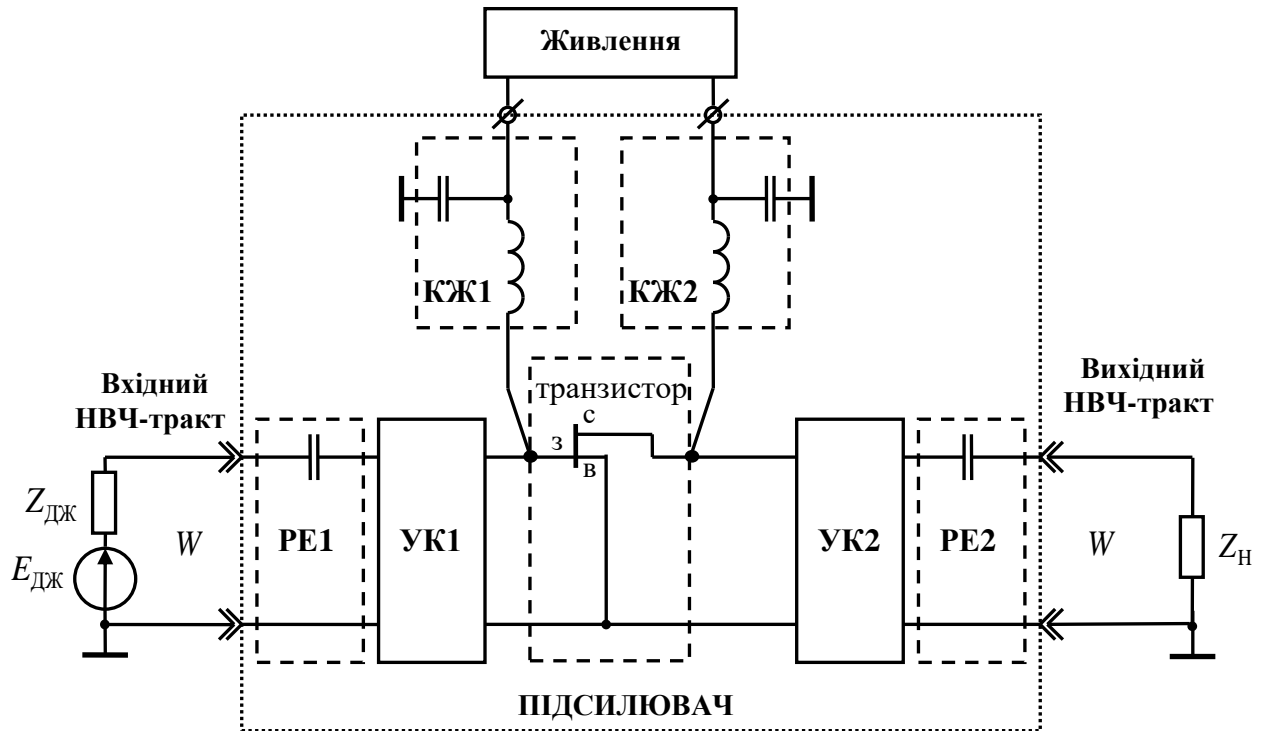


Рис.6.4. Структурна схема транзисторного підсилювача

НВЧ-транзистор характеризується S -параметрами – комплексними елементами матриці розсіювання. Виробники транзисторів повідомляють S -параметри і шумові параметри транзистора на дискретному ряді частот для оптимальних режимів за постійним струмом. Транзистор відповідає потенційним характеристикам тільки в тому випадку, коли він правильно навантажений, тобто коли опори вхідного і вихідного НВЧ-трактів у площині транзистора досягають необхідних значень. УК служать для трансформації опорів вхідного і вихідного НВЧ-трактів до оптимальних значень. Якщо в УК відбувається поглинання енергії, то вони називаються *дисипативними*, якщо втрати відсутні – *реактивними*, а якщо в них наявні активні елементи і має місце зовнішня подача енергії – *активними*. Оскільки у вузькосмугових підсилювачах найважливішим є коефіцієнт шуму, то УК таких підсилювачів повинні мати мінімум активних втрат, тому їх будують на реактивних елементах, як правило, із розподіленими параметрами. Зазвичай вузькосмугові УК виконують у вигляді Γ -подібних ланок або інших комбінацій з відрізків мікросмужкових ліній, при цьому широко застосовують короткозамкнені і розімкнуті шлейфи і чвертьхвильові трансформатори повних опорів.

КЖ повинні забезпечувати мінімальне розузгодження і втрати в НВЧ-трактах у робочому діапазоні частот за одночасної можливості подання через них постійної напруги на електроди транзистора. Простим КЖ є LC -коло, підключене до НВЧ-тракту.

РЕ повинні забезпечувати мінімальне розузгодження і втрати в НВЧ-трактах у робочому діапазоні частот і повну розв'язку за постійним струмом КЖ з вхідним і вихідним НВЧ-трактами. Найпростішим РЕ є послідовно включений конденсатор.

У випадку використання підсилювача опір навантаження і джерела сигналу можуть відрізнятись від стандартного хвильового опору НВЧ-тракту, для якого розроблений підсилювач. Тому необхідно аналізувати стійкість підсилювача для всіх можливих у ході експлуатації опорів навантаження і джерела сигналу. Стійкість транзистора визначають S -параметри транзистора і опори, на які він навантажений. На порівняно низьких частотах транзистор має явні не взаємні властивості і підсилювач працює стійко. В діапазоні НВЧ транзистор значно втрачає властивість не взаємності через наявність паразитних зворотних зв'язків (як внутрішніх, так і зовнішніх), тому в умовах деяких $Z_{ДЖ}$ і $Z_{Н}$ в площині транзистора підсилювач може збуджуватися.

Самозбудження можливе тільки тоді, коли активна частина вхідного і (або) вихідного опору транзистора стане негативною. Негативному активному опору відповідає коефіцієнт відбиття, модуль якого більший одиниці. Розрізняють поняття безумовної і умовної стійкості підсилювача. Підсилювач вважають *безумовно* (абсолютно) *стійким* у заданому діапазоні частот, якщо він не збуджується в цьому діапазоні за підключення до транзистора будь-яких комплексних опорів $Z_{ДЖ}$ і $Z_{Н}$ із додатними активними складниками. Якщо існують значення опорів $Z_{ДЖ}$ і $Z_{Н}$, за яких підсилювач здатен самозбуджуватися, він являється *умовно стійким* (потенційно стійким, потенційно нестійким).

Умови абсолютної стійкості термінами S -параметрів можна подати так [16]:

$$\begin{aligned} |s_{12}s_{21}| &< 1 - |s_{11}|^2, \\ |s_{12}s_{21}| &< 1 - |s_{22}|^2, \\ |s_{12}s_{21}| &< 1 + |s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2. \end{aligned} \quad (6.14)$$

Останню нерівність звичайно записують у вигляді $k_C > 1$, де параметр

$$k_C = \frac{1 + |s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}{2|s_{12}s_{21}|}$$

– *коефіцієнт стійкості*. Умова $k_C > 1$ необхідна, але недостатня для абсолютної стійкості підсилювача. Це означає, що можливе одночасне комплексно-спряжене узгодження на вході і виході транзистора. Якщо $k_C < 1$, транзистор можна узгодити тільки з однієї сторони. Випадок $k_C = 1$ є граничним за можливості двостороннього узгодження.

Порушення будь-якої умови (6.14) вказує на те, що підсилювач є умовно стійкий, тобто за певних опорів джерела і навантаження він може збуджуватися.

У випадку умовної стійкості підсилювача важливо визначити області допус-

тимих опорів на вході і виході в площині транзистора, за яких транзистор буде працювати стійко.

Під час розробки підсилювачів НВЧ бажано використовувати транзистори, які знаходяться в області безумовної стійкості. Якщо транзистор не задовольняє умови абсолютної стійкості, його переводять в цю область послідовним або паралельним увімкненням стабілізуючого резистора у вихідне коло. Стабілізуючий резистор компенсує негативну дійсну частину вихідного опору в усьому частотному діапазоні, завдяки чому еквівалентний активний елемент стає абсолютно стійким.

Відповідним вибором параметрів узгоджувальних кіл $УК_1$ і $УК_2$ можна забезпечити різні режими роботи підсилювача. Найбільш часто використовують режими екстремального підсилення і мінімального шуму.

Режим екстремального підсилення реалізується у випадку, коли не стоїть завдання отримати мінімальні шумові параметри (наприклад, у процесі проектування кінцевих каскадів чи підсилювачів потужності). Тоді узгоджувальні кола $УК_1$ і $УК_2$ розробляють так, щоб коефіцієнти відбиття на вході і виході транзистора дорівнювали нулю.

Коефіцієнт шуму підсилювача залежить від опору джерела сигналу, підведеного до електродів транзистора, і може бути мінімізованим вибором цього опору. Забезпечення дещо меншого коефіцієнта шуму називають оптимальним *розузгодженням за шумами*. Під час розробки малошумних каскадів підсилення вхідне $УК_1$ будують таким чином, щоб воно трансформувало опір джерела сигналу до деякого оптимального значення, а вихідне $УК_2$, як і в попередньому випадку, для досягнення мінімального вихідного коефіцієнта відбиття. При цьому у загальному випадку максимально можливого підсилення не досягають.

В підсилювачах на БТ переважно використовують схему включення зі спільним емітером, за якої забезпечується безумовна стійкість в широкому діапазоні частот. В широкосмугових підсилювачах застосовують включення транзистора за схемою зі спільним емітером і спільною базою. Підсилювачі на ПТШ будують за схемою зі спільним витоком.

Як приклад на рис.6.5 приведена принципова схема однокаскадного МШП на біполярному транзисторі [17]. Транзистор включений за схемою із загальним емітером. Режим за постійним струмом забезпечують резистори R_1 , R_2 , R_3 , конденсатори C_2 і C_3 – блокувальні (забезпечують коротке замикання на НВЧ та розрив кола за постійним струмом). Узгодження підсилювача і налаштування його на заданий частотний діапазон відбувається за допомогою конденсаторів C_1 , C_4 і відрізків МСЛ завдовжки l_1 , l_2 , l_3 і l_4 , приблизно рівних чверті довжини хвилі на центральній частоті робочого діапазону. Конденсатори C_1 і C_4 також виконують роль розділювальних (забезпечують розв'язку за постійним струмом КЖ з вхідною і вихідною лініями). На вході Г-подібне $УК_1$ утворене відрізками МСЛ завдовжки l_1 , l_2 , аналогічно на виході $УК_2$ утворено відрізками МСЛ l_3 , l_4 . Короткозамкнені на НВЧ (через C_2 і C_3) шлейфи l_1 і l_4 одночасно служать для подачі живлення на електроди транзистора. $УК_1$ і $УК_2$ забезпечують узгодження МСЛ

стандартного хвильового опору W , підведених до транзистора, з вхідним і вихідним опорами транзистора. R_4 – стабілізуючий резистор для запобігання самозбудження підсилювача.

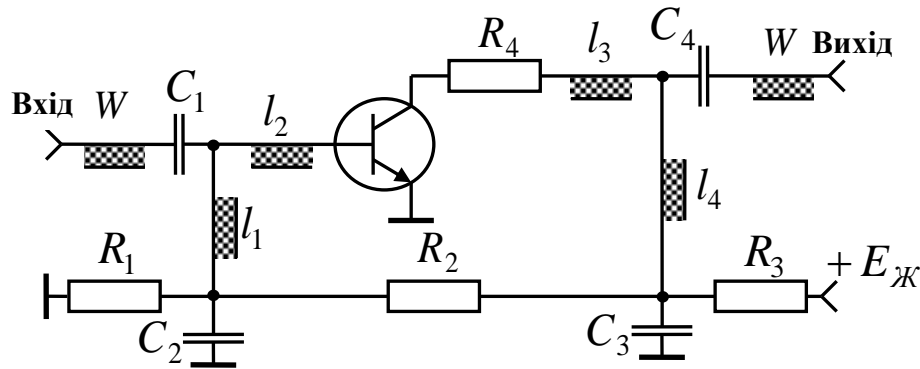


Рис.6.5. Однокаскадний МПП

Коефіцієнт шуму підсилювача вищий, ніж мінімальний коефіцієнт шуму транзистора, на якому реалізований підсилювач. Це обумовлено неможливістю точної реалізації в діапазоні частот оптимального опору джерела. Крім того, втрати в колах, увімкнених перед транзистором, також роблять внесок у збільшення коефіцієнта шуму каскаду. У підсилювачі із смугою пропускання 10–50% коефіцієнт шуму перевищує зазвичай коефіцієнт шуму транзистора не більше ніж на декілька десятків децибел.

6.4. Принцип дії балансного підсилювача

Протиріччя між узгодженням за потужністю і розузгодженням за шумами, яке має місце в схемі однокаскадного підсилювача долається у балансному підсилювачі. Балансний підсилювач (рис.6.6) складається із двох квадратурних мостів і двох однакових активних елементів. До одного із плечей кожного моста підключене узгоджене навантаження [18].

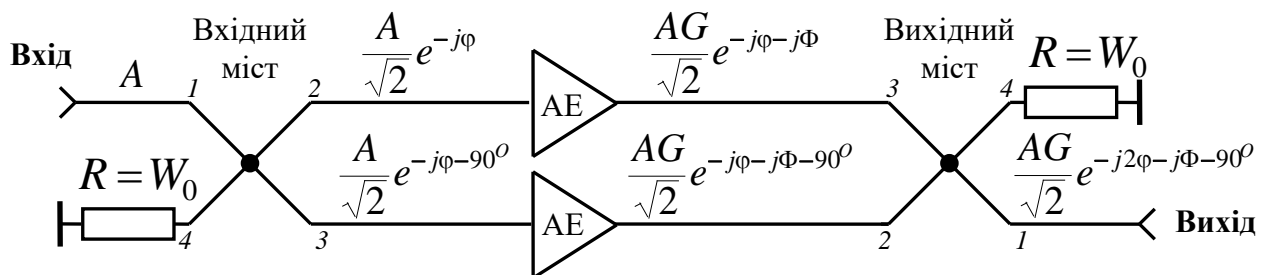


Рис.6.6. Балансний підсилювач

Проходження НВЧ-сигналу через балансний підсилювач показано на рис.6.6. Сигнал, амплітудою A , поданий на плече 1 вхідного мосту, ділиться на дві рівні частини за потужністю в плечах 2 і 3. Причому згідно з властивостями квадратурного мосту, якщо фаза сигналу, який надходить у плече 2, дорівнює $(-\varphi)$ відносно сигналу, який надходить у плече 1, то фаза сигналу, який надходить у плече 3 дорівнює $(-\varphi - 90^\circ)$. З виходів вхідного мосту сигнали надходять на під-

силювальні елементи з однаковими коефіцієнтами передачі $Ge^{-j\Phi}$. Підсилені сигнали надходять у плечі 3 і 2 вихідного мосту. Оскільки міст симетричний, то під час проходження сигналу із плеча 3 в плече 4 і з плеча 2 в плече 1 фаза змінюється на $(-\varphi)$. А під час проходження із плеча 3 в плече 1 і із плеча 2 в плече 4 – на $(-\varphi-90^\circ)$. В результаті в плечі 4 вихідного мосту коливання не збуджуються, оскільки сигнали, які надійшли з плечей 2 та 3, знаходяться в протифазі. В плечі 1 маємо підсилений сигнал з додатковим зсувом за фазою $(-2\varphi-\Phi-90^\circ)$.

Реальні підсилювальні елементи не є ідеально узгоджені із НВЧ-трактом за входом і виходом. Через це мають місце відбиті сигнали. Розглянемо проходження сигналів відбитих від входів підсилювальних елементів. Ці рівні за амплітудою сигнали діляться навпіл і підсумовуються в плечі 1 вхідного мосту в протифазі, а в плечі 4 – у фазі. Аналогічно сигнали, відбиті від виходів підсилюючих елементів, поглинаються у навантаженні плеча 4 вихідного мосту. Таким чином, за ідеальних характеристик мостів і однакових підсилювальних елементів балансний підсилювач повністю узгоджений за своїми входами. В реальних конструкціях використання балансної схеми дозволяє значно зменшити коефіцієнт стоячої хвилі (КСХ) входу і виходу підсилювача.

Балансна схема порівняно із схемою однокаскадного підсилювача має такі основні переваги:

- у 2 рази збільшується максимальна вихідна потужність не залежно від того, чи обмежена вона типом використаного підсилювального елемента, чи напругою живлення;
 - низький КСХ входу і виходу підсилювача.
- Недоліки балансної схеми:
- у 2 рази більша кількість елементів схеми, що підвищує масогабаритні показники, трудомісткість виготовлення і ймовірність відмови;
 - у 2 рази більше вживання струму.

Контрольні питання

1. Яке функціональне призначення підсилювача?
2. На що вказує коефіцієнт підсилення за потужністю?
3. Яким чином визначається за замовчуванням робочий діапазон частот підсилювача?
4. Якими параметрами кількісно характеризують лінійні викривлення підсилювача?
5. Якими параметрами характеризують узгодження підсилювача із НВЧ-трактом?
6. Що називають динамічним діапазоном підсилювача НВЧ?
7. Яким чином проявляються нелінійні викривлення підсилювача?
8. За яким параметром оцінюють рівень інтермодуляційних продуктів третього порядку?
9. Як оцінюють ККД підсилювача НВЧ?

10. Що називають коефіцієнтом шуму підсилювача?
11. Що характеризує шумова температура підсилювача?
12. Як оцінюють коефіцієнт шуму каскадного підсилювача?
13. За якими основними ознаками класифікують підсилювачі НВЧ?
14. Які типи підсилювачів НВЧ розрізняють за фундаментальними параметрами?
15. Які типи підсилювачів НВЧ розрізняють за призначенням?
16. Які типи підсилювачів НВЧ розрізняють за конструктивним виконанням?
17. Які види підсилювачів НВЧ розрізняють за типом АЕ?
18. Які підсилювачі НВЧ називають малошумними?
19. Якого типу підсилювачі НВЧ мають найвищу чутливість?
20. У чому полягають переваги транзисторних підсилювачів?
21. Які типи вакуумних підсилювачів і досі широко застосовують?
22. Які основні структурні елементи містить схема однокаскадного транзисторного підсилювача і в чому їх призначення?
23. У чому полягає значення аналізу стійкості підсилювача НВЧ?
24. У чому різниця режимів екстремального підсилення і розузгодження за шумами?
25. Як пояснити, що за ідеальних характеристик мостів і однакових підсилювальних елементів балансний підсилювач повністю узгоджений за своїми входами?
26. У чому переваги і недоліки балансної схеми порівняно зі схемою однокаскадного підсилювача?

7. Перетворювачі частоти

7.1. Змішувачі

Перетворення частоти – це процес перенесення спектра радіосигналу з одного частотного діапазону в інший зі збереженням його структури. Перетворення частоти застосовують у супергетеродинних приймачах, у збуджувачах і гетеродинах для перенесення сітки стабільних частот, у ретрансляторах для зсуву частоти передачі відносно частоти прийому і т.д.

Перетворення частоти в супергетеродинних приймачах дозволяє перейти від *високої частоти* (ВЧ) до *проміжної частоти* (ПЧ), на якій забезпечується висока вибірковість і здійснюється основне підсилення радіосигналу. Чутливість таких приймачів досягає $10^{-17} - 10^{-18}$ Вт тоді як чутливість приймачів прямого підсилення складає лише $10^{-12} - 10^{-13}$ Вт. Для НВЧ супергетеродинних приймачів типові значення ПЧ $f_{ПЧ} = 20 - 300$ МГц. У міліметровому діапазоні часто застосовують трикратне перетворення частоти, у такому випадку перша ПЧ знаходиться у НВЧ-діапазоні й може досягати $f_{ПЧ} = 1 - 2$ Гц і вище.

Наприклад, розглянемо приймальний тракт супергетеродинного приймача (рис.7.1). Перетворення частоти здійснюється у *змішувачі* (англійською мовою – *mixer*), основою якого є нелінійний *перетворювальний елемент* (ПЕ). До змішу-

вальної секції, у який розміщують ПЕ, наприклад напівпровідниковий діод, підводять прийнятий радіосигнал та сигнал від гетеродина.

Гетеродин (англійською мовою – *heterodyne*, або *local oscillator*) – це допоміжний генератор високостабільних гармонійних коливань з частотою f_{Γ} , призначений для параметричного керування змішувачем. Найчастіше у НВЧ-змішувачах

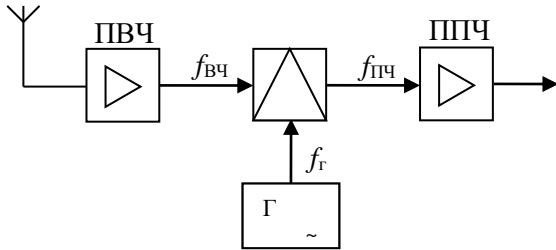


Рис.7.1. Структурна схема приймального тракту супергетеродинного приймача

це малопотужний генератор на діоді Ганна. Потужність коливань гетеродина, що надходить до змішувача мала (0,2 – 10 мВт), але вона все одно набагато вища потужності прийнятого сигналу, який звичайно підсилюють за допомогою підсилювача високої частоти (ПВЧ). Змішувач з'єднують із ВЧ-колами приймача і входними колами підсилювача проміжної частоти (ППЧ).

Перетворення частоти відбувається завдяки нелінійності характеристик ПЕ. За характером опору ПЕ розрізняють *резистивні* (мають нелінійну ВАХ) і *реактивні* (зазвичай *ємнісні*) перетворювачі; за типом ПЕ розрізняють *пасивні* (діодні) і *активні* (транзисторні) перетворювачі; за схемою вмикання нелінійного елемента розрізняють *небалансні*, або *однотактні* (англійською мовою – *single-ended (SE)*), *балансні*, або *двотактні* (англійською мовою – *single-balanced (SB)*) і *подвійні балансні*, або *кільцеві* (англійською мовою – *double-balanced (DB)*) змішувачі. Змішувачі можуть бути побудовані на базі різноманітних ліній передачі: хвилеводів, коаксіальних, смужкових та мікросмужкових ліній.

У радіотехніці НВЧ-діапазону поширені діодні змішувачі, ПЕ яких є обернені тунельні діоди (ОТД), варикапи, точково-контактні діоди (ТКД) і діоди з бар'єром Шоттки (ДБШ). ДБШ мають більш високі електричну і механічну міцності, відтворюваність параметрів, більш круту ВАХ і менший коефіцієнт шуму (на 2–5 дБ) порівняно з ТКД. Однак ДБШ, у свою чергу, потребують більшої потужності гетеродина, ніж ТКД. ОТД, у яких застосовують зворотню гілку ВАХ, відзначаються високою крутизною характеристики поблизу нуля координат, що дозволяє використовувати їх за малої потужності гетеродина ($P_{\Gamma} \sim 0,1\text{--}0,2$ мВт). Крім того, важливою перевагою обернених діодів є низький рівень флікер-шумів, потужність яких обернено пропорційна частоті, що має суттєве значення у процесі конструювання змішувачів з низьким значенням ПЧ.

7.2. Перетворення частот у змішувачі

Спрощена еквівалентна схема змішувального діода має вигляд (рис.7.2). Корисним елементом для роботи змішувача є нелінійна провідність замикального (бар'єрного) шару $g(u)$, завдяки чому змішувальні діоди часто називають *варисторами*. Інші елементи еквівалентної схеми: опір втрат діода R_B і нелінійна ємність $C(u)$ паразитні і призводять до втрат потужності перетвореного сигналу. Нелінійність ємності $C(u)$ призводить до виникнення унаслідок перетворення сиг-

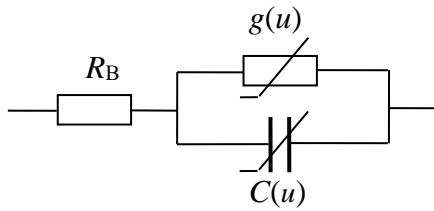


Рис.7.2. Еквівалентна схема змішувального діода

налу вищих комбінаційних частот. У діапазоні $\lambda \leq 2-3$ см можна знехтувати впливом нелінійної ємності діода $C(u)$ і опором втрат R_B . У результаті змішувальний діод можна подати у вигляді нелінійної провідності $g(u)$ і ємності $C(t)$, які змінюються під впливом напруги гетеродина.

Змішувач для сигналу гетеродина повинен бути нелінійний, а для прийнятого сигналу – лінійний. Амплітудна характеристика змішувача лінійна до рівнів сигналу $P \leq 100$ мкВт, за умови $P = 0,1-1$ мВт вона стає нелінійною, зростають втрати перетворення і амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) вихідного сигналу починає спотворюватися.

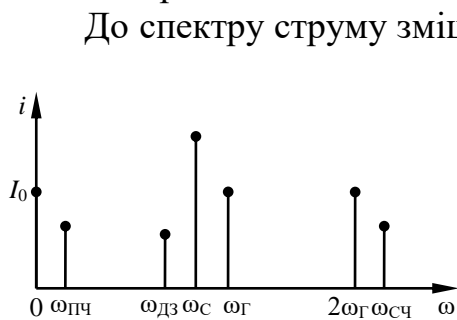


Рис.7.3. Частотний спектр вихідного струму змішувача

До спектру струму змішувального діода (рис.7.3) входять: стала складова I_0 , гармоніки гетеродина ω_G і сигналу ω_C , а також численні комбінаційні складові з частотами $\omega = \pm m\omega_C \pm n\omega_G$, де m і n – цілі числа. На відміну від детекторного діода, робочу точку якого у відсутності сигналу вибирають на ВАХ у початку координат ($I_0 = 0$), або за $I_0 \approx 10-20$ мкА за рахунок джерела прямого зсуву, у змішувального діода $I_0 \approx 0,5-1$ мА за рахунок випрямленої напруги гетеродина. Якщо умова $u_C \ll u_G \approx 1$ В, змішувач здійснює лінійне перетворення спектра сигналу.

На виході змішувача фільтр виділяє основний продукт перетворення – *різницеву (проміжну) частоту* $\omega_{ПЧ} = \omega_C - \omega_G$, або $\omega_{ПЧ} = \omega_G - \omega_C$, яка повинна бути досить висока для зниження впливу шумів. Змішувачі з перетворенням першого типу ($\omega_C > \omega_G$) називають змішувачами з *верхньою бічною смугою*, тому що вони приймають смугу частот сигналу, розташовану вище частоти гетеродина. У другому випадку, якщо $\omega_C < \omega_G$, йдеться про змішувач з *нижньою бічною смугою*.

Крім різницевої частоти в резистивних змішувачах приблизно таку ж амплітуду мають коливання *сумарної частоти* (СЧ) $\omega_{СЧ} = \omega_C + \omega_G$.

Поряд з ефектом прямого перетворення частоти діодним змішувачам притаманний також і ефект *зворотного перетворення*. Напруга ПЧ ($\omega_{ПЧ} = \omega_C - \omega_G$), що з'являється на виході змішувача, взаємодіє з напругою гетеродина, що утворює на вході змішувача напруги з частотою сигналу $\omega_C = \omega_G + \omega_{ПЧ}$. Ефект зворотного перетворення обумовлений наявністю сильного зворотного зв'язку в змішувачі, тому що він є взаємним пристроєм і каналізує енергію в обох напрямках. Крім того, діодним змішувачам властивий ефект *вторинного перетворення*. У результаті дії на виході змішувача напруги ПЧ можлива поява на вході змішувача так званої *дзеркальної частоти* (ДЗЧ) $\omega_{ДЗ} = \omega_G - \omega_{ПЧ}$. Виникнення коливань ДЗЧ

можливе також у результаті взаємодії між напругою сигналу і другою гармонікою гетеродина $\omega_{ДЗ} = 2\omega_{Г} - \omega_{С}$. Амплітуда цих коливань ДЗЧ дещо менша, тому що друга гармоніка гетеродина, що виникає у змішувачі, приблизно у 2 рази (на 3–5 дБ) нижча за амплітудою, ніж перша.

Комбінаційні частоти $\omega_{СЧ}$ і $\omega_{ДЗ}$ небажані, паразитні продукти перетворення, тому що на їх утворення витрачається частина корисної потужності сигналу $P_{С}$. З усіх комбінаційних частот найбільший внесок до втрат перетворення робить ДЗЧ, тому НВЧ-змішувач розглядають як шестиполіусник з трьома парами полюсів для $\omega_{С}$, $\omega_{ДЗ}$ і $\omega_{ПЧ}$, підключеними до відповідних навантажень. При цьому гетеродин і коло постійного струму вважають складовими частинами змішувача. Якщо умови узгодження на $\omega_{С}$ і $\omega_{ДЗ}$ практично однакові, змішувачі називають *широкосмуговими*, у противному разі – *вузькосмуговими*.

7.3. Основні параметри змішувачів

Коефіцієнт перетворення (передачі) – відношення амплітуд сигналів на виході і вході змішувача:

$$k_{ПЕРU} = U_{ПЧ}/U_{С}, \quad (7.1)$$

де $U_{С}$ – напруга сигналу на вході; $U_{ПЧ}$ – напруга ПЧ на виході змішувача.

Коефіцієнт перетворення (передачі) за потужністю – відношення потужностей сигналів на виході і вході змішувача:

$$k_{ПЕРP} = P_{ПЧ}/P_{С}, \quad (7.2)$$

де $P_{С}$ – потужність сигналу на вході; $P_{ПЧ}$ – потужність ПЧ на виході змішувача.

Втрати перетворення – величина обернена до коефіцієнта перетворення за потужністю, виражена в децибелах:

$$L_{ПЕР} = -10\lg k_{ПЕРP} = 10\lg(P_{С}/P_{ПЧ}). \quad (7.3)$$

Втрати перетворення змішувача складаються з втрат на відбиття на вході і виході, втрат у діоді, втрат у пасивних елементах змішувача. З урахуванням втрат в активному опорі діода і просочування сигналу в тракт гетеродина сумарні втрати можуть досягати 8–10 дБ. У сантиметровому діапазоні типовими є втрати перетворення – 3–7 дБ; у міліметровому – 5–10 дБ.

Коефіцієнтом шуму змішувача називають величину, яка показує, у скільки разів відношення потужності сигналу і шуму на вході пристрою більше відношення потужності сигналу і шуму на його виході

$$k_{Ш} = \frac{P_{СВХ}/P_{ШВХ}}{P_{СВИХ}/P_{ШВИХ}}, \text{ або } K_{Ш} = 10\lg(k_{Ш}) = 10\lg\left(\frac{P_{СВХ}/P_{ШВХ}}{P_{СВИХ}/P_{ШВИХ}}\right). \quad (7.4)$$

Коефіцієнт шуму перетворювача частоти враховує коефіцієнт шуму діода, втрати перетворення і коефіцієнт шуму ППЧ.

Сучасні змішувачі мають коефіцієнт шуму в межах від 4–9 дБ у сантиметровому до 7–12 дБ у міліметровому діапазонах. Коефіцієнт шуму пасивних змішувачів кількісно дорівнює втратам перетворення. Коефіцієнт шуму активних змішувачів залежить від конфігурації схеми і типів використаних у ній елементів. Власні шуми змішувача, реалізованого на діодах Шоттки не перевищують значення 0,5 дБ, тому їх часто не враховують. Шуми гетеродина на частоті сигналу з приглушенням дзеркального каналу ~ 3 дБ.

Нормований коефіцієнт шуму (часто наведений у довідниках) $K_{\text{ШНОРМ}}$ визначають за $k_{\text{ШППЧ}} = \sqrt{2}$ або $K_{\text{ШППЧ}} = 1,5$ дБ. У сантиметровому діапазоні для змішувачів на ДБШ типовими є значення $K_{\text{ШНОРМ}} = 5 - 9$ дБ за $f_{\text{ПЧ}} > 10$ МГц.

Відносна шумова температура ($T_{\text{Ш}}$), або *шумове відношення* перетворювача дорівнює відношенню потужності шумів на вході змішувача і потужності теплових шумів на входному опорі за температури навколишнього середовища $T_0 = 293$ К:

$$T_{\text{Ш}} = \frac{P_{\text{ШВИХ}}}{kT_0\Delta f_{\text{ППЧ}}}, \quad (7.5)$$

де $P_{\text{ШВИХ}}$ – потужність шумів змішувача на ПЧ у смузі частот $\Delta f_{\text{ПЧ}}$; $\Delta f_{\text{ППЧ}}$ – еквівалентна шумова смуга пропускання ППЧ, $k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – стала Больцмана. Типове значення шумової температури змішувачів НВЧ-діапазону – $T_{\text{Ш}} = 0,5 - 1,5$.

Вихідний опір $R_{\text{ВИХ}}$ – активна складова опору діода на ПЧ, звичайно $R_{\text{ВИХ}} = 150 - 700$ Ом.

Максимально допустима розсіяна потужність – рівень потужності, у разі перевищення якого можливе погіршення параметрів або навіть вигорання випрямляючого контакту. В сантиметровому діапазоні допустима потужність діодних змішувачів в безперервному режимі складає $P_{\text{max}} = 20 - 50$ мВт, в імпульсному – $P_{\text{max}} = 100 - 500$ мВт.

Коефіцієнт приглушення сигналу ДЗЧ – відношення потужностей сигналів ПЧ і дзеркальної частоти $P_{\text{ДЗ}}$ на виході змішувача:

$$k_{\text{ДЗ}} = P_{\text{ДЗ}}/P_{\text{ПЧ}}, \text{ або } K_{\text{ДЗ}} = 10 \lg(P_{\text{ПЧ}}/P_{\text{ДЗ}}). \quad (7.6)$$

Для малопотужних сигналів ($P_C < 0,1$ мВт) змішувач можна вважати лінійним пристроєм, тобто амплітудо-частотні спектри вхідного і вихідного сигналів практично не відрізняються, при цьому коефіцієнт передачі змішувача не залежить від потужності сигналу P_C . Якщо $P_C \geq 0,1 - 1$ мВт, амплітудна характеристика стає нелінійною, коефіцієнт перетворення зменшується.

Максимальну потужність вхідного сигналу, за якої коефіцієнт перетворення зменшується у задане число разів (частіше за все на 1 дБ) порівняно з його величиною у разі малих сигналів, називають *потужністю насичення* $P_{\text{НАС}}$.

Відношення потужності насичення $P_{\text{НАС}}$ і порогової потужності приймача $P_{\text{ПОР}}$, за яких на виході потужність сигналу дорівнює потужності шумів, характе-

ризує динамічний діапазон вхідних сигналів, що відповідає лінійній ділянці амплітудної характеристики змішувача, який визначають як

$$D = 10 \lg P_{\text{НАС}} / P_{\text{ПОР}} \quad (7.7)$$

Для змішувачів НВЧ-діапазону $P_C \sim 0,1\text{--}1$ мВт і $D \sim 70\text{--}100$ дБ. За наявності у схемі приймача МШП динамічний діапазон визначають параметри підсилювача.

Діапазон частот і якість узгодження змішувача визначають за кожним з портів $f_C, f_T, f_{ДЗ}$. Для оцінки інтермодуляційних складових на виході змішувача застосовують параметр $IP3$ і пов'язаний з ним рівень сигналу гетеродина. Рівень коливань гетеродина не повинен впливати на роботу змішувача. Для пасивних подвійних балансних діодних змішувачів необхідний рівень сигналу гетеродина від +7 до +23 дБм, для активних – у межах від –20 до +30 дБм.

7.4. Небалансні змішувачі

Небалансний, або одноктактний змішувач (НБЗ) у найпростішому випадку складається зі схеми додавання (суматора) коливань НВЧ (зазвичай цю роль виконує спрямований відгалужувач) і однопівперіодичного випрямляча на змішувальному діоді. Еквівалентна схема одноктактного змішувача наведена на рис.7.4,а. Для селекції прийнятого радіосигналу на вході змішувача вмикають смугопропускний фільтр (СПФ) – преселектор.

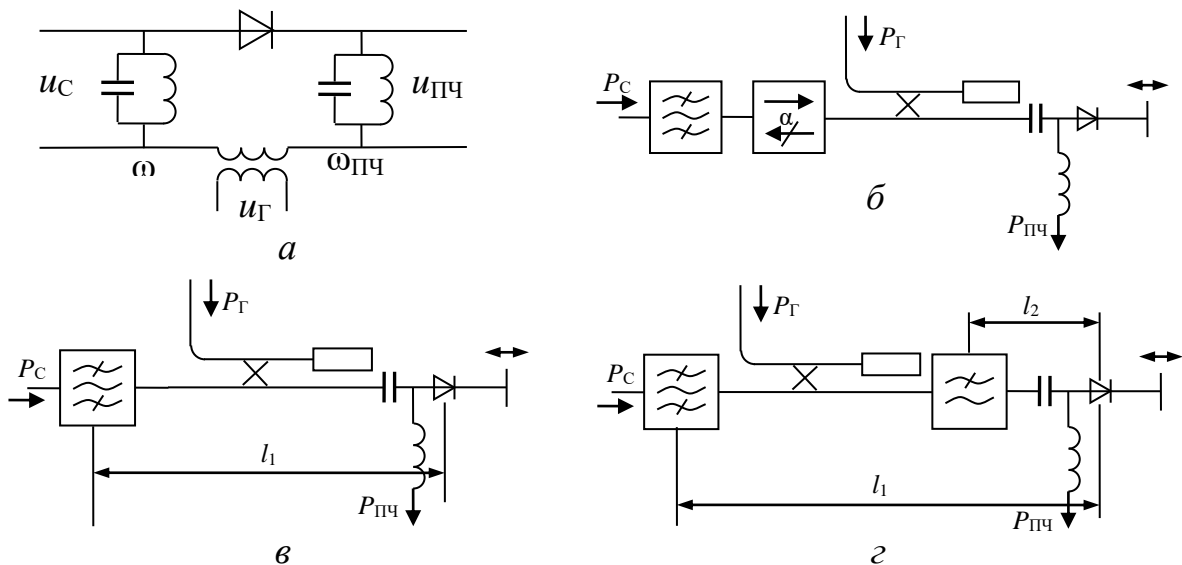


Рис.7.4. Одноктактні змішувачі: а – еквівалентна схема; б – узгоджений за входом; в – з відбиттям ДЗЧ; г – з відбиттям ДЗЧ і СЧ

Розглянемо алгоритм перетворення частоти однотонового сигналу $u_C(t) = U_C \cos(\omega_C t + \varphi_C)$ цим (найпростішим) змішувачем. Подамо коливання сигналу гетеродина у вигляді $u_T(t) = U_T \cos(\omega_T t + \varphi_T)$, де амплітуда U_T , частота ω_T і початкова фаза φ_T коливань гетеродина – сталі величини. Причому $|\omega_C - \omega_T| \gg \omega_C, \omega_T$. ВАХ діода можна подати у вигляді апроксимації степеневим поліномом $i(t) = I_0 + a_1 u(t) + a_2 u^2(t) + \dots$. З погляду перетворення частоти суттєве

значення має тільки квадратичний член, тому далі будемо вважати, що ВАХ має квадратичну характеристику, тобто $i(t) = a_2 u^2(t)$. Тоді струм діода можна записати так:

$$\begin{aligned} i(t) &= a_2 (u_C(t) + u_\Gamma(t))^2 = a_2 (U_C \cos(\omega_C t + \varphi_C) + U_\Gamma \cos(\omega_\Gamma t + \varphi_\Gamma))^2 = \\ &= a_2 (U_C^2 \cos^2(\omega_C t + \varphi_C) + U_\Gamma^2 \cos^2(\omega_\Gamma t + \varphi_\Gamma) + 2U_C U_\Gamma \cos(\omega_C t + \varphi_C) \cos(\omega_\Gamma t + \varphi_\Gamma)) = \\ &= \frac{1}{2} a_2 (U_C^2 + U_\Gamma^2) + \frac{1}{2} a_2 U_C^2 \cos[2(\omega_C t + \varphi_C)] + \frac{1}{2} a_2 U_\Gamma^2 \cos[2(\omega_\Gamma t + \varphi_\Gamma)] + \\ &+ a_2 U_C U_\Gamma \cos[(\omega_C + \omega_\Gamma)t + (\varphi_C + \varphi_\Gamma)] + a_2 U_C U_\Gamma \cos[(\omega_C - \omega_\Gamma)t + (\varphi_C - \varphi_\Gamma)]. \end{aligned}$$

Перший складник виразу не залежить від часу і визначає приріст сталого струму; другий і третій – визначають відповідно гармоніки з частотами $2\omega_C$ і $2\omega_\Gamma$; четвертий – сигнал комбінаційної частоти $\omega_C + \omega_\Gamma$; п'ятий – сигнал комбінаційної частоти $\omega_C - \omega_\Gamma$. Причому, другий, третій і четвертий складники належать області високих частот, а от п'ятий – області низьких частот і являє собою різницеву частоту.

Для виділення різницевої частоти на виході змішувача вмикають фільтр нижніх частот (ФНЧ) або СПФ. Таким чином, у результаті перетворення амплітуда, частота і фаза вхідного сигналу переносяться на коливання ПЧ змішувача. Розглянуте перетворення сигналу є лінійним, а пристрій – лінійним перетворювачем або змішувачем. З виділенням різницевої частоти структура сигналу повністю зберігається лише у випадку, коли $\omega_C > \omega_\Gamma$, якщо $\omega_\Gamma > \omega_C$, то спектр сигналу дзеркально відображується за частотою.

Для працездатності змішувачів у процесі їх конструювання необхідно забезпечити: узгодження діода з хвильовим опором лінії передачі; електричну розв'язку НВЧ-ланцюгів з ланцюгами ПЧ; замикання на землю (заземлення) струмів ПЧ з боку входу НВЧ; замикання на землю НВЧ-струмів з боку виходу ПЧ.

На рис. 7.4, б-г показані спрощені схеми основних типів небалансних діодних змішувачів. Звичайно змішувач узгоджений із входом ППЧ, тому потужність ПЧ передається практично без ослаблення. Коливання СЧ і ДЗЧ відбиваються від діода убік входу. Оскільки вони несуть більше половини енергії сигналу, то у разі їх поглинання в узгодженому НВЧ-тракті, наприклад вентилі (рис. 7.4, б), втрати перетворення становлять $L_{\text{ПЕР}} \geq 6$ дБ. Такі змішувачі називають *узгодженими за ДЗЧ*. З урахуванням втрат в активному опорі діода та проходження сигналу в тракт гетеродина сумарні втрати можуть досягти 8-10 дБ. Завдяки відсутності відбиття АЧХ узгодженого за ДЗЧ змішувача рівномірна, а ФЧХ – лінійна у широкій смузі частот.

Коливання ДЗЧ може поширюватися на вхідне коле приймача. Тому, якщо на вході змішувача помістити відповідні фільтри, то коливання ДЗЧ буде відбиватися назад у змішувач для вторинного перетворення на коливання $\omega_{\text{ПЧ}} = \omega_\Gamma - \omega_{\text{ДЗ}}$. Якщо утворений таким чином струм ПЧ знаходиться у фазі зі струмом проміжної

частоти $\omega_{ПЧ} = \omega_{Г} - \omega_{С}$, то можна отримати додаткову вихідну потужність (1–2 дБ), тобто збільшити коефіцієнт передачі перетворювача. Такі пристрої називають *змішувачами з відбиттям (відновленням, використанням або регенерацією) енергії ДЗЧ* (рис.7.4,в). З додаванням струмів у протифазі можуть виникнути додаткові втрати. Фазу ДЗЧ регулює відстань l_1 від змішувального діода до СПФ.

Додаткового збільшення коефіцієнта передачі перетворювача можна досягти, якщо створити умови і для додаткового перетворення СЧ на ПЧ $\omega_{ПЧ} = 2\omega_{Г} - \omega_{СЧ}$. Це можна здійснити за допомогою ФНЧ, який пропускає коливання $\omega_{Г}$, $\omega_{С}$, $\omega_{ДЗ}$ і відбиває $\omega_{СЧ}$. За відповідного вибору відстані l_2 коливання, отримані у такий спосіб, додаються синфазно з коливаннями ПЧ. Вхідний фільтр відбиває коливання ДЗЧ, фазування якого здійснюють підбором відстані l_1 . Такі пристрої називають *змішувачами з відбиттям (відновленням, використанням або регенерацією) енергії дзеркальної та сумарної частот* (рис.7.4,г). Оскільки оптимальні фазові співвідношення зберігаються в обмеженій смузі частот, одноканальні змішувачі з відбиттям ДЗЧ і СЧ є вузькосмуговими, їх АЧХ і ФЧХ нерівномірні.

Слід розрізняти дзеркальну частоту $\omega_{ДЗ}$, яка виникає у змішувачі з рівною їй за значенням частотою дзеркального каналу $\omega_{ДЗК}$, що може бути прийнята з

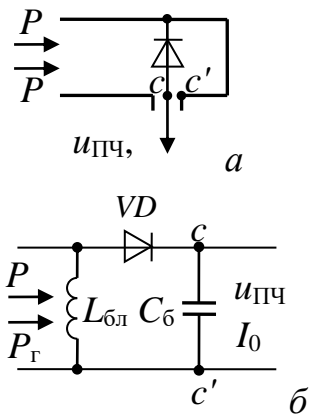


Рис.7.5. Змішувальна секція:
а – схематичне зображення;
б – еквівалентна схема

ефіру як перешкода в результаті перетворення $\omega_{ПЧ} = \omega_{Г} - \omega_{ДЗК}$ (для змішувача з верхньою бічною смугою), якщо вхідний фільтр має недостатню селективність. Зазвичай змішувачі забезпечують придушення перешкоди дзеркального каналу за рахунок відбиття її від вхідного фільтра у бік антени.

Головний конструктивний елемент НБЗ – змішувальна секція (рис.7.5,а), в якій розміщують змішувальний діод і підводять потужності сигналу P_C і гетеродина P_G , а на виході виділяється напруга ПЧ перетвореного сигналу. На рис.7.5,б зображена еквівалентна схема секції. Діод VD є активним навантаженням для коливань P_C і P_G та генератором напруги $u_{ПЧ}$ і сталого струму I_0 .

До виходу змішувальної секції безпосередньо або за допомогою з'єднувального кабелю вмикають вхід ППЧ.

Для отримання максимальної величини струму ПЧ за умов даних P_C і P_G секція повинна бути побудована таким чином, щоб напруга НВЧ-коливань повністю потрапляла на діод і не потрапляла до виходу ПЧ. Тобто необхідно розв'язати кола НВЧ і ПЧ. Елементи змішувальної секції, призначені для цього, умовно зображені на схемі (рис.7.5,б) як блокувальний конденсатор $C_{БЛ}$ і дросель $L_{БЛ}$. Конденсатор $C_{БЛ}$ забезпечує коротке замикання для струмів НВЧ. Водночас ємність $C_{БЛ}$ повинна бути досить малою, оскільки вона шунтує вхід ППЧ. Для запобігання втрат сигналу ПЧ необхідно забезпечити коротке замикання для струмів ПЧ і I_0 , що проходять через діод. У хвилевідних секціях це забезпечують самі

стілки хвилеводу ($L_{\text{БЛ}}$ на рис.7.5,б). Таким чином, можна вважати кола НВЧ і ПЧ ізолюваними і розглядати їх окремо одне від одного.

Для зменшення втрат перетворення $L_{\text{ПЕР}}$ необхідно узгодити діод у всій робочій смузі частот змішувача. Теоретично і експериментально встановлено, що для мінімізації втрат перетворення достатньо узгодити діод у режимі детектування потужності гетеродина. При цьому можна не враховувати навантаження діода за ПЧ.

Конструктивно хвилевідний НБЗ являє собою детекторну секцію з додатковим елементом зв'язку з гетеродином. Елементом зв'язку може бути штир (рис.7.6,а), трійник, спрямований відгалужувач (рис.7.6,б) тощо. Тобто змішувальна секція повинна мати два НВЧ-входи, на один з яких подають прийнятий радіосигнал, на другий – сигнал гетеродина.

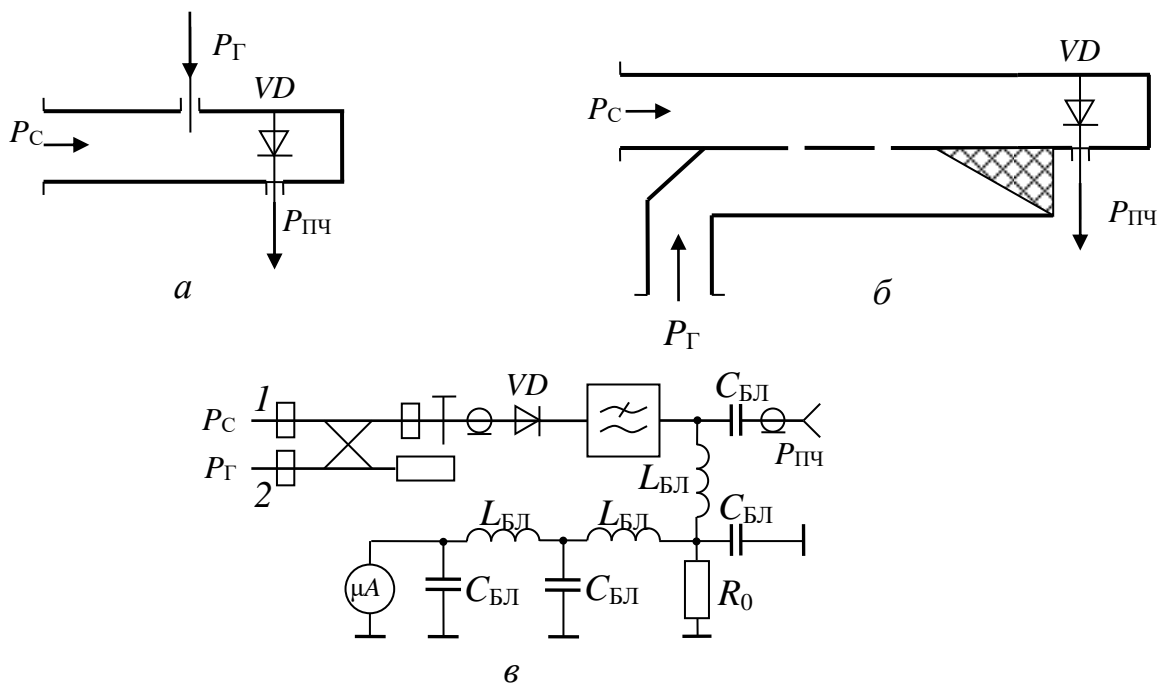


Рис.7.6. Хвилевідні одноканальні змішувачі: а – зв'язок за допомогою штиря; б – зв'язок з допомогою спрямованого відгалужувача; в – електрична схема

На рис.7.6,в показана електрична схема типового хвилевідного НБЗ [19]. Змішувальна секція з діодом і коаксіальним виводом ПЧ з'єднана зі спрямованим відгалужувачем (СВ). На одне плече СВ (1) подається прийнятий сигнал P_C , на друге (2) – потужність гетеродина P_G . Відгалужувач забезпечує розв'язку кіл сигналу і гетеродина. Для зменшення втрат сигналу перехідне ослаблення СВ обирають досить великим, однак у цьому випадку буде дуже послаблюватись потужність гетеродина, яка надходить до діода. Наприклад, якщо перехідне ослаблення СВ дорівнює 10 дБ, то в узгодженому навантаженні СВ втрачається лише 10% потужності сигналу, тобто внесені втрати складуть 0,46 дБ. Для отримання мінімального коефіцієнта шуму оптимальна P_G , підведена до діода, повинна дорівнювати 0,5–1,5 мВт для ТКД і 2–3 мВт – для ДБШ. Гетеродин повинен віддати в 10 разів більшу потужність, тому що більша її частина 90% поглинається в узгодже-

ному навантаженні. Це один із найважливіших недоліків НБЗ. Контрольний прилад (мікроамперметр) дозволяє встановлювати оптимальний режим роботи змішувача $I_0 \sim 0,5 - 1$ мА.

У мікросмушкових одноканальних перетворювачах (рис.7.7) діод вмикають у МСЛ, як правило, послідовно. Розв'язка кіл вхідного сигналу ω_c і гетеродина ω_H відбувається за допомогою спрямованого відгалужувача. На виході змішувача вмикають ФНЧ або режекторний фільтр, який запобігає проходженню коливань НВЧ у кола ПЧ. Узгодження діодів відбувається, як правило, за допомогою найпростіших двошлейфних трансформаторів опорів, що складаються з короткозамкненого $\Lambda/4$ високоомного (70-100 Ом) шлейфа, який одночасно виконує і функції заземлення для струмів ПЧ, і низькоомного (20-30 Ом) розімкнутого $\Lambda/4$ відрізка лінії передачі, який забезпечує коротке замикання струмів НВЧ із заземленою стороною підкладки МСЛ.

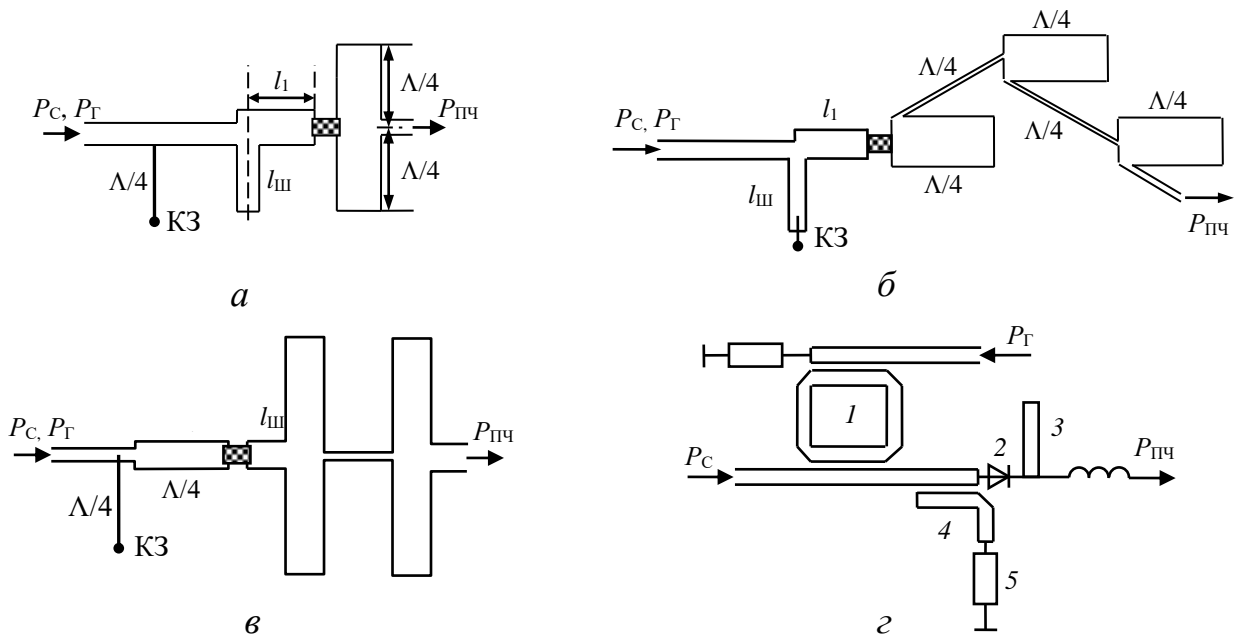


Рис.7.7. Мікросмушкові НБЗ: *а* – з розімкненим паралельним шлейфом перед діодом; *б* – з короткозамкненим шлейфом перед діодом; *в* – з послідовним шлейфом l_2 після діода; *г* – з приглушенням ДЗЧ

На рис.7.7 показані деякі типові схеми НБЗ з двошлейфними узгоджувальними трансформаторами і ФНЧ на виході ПЧ (спрямовані відгалужувачі на рис.7.7 не показано). На рис.7.7,*а,б* узгодження здійснюється за допомогою розімкнутого і короткозамкненого паралельних шлейфів довжиною $l_{ш}$, на рис.7.7,*в* – за допомогою чвертьхвильового трансформатора і послідовного шлейфа, ввімкненого після діода.

Під час вибору схеми узгодження треба враховувати, що розімкнутий шлейф кращий, ніж короткозамкнений, тому що, по-перше, він простіший конструктивно і, по-друге, його зручніше використовувати як підстроювальний елемент для оптимізації узгодження у разі відхилення параметрів діодів.

У процесі розробки мікроелектронних пристроїв важливим стають питання оптимального використання робочої площі і розміщення елементів НВЧ-тракту на

підкладці ГІС, приклад топологічної схема НБЗ з економним застосуванням поверхні показаний на рис.7.7,б [21].

Характеристики змішувачів помітно поліпшуються з приглушенням сигналів дзеркального каналу. До таких сигналів належать: зовнішні сигнали з частотою $\omega_{ДЗ}$ і комбінаційні складники, створені в процесі перетворення частот. Приглушення зовнішніх сигналів частоти $\omega_{ДЗ}$ дозволяє поліпшити селективність приймачів, приглушення комбінаційних складників зменшує втрати перетворення і знижує рівень паразитного випромінювання гетеродина. Існує два принципово різні способи приглушення ДЗЧ: перший спосіб – використання вузькосмугового преселектора; другий – використання схем з фазовим приглушенням сигналу ДЗЧ. На рис.7.7,г показана схема мікросмужкового НБЗ із приглушенням сигналу ДЗЧ за допомогою селективного кола. На схемі позначені: 1 – фільтр зв'язку з гетеродином; 2 – змішувальний діод; 3 – чвертьхвильовий шлейф, настроєний на частоту сигналу; 4 – фільтр дзеркального каналу; 5 – узгоджене навантаження для ДЗЧ. Недолік схеми – її вузькосмуговість. Крім того, у разі невеликої різниці між $\omega_{С}$ і $\omega_{ДЗ}$ (за низької ПЧ) необхідно застосовувати високодобротні фільтри з малими втратами, які важко реалізувати в інтегральному виконанні.

7.5. Балансні змішувачі

Головним недоліком НБЗ є перенесення амплітудних шумів гетеродина до сигналу проміжної частоти. Це призводить до значного зростання $k_{ш}$, особливо за низьких значень ПЧ, або у високочастотній частині діапазону НВЧ, коли шуми гетеродинів суттєво збільшуються. Завдяки цьому НБЗ можуть досягати $k_{ш} \sim 10\text{--}15$ дБ. Цього недоліку позбавлені *балансні змішувачі* (БЗ).

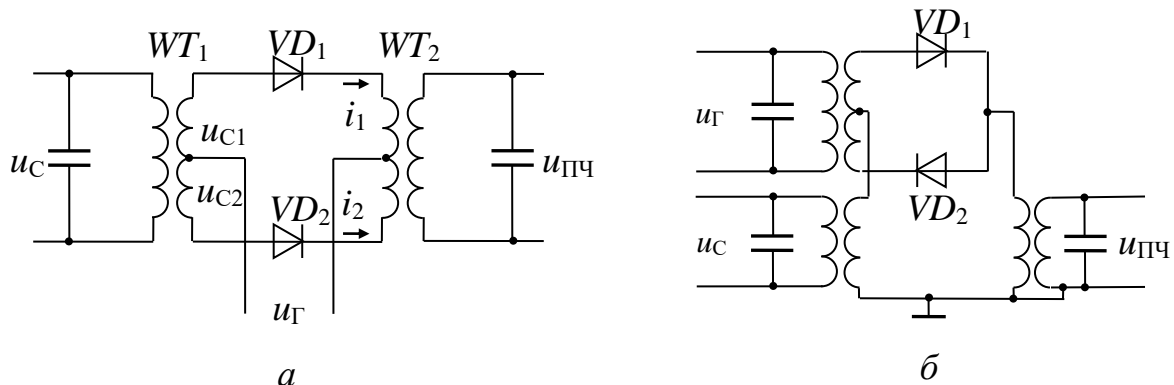


Рис.7.8. Еквівалентні схеми балансних змішувачів:

а – з синфазною подачею напруги гетеродину; *б* – з протифазною подачею напруги

БЗ (рис.7.8,а) включає два діоди, увімкнені таким чином, що їх струми i_1 і i_2 проходять у первинній обмотці вихідного трансформатора WT_2 у зустрічних напрямках [16]. При цьому синфазні складники магнітного потоку взаємно компенсуються, а протифазні – додаються. Напруга гетеродина надходить на діоди синфазно, а напруга сигналу – у протифазі. Струми перетвореного коливання ПЧ в обох діодах також протифазні, збуджені магнітні потоки складаються і наводять у вторинній обмотці трансформатора WT_2 напругу ПЧ. БЗ дозволяє зменшити по-

тужність гетеродина, яка просочується в антену приймача, що важливо для забезпечення вимог електромагнітної сумісності.

Розглянуту схему БЗ (рис.7.8,*а*) у НВЧ-діапазоні практично не застосовують через складності реалізації симетричного вихідного трансформатора. Більш поширена схема (рис.7.8,*б*), в якій напруга гетеродина подається на діоди у протифазі, а напруга сигналу у фазі. Однак завдяки тому, що діоди ввімкнуті назустріч один одному в цій схемі зберігаються ті ж фазові співвідношення і властивості, що і у попередньому випадку.

Одним з головних вузлів БЗ діапазону НВЧ є гібридне з'єднання (НВЧ-міст), яке забезпечує рівномірний поділ потужностей вхідного сигналу та гетеродина між діодами із заданими фазовими співвідношеннями, а також забезпечує максимальну розв'язку між входами сигналу і гетеродина. На рис.7.9,*а* показані спрощена конструкція і еквівалентна схема БЗ на щілинному хвилевідному мості. Він складається з двох змішувальних секцій з діодами VD_1 і VD_2 , до яких через ЩМ підводять коливання сигналу P_C і гетеродина P_Γ . Якщо початкові фази цих коливань на вході ЩМ дорівнюють нулю, то завдяки квадратурним властивостям ЩМ до діода VD_1 надходить напруга

$$u_{1C} = U_C \cos(\omega_C t) \text{ і } u_{1\Gamma} = U_\Gamma \cos(\omega_\Gamma t - \pi/2),$$

а до діода VD_2 –

$$u_{2C} = U_C \cos(\omega_C t - \pi/2) \text{ і } u_{2\Gamma} = U_\Gamma \cos(\omega_\Gamma t).$$

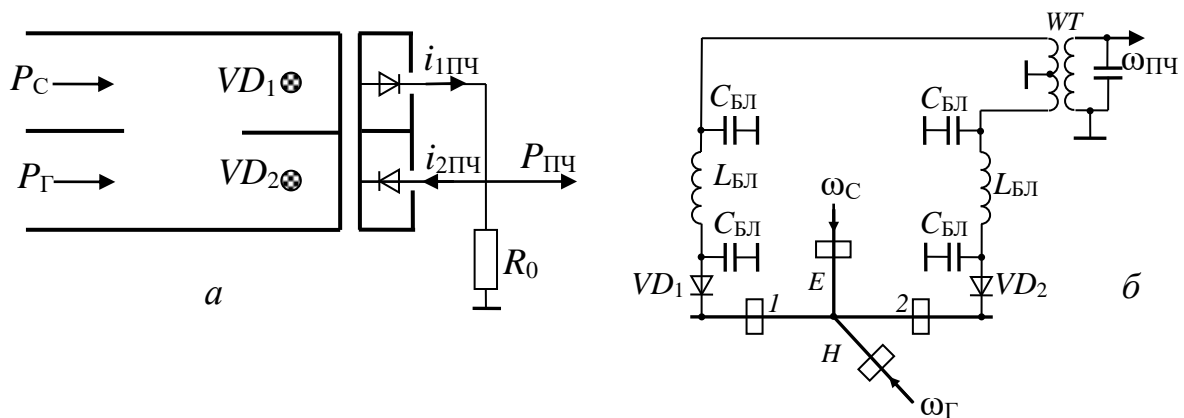


Рис.7.9. Хвилевідні балансні змішувачі: *а* - на ЩМ; *б* - на ТМ

Діоди ввімкнені у протилежних напрямках, тому через навантаження R_0 тече різницевий струм $i_{ПЧ}$ з частотою $\omega_{ПЧ} = \omega_C - \omega_\Gamma$. У разі виконання умов симетрії схеми $i_{ПЧ} = 2I_{ПЧ} \sin(\omega_C - \omega_\Gamma)t$, тобто струми корисних сигналів складаються у навантаженні синфазно. Шуми гетеродина, що існують у смузі частот сигналу ω_C і дзеркального каналу $\omega_{ДЗК}$ мають вигляд

$$u_{ШС} = U_{Ш} \cos[(\omega_C - \omega_{ПЧ})t - \varphi_{Ш}] \text{ і } u_{ШГ} = U_{Ш} \cos[(\omega_\Gamma - \omega_{ПЧ})t + \varphi_{Ш}].$$

Приймання шумів гетеродина у смузі сигналу утворює шумовий струм

$$i_{ШС} = i_{1Ш} - i_{2Ш} = I_{ШС} [\cos(\omega_{ПЧ}t - \varphi_{Ш}) - \cos(\omega_{ПЧ}t - \varphi_{Ш})] = 0.$$

Тобто шуми гетеродина у смузі сигналу взаємно компенсуються. Аналогічним чином компенсуються і шуми гетеродина у смузі дзеркального каналу. У реаль-

ному БЗ через розбаланс схеми шуми гетеродина приглушуються на 15 – 30 дБ. Для ефективної роботи балансних змішувачів необхідно, щоб діоди були підібрані у пари з максимально однаковими електричними параметрами.

На рис.7.9,б показана електрична схема БЗ на подвійному ТМ, який на відміну від ЩМ забезпечує значно більшу розв'язку сигнального та гетеродина входів (до 40 – 50 дБ) [20]. За однополярного вмикання діодів радіосигнал, що підводиться у *E*-плече, розгалужується у бокові плечі 1 і 2 у протифазі, тому, якщо після детектора VD_1 фаза сигналу ПЧ дорівнює $\varphi_{1ПЧ} = \omega t$, то після детектора $VD_2 - \varphi_{2ПЧ} = \omega t - \pi$. Ці сигнали у вихідному трансформаторі *WT* будуть підсумовуватися у фазі. Шуми гетеродина, підключеного до *H*-плеча, розгалужуються у плечі 1 і 2 синфазно, створені сигнали завади на ПЧ після детекторів VD_1 і VD_2 також будуть синфазні й у трансформаторі будуть відніматися один від одного. Якщо діоди мають малі відносні відхилення параметрів, то складова шуму на виході змішувача, обумовлена шумами гетеродина, буде практично дорівнювати нулю. У разі різнополярного вмикання діодів необхідність використання трансформатора для складання сигналів відсутня.

Приклади типових конструкцій мікросмушкових БЗ показані на рис.7.10. На рис.7.10,а зображена спрощена електрична схема БЗ на квадратурному двошлейфному мості, конструкція і принципи її роботи такі ж як у БЗ на ЩМ (рис.7.9,а). Двошлейфні СВ забезпечують розв'язку каналів сигналу і гетеродина не менш ніж 20 дБ за КСХ < 1,5 у смузі ~10%. На рис.7.10,б показана топологічна схема балансного змішувача на базі тришлейфного мосту. Застосування тришлейфних гібридних відгалужувачів дозволяє розширити робочий діапазон змішувача до 20% і більше. Втрати перетворення цих схем $L_{пер} \sim 6 - 8$ дБ. Приблизно таку ж саму смугу забезпечує гібридне кільце, але за більшого КСХ. Якщо ПЧ знаходиться у діапазоні НВЧ, використовують змішувачі з розімкнутими чвертьхвильовими шлейфами для закорочування сигналів ПЧ (рис.7.10,г). Змішувачі такого типу мають ПЧ 1–2 ГГц, смугу пропускання за рівнем 1 дБ 1 ГГц, коефіцієнт шуму 5–6 дБ [16].

Більш широку смугу забезпечують СВ на зв'язаних лініях. В дециметровому і довгохвильовій частині сантиметрового діапазону використовують тандемні відгалужувачі і відгалужувачі Ланге. БЗ з такими відгалужувачами (рис.7.10,д) забезпечують розв'язку більше 15 дБ за КСХ не більшого 1,5 у смузі декількох октав. Великий рівень розв'язки у широкій смузі частот у ГІС БЗ забезпечують гібридні з'єднання на основі сполучення ліній передачі різних типів. В дециметровому діапазоні для зменшення габаритів БЗ використовують мікромініатюрні пасивні елементи із зосередженими параметрами. БЗ на відміну від НБЗ, як правило, працюють за нульового зміщення на діодах.

Для практичного застосування змішувачів часто необхідна більш висока розв'язка сигнального та гетеродина входів. У БЗ з квадратурними мостами розв'язка досить мала і не перевищує 10 дБ. Це обумовлено не тільки розбалансом схеми, а й також тим, що у випадку неповного узгодження діодів з хвилеводом відбиті від них коливання гетеродина спрямовуються у сигнальний вхід. Для

уникнення цього недоліку змішувальні діоди підключають до входів квадратурного мосту із зсувом на $\Lambda/4$. На рис.7.10,в показана топологічна схема такого БЗ [19].

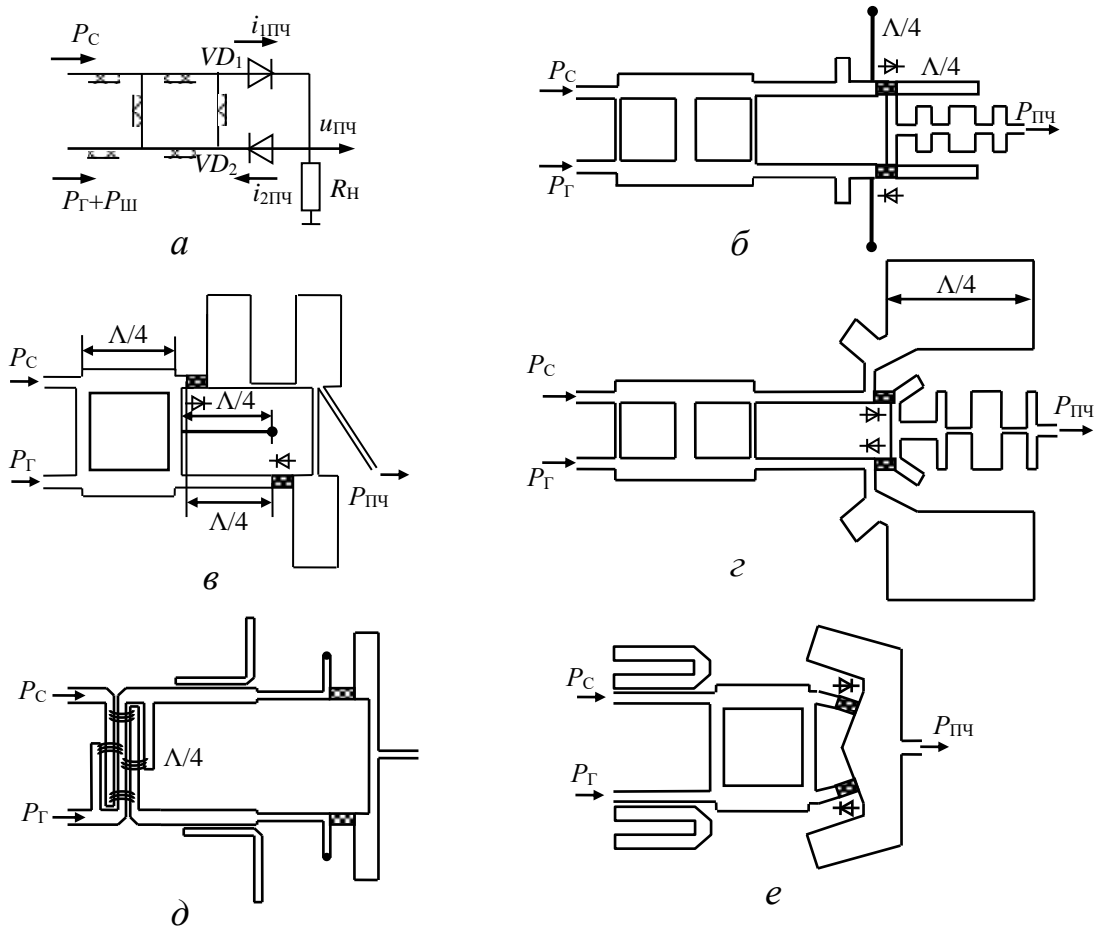


Рис.7.10. Балансні змішувачі на МСЛ:

а – принципова схема; *б* – топологічна схема; *в* – з підвищеною розв’язкою;
г – з ПЧ у НВЧ-діапазоні; *д* – з режимом холостого ходу на ДЗЧ;
е – з режимом короткого замикання на ДЗЧ

На рис.7.10,д наведена схема БЗ на мості Ланге з додатковим приглушенням дзеркального каналу за допомогою селективних кіл, які реалізують режим холостого ходу, на рис.7.10,е – схема з реалізацією короткого замикання на ДЗЧ. Коефіцієнт шуму подібних змішувачів вдається зменшити до 3,5–2,5 дБ [16]. Застосування змішувачів з селективними колами обмежене через їх вузькосмуговість.

Узагальнюючи вищевказане, можна виділити такі переваги БЗ над НБЗ: 1) завдяки фазовому приглушенню шумів гетеродина коефіцієнт шуму $k_{ш}$ знижується на 2 – 5 дБ; 2) вся потужність сигналу гетеродина надходить на діод, тому можна використовувати гетеродин меншої потужності; 3) завдяки приглушенню в баланській схемі парних гармонік гетеродина рівень побічних сигналів значно менший, як наслідок – підвищується завадостійкість і динамічний діапазон; 4) підвищується електрична міцність змішувача, тому що потужність надходить на 2 діоди; 5) у разі виходу одного діода з ладу схема залишається працездатною,

однак рівень вихідного сигналу при цьому падає на ~ 3 дБ, а $k_{ш}$ зростає на $\sim 5-6$ дБ; б) втрати прийнятого сигналу за рахунок просочування енергії в коло гетеродина незначні завдяки високій розв'язці мостових схем.

7.6. Подвійні балансні змішувачі

Подвійні балансні змішувачі (ДБЗ) забезпечують фазове приглушення на частоті $\omega_{ДЗК}$ дзеркального каналу і відновлення енергії коливань ДЗЧ у ПЧ без застосування вхідного фільтру, що дозволяє зменшити втрати і забезпечує більш широку смугу робочих частот.

Функціональна схема ДБЗ показана на рис.7.11. Балансні змішувачі $BЗ_1$ і $BЗ_2$ містять по дві змішувальні секції і по одному квадратурному мосту. Сигнал через трійник T підводиться на змішувачі синфазно, а коливання гетеродина через квадратурний міст M_1 – із взаємним зсувом на $\pi/2$. Плечі 1–2 і 3–4 взаємно розв'язані, передача між діагональними плечима 1–3 і 2–4 здійснюється без зсуву фази, а у напрямках 1–4 і 2–3 – із затримкою $\pi/2$.

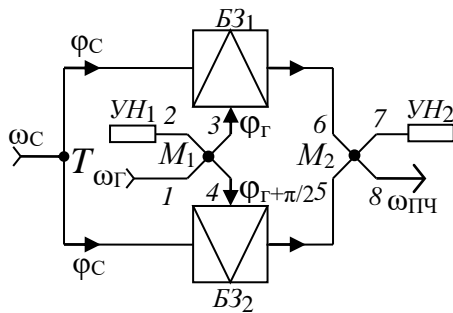


Рис.7.11. Балансний змішувач

На виходах БЗ виділяються ортогональні за фазою коливання ПЧ $\phi_{ПЧ} = \phi_C - \phi_{ГЧ} - \pi/2$ і $\phi_{2ПЧ} = \phi_C - (\phi_{ГЧ} + \pi/2) - \pi/2 = \phi_C - \phi_{ГЧ} - \pi$. Вони надходять до входів 5–6 мосту M_2 і складаються синфазно на його виході 8. Шуми гетеродина заглушуються у кожному БЗ.

Фазове приглушення прийому дзеркальним каналом здійснюється таким чином: прийнята завада $\omega_{ЗК}$ після перетворення $\omega_{ПЧ} = \omega_{ГЧ} - \omega_{ДЗК}$ на виході $BЗ_1$ має фазовий зсув $\phi_{ГЧ} - \phi_{ДЗК} + \pi/2$, а на виході $BЗ_2$ – $\phi_{ГЧ} - \phi_{ДЗК} + \pi$. Ці коливання ПЧ складає мостом M_2 на виході 7, до якого підключене узгоджене навантаження $УН_2$.

Підвищення ефективності ДБЗ за рахунок відновлення енергії коливань ДЗЧ на ПЧ можна пояснити так. У результаті взаємодії другої гармоніки гетеродина з сигналом $2\omega_{ГЧ} - \omega_C = \omega_{ДЗ}$ у $BЗ_1$ і $BЗ_2$ виникають протифазні коливання ДЗЧ з фазами

$$\phi_{1ДЗ} = 2\phi_{ГЧ} - \phi_C + \pi, \quad \phi_{2ДЗ} = 2(\phi_{ГЧ} + \pi/2) - \phi_C + \pi = 2\phi_{ГЧ} - \phi_C.$$

Ці коливання поширюються у бік входу ДБЗ назустріч один одному і збуджують стоячу хвилю з вузлом поля у сигнальному вході синфазного дільника T , який рівновіддалений від обох БЗ. Тому коливання ДЗЧ не проходять в антену, а підводяться далі – на вхід суміжного змішувача, наприклад від $BЗ_1$ до $BЗ_2$, де відбувається перетворення $\omega_{ГЧ} - \omega_{1ДЗ} = \omega_{2ПЧДЗ}$, яке повинне дати синфазні коливання з продуктом основного перетворення. Для цього відстань між входами $BЗ_1$ і $BЗ_2$ повинна дорівнювати непарному числу півхвиль на ДЗЧ (затримка на π). Таким чином, коливання, перетворені з ДЗЧ, складаються з основними, в результаті чого потужність ПЧ на виході ДБЗ зростає, а $K_{ш}$ зменшується на 1–1,5 дБ.

Відносна смуга робочих частот ДБЗ на квадратурних мостах складає 20 – 30%, а за умови застосування мостів Ланге може досягати октави.

7.7. Кільцеві балансні змішувачі

Найкращі електричні параметри забезпечують *кільцеві балансні змішувачі* (КБЗ) завдяки застосуванню *діодного мосту* (ДМ) з чотирьох діодів і широкосмугових диференційних трансформаторів. КБЗ більш широкосмугові, ніж ДБЗ, оскільки у них між парами діодів не існує з'єднувальних ліній. Коливання сигналу $u_c(t)$ і гетеродина $u_r(t)$ підводять до ортогональних діагоналей збалансованого ДМ, який має вигляд кільця з розміщеними на одному кристалі чотирма діодами з практично однаковими параметрами (рис.7.12,а), тому розв'язка кіл сигналу і гетеродина досягає 25–30 дБ. Завдяки симетрії схеми компенсуються парні гармоніки гетеродина і сигналу, у результаті чого відбувається додаткове приглушення небажаних комбінаційних продуктів перетворення і зростає динамічний діапазон змішувача. На рис.7.12,б показане умовне позначення ДМ на електричних схемах.

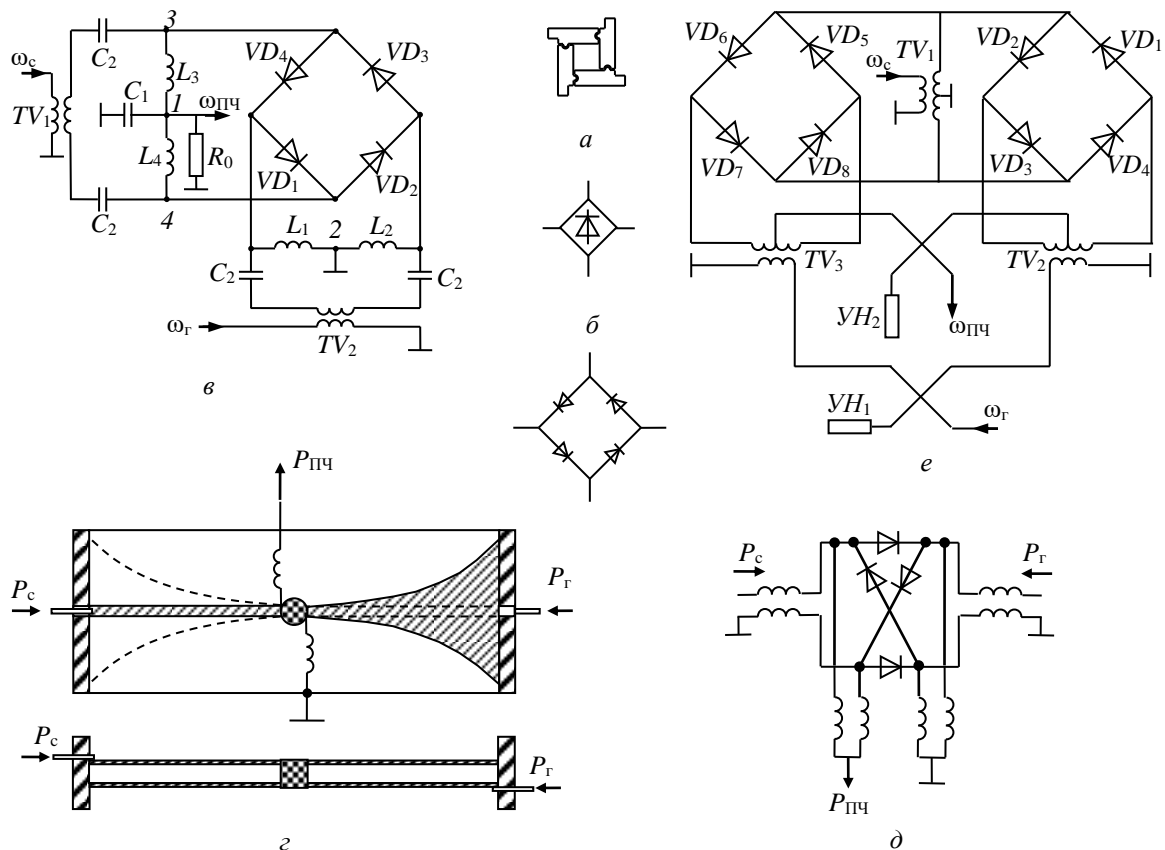


Рис.7.12. Кільцеві змішувачі:

- а – ДМ; б – позначення на схемах; в – електрична схема КЗ;
- г – КЗ з узгоджувальними трансформаторами; д – еквівалентна схема КЗ з узгоджувальними трансформаторами; е – електрична схема ДКБЗ

Рис.7.12,в ілюструє електричну схему КБЗ [19]. Прийнятий сигнал підводиться до однієї з діагоналей ДМ через узгоджувальний симетрувальний транс-

форматор TV_1 , напруга гетеродина підводиться до другої діагоналі через TV_2 . Вихід ПЧ, навантажений опором R_0 , шунтується на НВЧ конденсатором C_1 і підключається до середніх точок 1 і 2 за допомогою однакових дроселів L_1-L_4 , опір яких великий на високих частотах і малий на ПЧ. Розв'язувальні конденсатори C_2 повинні пропускати сигнали НВЧ і запобігати замиканню струмів ПЧ на трансформатори у випадку асиметричності схеми. Напруга гетеродина з вторинної обмотки TV_2 у додатні півперіоди відкриває діоди VD_1 і VD_2 , а у від'ємні – VD_3 і VD_4 , підключаючи по чергово вивід 4 або 3 вторинної обмотки сигнального трансформатора TV_1 до корпусу 2 через відкриті пари діодів і дроселі L_1 і L_2 .

Різниця між частотами коливань сигналу і гетеродина дорівнює ПЧ, причому $\omega_{ПЧ} \ll \omega_C \approx \omega_{Г}$, отже, миттєві фазові зсуви між напругами u_C і $u_{Г}$ змінюються повільно порівняно з періодом їх коливань. Якщо напруги u_C і $u_{Г}$ синфазні, тоді у додатній півперіод $u_{Г}$ під дією напруги $u_C/2$ з L_4 у колах ПЧ проходить струм від точки 1 через навантаження R_0 , точку 2, дроселі L_1 і L_2 і відкриті діоди VD_1 і VD_2 до точки 4, а у від'ємний півперіод – від точки 1 у тому ж напрямку через R_0 , точку 2 до дроселів L_1, L_2 і далі через відкриті діоди VD_3, VD_4 до точки 3. Низькочастотний складник такого пульсуючого струму і є струм ПЧ, НВЧ-складники шунтує конденсатор C_1 . Струм ПЧ максимальний за синфазних u_C і $u_{Г}$, потім у разі зростання різниці фаз між ними зменшується, у випадку ортогональних u_C і $u_{Г}$ струм ПЧ дорівнює нулю, оскільки тепер струм, що проходить через R_0 і C_1 , змінює напрям кожену чверть періоду сигналу. Далі струм ПЧ змінює знак, досягає максимуму за протифазних u_C і $u_{Г}$ і т.д.

Ефективне застосування КБЗ у техніці НВЧ-діапазону можливе лише за умови високого ступеня симетрії диференційних трансформаторів і діодів. Під час конструювання інтегральних схем змішувачів дециметрового і більш низькочастотних діапазонів застосовують так звані трансформатори типу «довгої лінії» (ТДЛ), в яких використовують одну або декілька ліній передачі, виготовлених у вигляді скручених провідників або відрізків коаксіальних кабелів. Такі трансформатори мають широку робочу смугу у високочастотних діапазонах порівняно із багатовитковими дрововими трансформаторами звичайного типу.

Для зменшення нерівномірності АЧХ в області верхніх частот довжину лінії обирають зі співвідношення $l = \Lambda_B/8$, де Λ_B – довжина хвилі в лінії передачі на верхній частоті в заданому діапазоні. Нижню граничну частоту ТДЛ, яку визначає індуктивність первинної обмотки трансформатора, можна значно знизити, застосовуючи осердя з високою магнітною проникністю на низьких частотах. Труднощі реалізації ТДЛ на феритових осердях з витими дротяними лініями передачі зростають з підвищенням робочих частот через збільшення активних втрат в осердях і посилення впливу неоднорідності ліній передачі. Тому у процесі конструювання КБЗ дециметрового і сантиметрового діапазонів широко застосовують трансформатори мікросмужкової конструкції.

КБЗ з симетрувальними трансформаторами, показаний на рис.7.12,з. Обидві «обмотки» трансформатора вироблені у вигляді друкованих смужкових провідників, розміщених один над другим на протилежних сторонах підкладки, симетрич-

но підвішеної у металевому корпусі. Для більш якісного узгодження у заземленого кінця однієї з «обмоток» смужковий провідник повільно або східчасто розширюється, забезпечуючи трансформацію несиметричної двопровідної лінії у симетричну. Даний трансформатор еквівалентний відкритій двопровідній лінії, обидва провідники якої мають в будь-якому перерізі протилежні за знаком і однакові за амплітудою потенціали відносно корпусу. Такий трансформатор можна розглядати як мікросмужковий варіант ТДЛ. Робоча смуга частот трансформатора обмежена лише якістю узгодження переходу з МСЛ до симетричної лінії і може досягати смуги від 1 до 20 ГГц, тобто більше 4 октав. Для утворення КБЗ необхідно два таких узгоджувальних трансформатора, до чотирьох плечей яких підключають ДМ, розміщений в отворі підкладки (рис.7.12,д).

Зменшити втрати перетворення за рахунок відновлення енергії коливань ДЗЧ дозволяє *подвійний кільцевий змішувач* (ДКБЗ). Він складається з двох КБЗ (рис.7.12,е), на які сигнал подається синфазно, а коливання гетеродина – у квадратурі. Тому коливання ПЧ цих КБЗ також квадратурні і складаються на виході змішувача. Коливання ДЗЧ завдяки подвоєнню фази коливань гетеродина протифазні і утворюють ефект короткого замикання (вузол напруги) на сигнальному вході, а продукти вторинного перетворення синфазні з основними продуктами перетворення і збільшують рівень потужності ПЧ на виході. Коливання завади дзеркального каналу внаслідок інверсії (зсуву на π) фази коливань гетеродина протифазні продуктам перетворення і складаються в узгодженому навантаженні. Тобто принципи роботи ДКБЗ подібні до принципів роботи ДБЗ, однак ДКБЗ більш широкосмугові і мають більший динамічний діапазон.

7.8. Транзисторні змішувачі

Транзисторні змішувачі можуть бути побудовані як на біполярних, так і на польових транзисторах. У НВЧ-діапазоні більш поширені польові транзистори з бар'єром Шотткі (ПТШ), вони малощумні й можуть працювати на частотах вище 10 ГГц [19].

За шумовими характеристиками транзисторні змішувачі дещо поступаються перетворювачам на діодах, але транзисторні змішувачі перетворюють сигнал с деяким підсиленням (3–10 дБ), що дозволяє знизити вимоги до коефіцієнта шуму ППЧ. Вихідна потужність у них приблизно на порядок більша, і тому вони мають на 10-20 дБ ширший динамічний діапазон.

Спрощені схеми найбільш поширених на практиці транзисторних змішувачів показані на рис.7.13. Недоліком схеми (рис.7.13,а) є необхідність використання гетеродина з великим рівнем потужності через ослаблення у спрямованому відгалужувачі, увімкненому для розв'язки кіл сигналу і гетеродина. Увімкнення гетеродина у коло загального витоку призведе до негативного зворотного зв'язку і погіршення $k_{ш}$ змішувача (рис.7.13,б).

У балансній схемі (рис.7.13,в) забезпечується високий рівень розв'язки кіл сигналу і гетеродина, але вихідні коливання ПЧ протифазні, їх необхідно підсумувати на ПЧ за допомогою протифазного мосту або синфазного кільцевого

суматора з фазообертачем на 180° , що призводить до звуження робочої смуги змішувача.

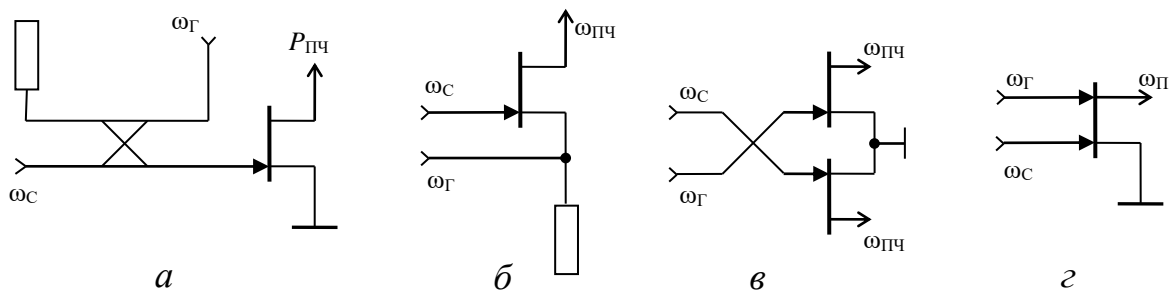


Рис.7.13. Транзисторні змішувачі:

a – зі спрямованим відгалужувачем; *б* – з гетеродином у колі витоку;
в – балансна схема; *г* – на польовому тетроді

Найпростішим і найбільш широкосмуговим є змішувач на польовому двозатворному тетроді (ДЗПТШ), в якому немає мостів і схем складання, що важливо для створення інтегральних мікросхем. В основі роботи змішувача на ДЗПТШ лежить нелінійна залежність крутизни ВАХ тетрода за першим затвором від напруги на другому. До першого затвору підводять прийнятий сигнал, до другого – потужність гетеродина. Гетеродинний вхід налагоджують на максимальне узгодження за рівнем потужності, сигнальний – на мінімум коефіцієнта шуму. Коефіцієнт шуму таких перетворювачів на частотах 1–2 ГГц складає 3–6 дБ [22].

Контрольні питання

1. Яке функціональне призначення змішувача?
2. У чому полягає процес перетворення частоти?
3. Що називають гетеродином і яке його функціональне призначення?
4. За якими основними ознаками класифікують змішувачі НВЧ?
5. Який вигляд має еквівалентна схема змішувального діода?
6. Як утворюється сигнал проміжної частоти?
7. У чому полягає процес зворотного перетворення частоти?
8. Як виникає сигнал ДЗЧ?
9. Які змішувачі називають широкосмуговими, які – вузькосмуговими?
10. Що показує і як визначають коефіцієнт перетворення змішувача?
11. Чим обумовлені і як визначають втрати перетворення?
12. Який фізичний зміст має коефіцієнт шуму змішувача?
13. Як визначають нормований коефіцієнт шуму?
14. Що характеризує і як визначають відносну шумову температуру перетворювача?
15. Який фізичний зміст має коефіцієнт приглушення сигналу ДЗЧ?
16. Як визначають динамічний діапазон змішувача?
17. Які змішувачі називають одноктактними або небалансними?
18. Яким чином можна вдосконалити характеристику НБЗ?
19. Що називають змішувальною секцією?

20. Яких технічних вимог необхідно дотримуватись у процесі конструювання змішувальної секції?
21. Як реалізуються змішувальні секції на основі хвилеводів?
22. Як реалізуються мікросмужкові змішувальні секції?
23. Якими способами узгоджують змішувальні діоди з МСЛ?
24. Які змішувачі називають балансними?
25. Які принципи роботи БЗ?
26. Які переваги мають БЗ порівняно з НБЗ?
27. Яким чином зменшується вплив шумів гетеродина на характеристики БЗ?
28. Як реалізуються БЗ у хвилевідній техніці?
29. Як реалізуються БЗ на МСЛ?
30. Які змішувачі називають ДБЗ?
31. Яким чином здійснюється приглушення сигналу ДЗЧ у ДБЗ?
32. Які змішувачі називають кільцевими?
33. Як працює кільцевий змішувач?
34. Яку конструкцію мають симетрувальні трансформатори в НВЧ-діапазоні?
35. Які принципи роботи ДКБЗ?
36. Які особливості мають транзисторні схеми змішувачів НВЧ-діапазону?

8. Феритові пристрої НВЧ

8.1. Основні властивості феритів на НВЧ

Ферит – магнітодіелектричний матеріал з кристалічною структурою, якому притаманні гіромагнітні властивості. Відносна діелектрична проникність фериту ϵ знаходиться в межах 8 – 16, тангенс кута електричних втрат $\text{tg} \delta = 10^{-3} - 10^{-2}$, магнітна проникність за відсутності підмагнічення близька до одиниці. За відсутності зовнішнього магнітного поля ферити на всіх частотах являють собою ізотропні матеріали із взаємними властивостями.

Розрізняють три різновиди кристалічної структури феритів: шпінель, граната, гексагональна. Ферити можуть бути полікристалічними і монокристалічними. Виробництво полікристалічних феритів здійснюється за технологією, характерною для кераміки – суміш окислів із пластифікатором формують у напівфабрикати, які потім обпікають за температури 1000 – 1400°C.

Розглянемо основні явища у підмагнічених феритах, на яких ґрунтується робота пристроїв НВЧ.

Ефект Фарадея полягає в повороті площини поляризації електромагнітної хвилі під час її поширення у фериті вздовж поля підмагнічення \vec{H}_0 . За поширення електромагнітної хвилі у гіротропному середовищі із точки *A* в точку *B* (рис.8.1,а) за напрямком вектора \vec{H}_0 електричний вектор \vec{E} повертається за годинниковою стрілкою на кут Δ . У випадку зворотного поширення (рис.8.1,б) вектор \vec{E} повертається проти годинникової стрілки на той же кут Δ за ходом хвилі.

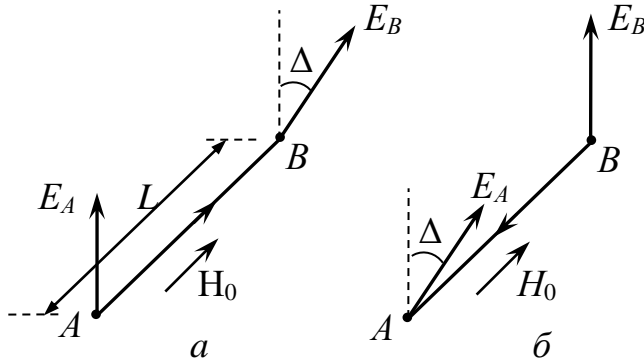


Рис.8.1. Поширення хвиль у гіротропному середовищі: *a* – за напрямком підмагнічуючого поля; *б* – у протилежному напрямку

Ефект Фарадея в гіротропних середовищах пояснюється тим, що ефективні магнітні проникності для хвиль кругової поляризації мають різні значення для правої поляризації (μ_+) і лівої поляризації (μ_-) [23]. Характер залежностей μ_+ і μ_- для слабкого магнітного поля H_0 показано на рис.8.2.

Лінійну поляризацію можна уявити як суперпозицію двох полів кругової поляризації E^+ і E^- (рис.8.3,*a*), тоді для їх фазових швидкостей (v_ϕ^+ , v_ϕ^-) та відповідних довжин хвиль цих полів (Λ^+ , Λ^-) можна записати такі вирази:

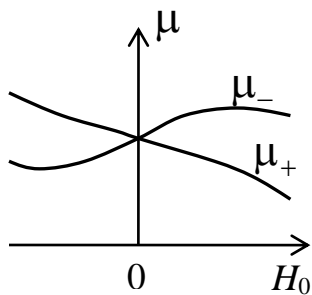


Рис.8.2. Ефективні магнітні проникності фериту для слабкого магнітного поля

$$v_\phi^+ = c/\sqrt{\epsilon\mu_+}; \quad v_\phi^- = c/\sqrt{\epsilon\mu_-}; \quad (8.1)$$

$$\Lambda^+ = \lambda/\sqrt{\epsilon\mu_+}; \quad \Lambda^- = \lambda/\sqrt{\epsilon\mu_-}. \quad (8.2)$$

Вектори E^+ і E^- в точці *B* (рис.8.3,*б*) будуть відставати за фазою від відповідних векторів в точці *A* за рахунок різниці ходу на кути

$$\phi^+ = 2\pi L/\Lambda^+; \quad \phi^- = 2\pi L/\Lambda^-. \quad (8.3)$$

Оскільки за прямого поширення для $H_0 > 0$ і $\mu_+ < \mu_-$ (рис.8.2), то вектор E^+ в точці *B* відстає на менший кут, ніж E^- . А результуючий вектор E_B повертається на кут $\Delta = 0,5(\phi^- - \phi^+)$.

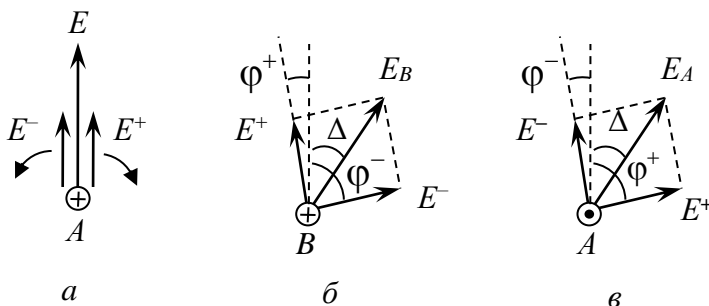


Рис.8.3. Напрямки векторів електричного поля: *a* – в початковій точці *A*; *б* – в кінцевій точці *B*; *в* – в кінцевій точці *A*

У разі зворотного поширення $H_0 < 0$ і $\mu_+ > \mu_-$ (рис.8.2) вектор E^+ в точці *A* (рис.8.3,*в*) відстає на більший кут, ніж E^- . Результуючий вектор E_A повертається на кут $\Delta = 0,5(\phi^+ - \phi^-)$.

У слабких полях кут повороту Δ пропорційний напруженості поля підмагнічення H_0 і відстані між точками *L*. Зі збільшенням H_0 настає насичення. Ефект Фарадея є незворотним, тобто кут повороту площини поляризації Δ не залежить від напрямку поширення хвилі і саме

цим пояснюється невзаємність ефекту Фарадея. Термін «гіротропія» за походженням пов'язаний саме з цим ефектом.

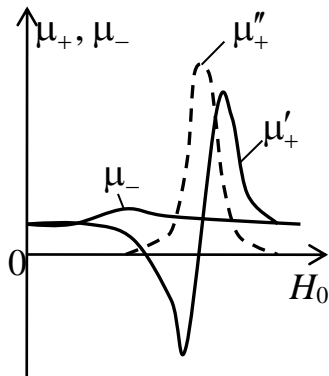


Рис.8.4. Компоненти магнітних проникностей фериту в сильному магнітному полі

У феритах у відносно сильному повздовжньому або поперечному магнітних полях спостерігається явище *феромагнітного резонансу*. За повздовжнього намагнічення резонанс має місце тоді, коли частота хвилі кругової поляризації правого обертання наближається до частоти прецесії електронів

$$f_H = f_0 \cong 2,84H_0 \quad (8.4)$$

(тут частота f в мегагерцах, а H_0 в ерстедах).

Поперечне підмагнічення дає дещо більшу резонансну частоту

$$f_T \cong f_0 \sqrt{1 + M_0 / H_0}, \quad (8.5)$$

де M_0 – намагніченість фериту.

На рис.8.4 показано характер залежностей магнітних проникностей фериту для правополяризованої хвилі $\mu_+ = \mu'_+ + j\mu''_+$ і лівополяризованої μ_- від величини H_0 . Із графіків видно, що магнітна проникність для правополяризованої хвилі має резонансний характер, і уявна складова магнітної проникності μ''_+ , яка враховує втрати у фериті, максимальна для резонансу. Резонансний характер магнітної проникності μ_+ обумовлений тим, що частота і напрям обертання збуджувального поля збігається з частотою і напрямком прецесії електронів. Для лівополяризованої хвилі напрям обертання поля і прецесії електронів протилежні, резонанс неможливий, і магнітна проникність μ_- змінюється плавно.

Частоту резонансу f_0 , змінюючи напруженості поля підмагнічення H_0 , можна підібрати рівною робочій частоті коливань. Правополяризовані хвилі з поширенням у напрямку H_0 загасають, а хвилі, поширювані проти вектора H_0 , практично не змінюються.

У тонких феритових пластинах у прямокутному хвилеводі з хвилею типу H_{10} у разі поперечного підмагнічення спостерігається незворотний фазовий зсув. Феритова пластина розташовується між серединою хвилеводу і однією із вузьких стінок, пластина підмагнічується слабким магнітним полем H_0 перпендикулярно. При цьому структура поля хвилі H_{10} майже не порушується.

Незворотний фазовий зсув обумовлюють такі чинники [24]. Компоненти магнітного поля основної хвилі в прямокутному хвилеводі H_{10} визначають як

$$H_x = \pm A^\pm \frac{\pi}{a} \sin \frac{\pi x}{a} \exp[j(\omega t \mp \gamma z + \varphi^\pm)]; \quad (8.6)$$

$$H_z = -jA^\pm \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \frac{1}{\gamma} \cos \frac{\pi x}{a} \exp[j(\omega t \mp \gamma z + \varphi^\pm)], \quad (8.7)$$

де A – амплітуда хвилі; γ – стала поширення; φ – початкова фаза; верхній і нижній індекси належать відповідно хвилям, які поширюються у напрямку збільшення і зменшення координати z .

Якщо амплітуду складової H_z довільно узяти рівною одиниці, то

$$H_x = \pm j \frac{2a}{\Lambda} \sin \frac{\pi x}{a} \exp[j(\omega t \mp \gamma z + \varphi^\pm)]; \quad (8.8)$$

$$H_z = \cos \frac{\pi x}{a} \exp[j(\omega t \mp \gamma z + \varphi^\pm)], \quad (8.9)$$

де Λ – довжина хвилі у хвилеводі.

Наявність множника $\pm j$ в рівнянні (8.8) вказує на те, що компоненти поля H_z і H_x зсунуті за фазою відповідно на $\pm 90^\circ$. Таким чином, існують дві симетричні площини x_1 і x_2 (рис.8.5), в яких амплітуди компонент однакові $|H_z| = |H_x|$ і поле H має колову поляризацію. Положення цих площин можна знайти, прирівнюючи амплітуди компонент (8.8) і (8.9):

$$\frac{2a}{\Lambda} \sin \frac{\pi x}{a} = \cos \frac{\pi x}{a} \quad (8.10)$$

і знаходячи корені цього рівняння

$$x_1 = \frac{a}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{\Lambda}{2a}; \quad x_2 = a - x_1. \quad (8.11)$$

У площинах x_1 і x_2 кожному напрямку поширення хвилі відповідає певний напрямок колової поляризації. За такого розміщення феритової пластини і такого напрямку поширення хвилі, як вказано на рис.8.5, у фериті буде правополяризоване поле і фазова швидкість буде визначатися μ_+ . Для хвилі, яка буде поширюватися у зворотному напрямку, поле у фериті буде лівополяризоване і фазова швидкість буде визначатися μ_- .

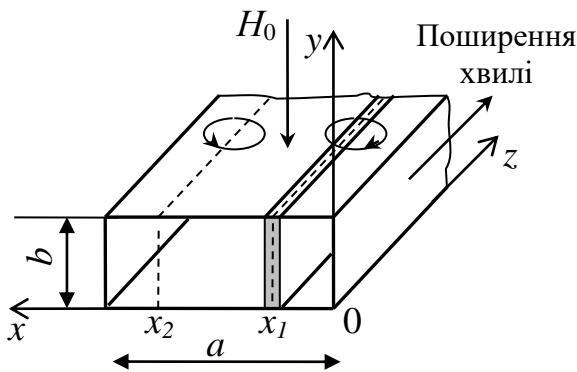


Рис.8.5. Положення площин колової поляризації у прямокутному хвилеводі

Так як μ_+ і μ_- мають різні значення, то і фазовий зсув на одиницю довжини феритової пластини при прямому і зворотному напрямках поширення хвилі буде різний, тобто незворотним.

Феритовим пластинам обмеженої довжини притаманний диференціальний (різницевий) фазовий зсув $\Delta\varphi$. Зі збільшенням товщини пластини для максимізації $\Delta\varphi$ пластину розміщують ближче до стінки хвилеводу. Для заданих значенням поля підмагнічення H_0 і характеристик фериту можна знайти таку товщину пластинки біля самої стінки хвилеводу, яка забезпечує максимальну величину $\Delta\varphi$. Це дуже важливо для ефективного тепловідведення.

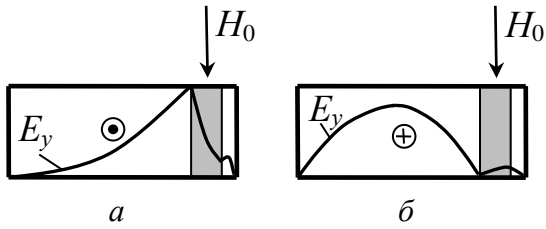


Рис.8.6. Явище «зміщення поля»:
a – розподіл вектора E для падаючої хвилі; *б* – для відбитої хвилі

У прямокутному хвилеводі з порівняно товстою феритовою пластинкою у сильному поперечному полі підмагнічення спостерігається явище «зміщення поля». Суть цього явища полягає в тому, що для одного напрямку поширення хвилі ферит має магнітну проникність, яка суттєво перевищує одиницю і поле концентрується поблизу пластини (рис.8.6,*a*). Тобто пластинка працює як діелектричний хвилевід, у якому поширюється поверхнева хвиля. Для зворотного поширення хвилі $\mu \approx 1$ і ферит мало впливає на структуру поля (рис.8.6,*б*). У цьому випадку хвиля «витісняється» із пластини. Поле підмагнічення в декілька разів менше резонансного.

8.2. Феритові пристрої на ефекті Фарадея

Ефект Фарадея успішно застосовують у вентилях. *Вентиль* – це чотириполюсник НВЧ, який пропускає хвилю в одному напрямку майже без відбиття і послаблення, але поглинає хвилю, яка поширюється у зворотному напрямку. Ідеальна матриця розсіювання вентиля має вигляд

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (8.12)$$

Вентилі використовують для захисту генераторів НВЧ від зміни опору навантаження, для побудови розв'язувальних кіл, як елементи вимірювальних установок.

Фарадеївський вентиль [23] (рис.8.7,*a*) складається із відрізка круглого хвилеводу із феритовим стержнем, розміщеним на осі, і зовнішнього соленоїда, який утворює повздовжнє поле підмагнічення. З обох боків круглий хвилевід закінчується плавними переходами до прямокутних хвилеводів.

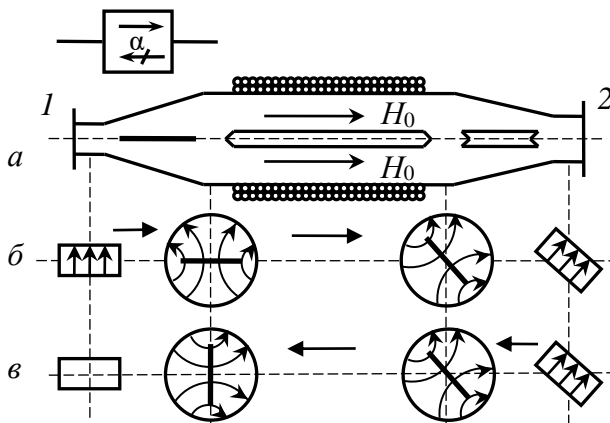


Рис.8.7. Конструкція фарадеївського вентиля

Усередині переходів паралельно широким стінкам вхідного і вихідного прямокутних хвилеводів встановлені поглинальні пластини. Вихідний прямокутний хвилевід розташований щодо вхідного під кутом 45° . Хвиля прямокутного хвилеводу H_{10} , подана на вхід 1, не зазнаючи ослаблення в поглинальній пластині, трансформується у хвилю H_{11} круглого хвилеводу з вертикальною поляризацією. Діаметр і довжина феритового стержня і напруженість поля підмагнічення обрані так, що площа поляризації хвилі під час поширення вздовж відрізка круглого хвилеводу

довжина феритового стержня і напруженість поля підмагнічення обрані так, що площа поляризації хвилі під час поширення вздовж відрізка круглого хвилеводу

ду з феритом повертається за годинниковою стрілкою на кут 45° , і хвиля без втрат проходить через перехід з поглинальною пластинною у вихідний прямокутний хвилевід, вузькі стінки якого паралельні вектору електричного поля (рис.8.7,б). Для зменшення відбиття кінці феритового стержня і поглинальних пластин скошені. Відбита хвиля, яка надходить на вхід 2 (рис.8.7,в), без ослаблення трансформується у хвилю H_{11} круглого хвилеводу. Під час поширення на ділянці з феритовим стержнем площина поляризації хвилі повертається за годинниковою стрілкою на 45° . На виході круглого хвилеводу з феритом вектор електричного поля виявляється паралельним широким стінкам прямокутного хвилеводу входу 1 і поглинальній пластині. На вхід 1 хвиля не проходить і вся потужність, яку вона переносить, розсіюється у поглинальній пластині.

Реальні вентиля характеризують втрати $A = -20\lg|s_{21}|$, загасання $L = -20\lg|s_{12}|$; розв'язка $H = 20\lg(|\dot{s}_{21}|/|\dot{s}_{12}|)$, КСХ і робоча смуга частот, у якій вказані параметри не гірші заданих.

Найбільш часто фарадеївські вентиля завдяки простоті конструкції застосовують у міліметровому діапазоні. Для таких вентилів втрати близько 1 дБ, розв'язка не менше 20 дБ, КСХ не перевищує 1,2. Напруженість поля підмагнічення лежить у межах 10 – 15 Е.

Якщо у пристрої (рис.8.7) замінити поглинальні пластини на додаткові відгалуження прямокутних хвилеводів, то отримаємо чотириплечий циркулятор [23].

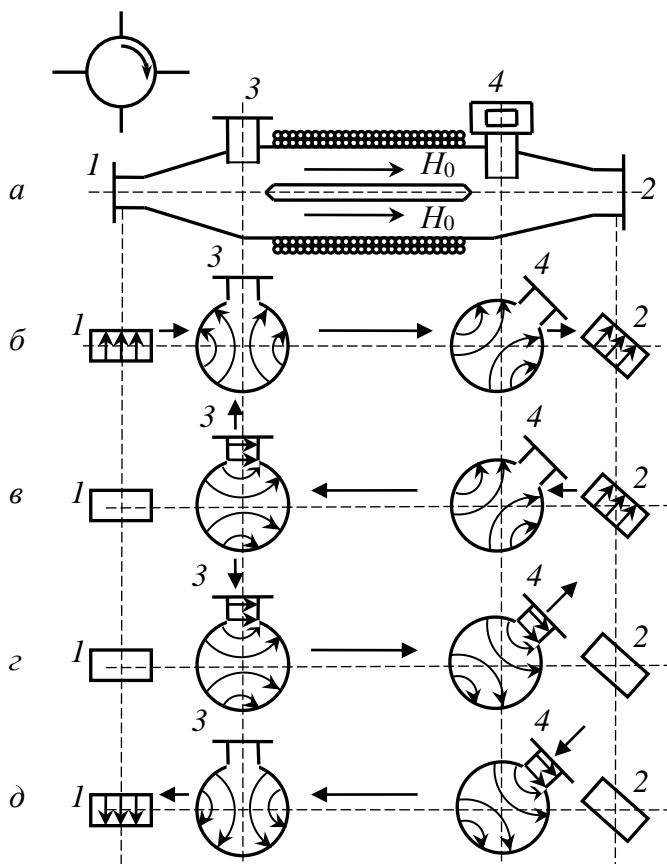


Рис.8.8. Поляризаційний циркулятор

Циркулятор – це узгоджений недисипативний невзаємний багатоплюсник, в якому передача потужності відбувається в одному напрямку. Ідеальна матриця розсіювання чотириплечого циркулятора має вигляд

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (8.13)$$

Поляризаційний циркулятор схематично зображений на рис.8.8,а. Зі збудженням входу 1 цього пристрою (рис.8.8,б) НВЧ-потужність проходить на вхід 2 так як і в фарадеївському вентилі, а бокові входи 3 і 4 не збуджуються. Якщо НВЧ-потужність подається на вхід 2 (рис.8.8,в), то після проходження відрізка круглого хвилеводу

ду з феритом площина поляризації хвилі повертається на 45° за годинниковою стрілкою, а результуюче поле із горизонтальною поляризацією збуджує вхід 3 і не збуджує вхід 1. НВЧ-потужність, яка подана на вхід 3 (рис.8.6,з), породжує в круглому хвилеводі хвилю з горизонтальною поляризацією, яка на вхід 1 не проходить. У разі поширення у відрізку хвилеводу з феритом площина поляризації цієї хвилі повертається на 45° і вектор електричного поля виявляється паралельним широким стінкам хвилеводу на виході 2, який не збуджується, і НВЧ-потужність проходить на вхід 4. За подачі НВЧ-потужності на вхід 4 (рис.8.8,д) в круглому хвилеводі збуджується хвиля з вектором електричного поля, паралельним широким стінкам хвилеводу на вході 2, який не збуджується. За поширення вліво по відрізку хвилеводу з феритом площина поляризації повертається на 45° , так що вектор електричного поля виявляється паралельним вузьким стінкам хвилеводу на виході 1. НВЧ-потужність проходить на цей вхід, а вхід 3 не збуджується. Таким чином, розглянутий пристрій за умови відсутності втрат і відбиття має властивості ідеального циркулятора з матрицею розсіювання (8.13).

Якщо в розглянутому пристрої змінити напрямок поля підмагнічення (при цьому площина поляризації у хвилеводі з феритом буде повертатися на 45° проти годинникової стрілки), тоді отримаємо циркулятор із зміненим порядком передачі сигналів між входами (1-4-3-2-1). Таким чином, зі зміною напрямку струму в соленоїді циркулятор і вентиль фарадеївського типу перетворюються на електрично керовані комутатор і вимикач.

Основним недоліком поляризаційного циркулятора є низька допустима потужність, оскільки важко виконати ефективний тепловідвід для феритового стержня.

У разі стрибкоподібного змінювання величини струму в керувавальному соленоїді є можливість використання ефекту Фарадея для побудови *перемикача*

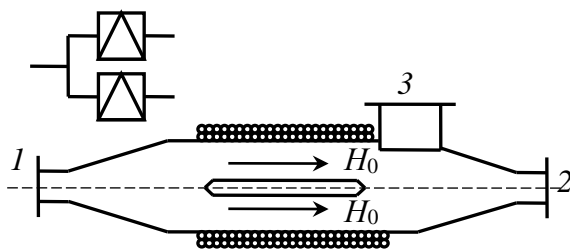


Рис.8.9. Перемикач

НВЧ-потужності [23]. Схема перемикача на два канали показана на рис.8.9. Прямокутні хвилеводи 1 і 2 підключають до круглого хвилеводу через плавні переходи, причому їх широкі стінки паралельні між собою. Прямокутний хвилевід входу 3 включений через боковий отвір у стінці круглого хвилеводу, так що площина H

хвилеводу на вході 3 збігається з площиною E хвилеводів на входах 1 і 2. У разі відсутності струму підмагнічення хвиля, подана на вхід 1, вільно проходить через круглий хвилевід з феритом і повністю надходить на вхід 2. З увімкненням струму підмагнічення хвиля від входу 1, проходячи через круглий хвилевід з феритовим стержнем, повертає площину поляризації на кут 90° і збуджує вхід 3.

Розглянута конструкція перемикача є основою для реалізації регульованого діляника потужності. Залежно від величини струму підмагнічення хвиля від входу 1, проходячи через круглий хвилевід з феритовим стержнем, повертає площину поляризації на деякий кут θ . Сигнал на виході круглого хвилеводу можна пред-

ставити як суму сигналу з вертикальною поляризацією $E_0 \cos \theta$, який проходить на вхід 2, і сигналу з горизонтальною поляризацією $E_0 \sin \theta$, який проходить на вхід 3. Зі зміною струму в керувальній обмотці змінюється кут повороту площини поляризації і співвідношення сигналів на входах 2 і 3 також змінюється. Підключення узгодженого навантаження на вхід 2 або 3 перетворює пристрій на *атенюатор*, внесене ослаблення якого залежить від величини керуючого струму.

Важливою перевагою НВЧ-пристроїв на основі ефекту Фарадея є порівняно низька величина поля підмагнічення (декілька десятків або сотень ерстед).

8.3. Вентилі із поперечно підмагніченим феритом

Так званий резонансний вентиль [23] містить поперечно підмагнічену феритову пластину, яка розташована в площині прямокутного хвилеводу, де магнітне поле має кругову поляризацію (рис.8.10,*а*). Поперечне поле підмагнічення утворює постійний магніт. Величина цього поля підібрана рівною полю гіромагнітного резонансу для правополяризованої хвилі. Спадаюча хвиля, з поширенням якої у фериті утворюватиметься лівополяризоване поле, проходить вентиль із незначним загасанням. Відбита хвиля, у разі поширення якої у фериті буде правополяризоване поле, інтенсивно загасає через великі втрати в фериті під час феромагнітного резонансу.

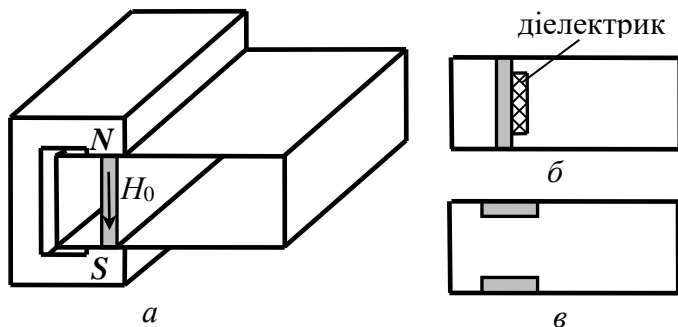


Рис.8.10. Резонансний вентиль: *а* – ескіз вентилля, *б* – феритова пластинка в площині E , *в* – феритова пластинка в площині H

Поле підмагнічення, необхідне для існування феромагнітного резонансу, і потрібне розташування феритової пластинки у хвилеводі залежать від частоти, що обмежує діапазонні властивості резонансного вентилля. Для розширення частотного діапазону поле сконцентрують поблизу фериту за допомогою діелектричних вставок (рис.8.10,*б*). Феритові пластинки розміщують також на широких стінках хвилеводу (рис.8.10,*в*), що забезпечує ефективне тепловідведення, проте такі конструкції потребують більш сильного поля підмагнічення порівняно із попередньою конструкцією.

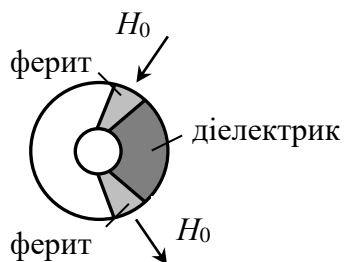


Рис.8.11. Резонансний вентиль на коаксіальному хвилеводі

Резонансні вентилі для сантиметрового діапазону працюють у відносній смузі частот близько 8% за втрат близько 0,5 дБ, загасанні 10 – 20 дБ, КСХ не більше ніж 1,2.

Вентилі на коаксіальних лініях також реалізують принцип резонансного поглинання. В коаксіальній лінії основною хвилею є T -хвиля,

тому використовують спеціальні засоби для утворення повздовжніх складників магнітного поля і забезпечення обертання вектора. Часткове заповнення поперечного перерізу коаксіальної лінії діелектриком із високою діелектричною проникністю призводить до трансформації T -хвилі у гібридну хвилю, яка має повздовжній складник магнітного поля. На рис.8.11 показана схема коаксіального резонансного вентиля. Параметри діелектричного заповнення обрані таким чином, щоб феритові вставки знаходились під дією магнітного вектора з коловою поляризацією.

У коаксіальних вентилях робоча смуга частот досягає октави, втрати близько 1 дБ, загасання 10 – 20 дБ, КСХ не більше ніж 1,25.

Загальним недоліком вентилях з резонансним поглинанням є високе значення напруженості поля підмагнічення (декілька тисяч ерстед для вентилях трисантиметрового діапазону) і значна маса магнітної системи. Суттєве зменшення маси магнітної системи має місце у вентилях, де застосовується ефект «зміщення поля».

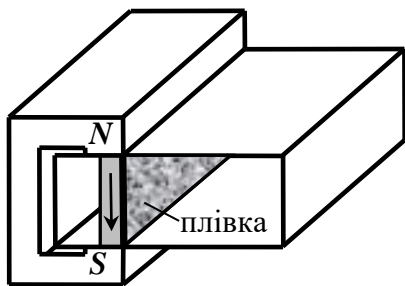


Рис.8.12. Вентиль зі «зміщенням поля»

У вентилях зі зміщенням поля на прямокутному хвилеводі (рис.8.12) на поверхню феритової пластини нанесена поглинальна металева плівка, тому відбита хвиля, сконцентрована біля фериту, значно поглинається. На падаючу хвилю поглинальна плівка практично не впливає. Вентилі зі «зміщенням поля» порівняно з резонансними мають суттєво полегшену магнітну систему, більший робочий діапазон частот, проте вони можуть працювати за порівняно невисоких рівнів потужностей.

8.4. Фазові пристрої

Принцип дії *фазових циркуляторів* ґрунтується на використанні незворотного фазового зсуву в тонких феритових пластинках за поперечного намагнічення (див. п.8.1). Такі невзаємні фазообертачі доповнюють двома мостовими пристроями [23].

На рис.8.13,а схематично зображений фазовий циркулятор на основі двох ЩМ. У верхньому хвилеводі, який з'єднує ЩМ I і II, встановлені діелектрична пластинка, яка здійснює додатковий взаємний фазовий зсув на $\pi/2$, і феритова пластинка, яка здійснює додатковий фазовий зсув $\pi/2$ для хвилі, що поширюється зліва направо, і нульовий – для хвилі зворотного напрямку. У нижньому хвилеводі встановлена така ж феритова пластинка, але додатковий фазовий зсув $\pi/2$ має місце вже для хвилі, яка поширюється справа наліво. Такі незворотні фазові зсуви у хвилеводах отримують за умови вказаного на рис.8.13,а розміщення пластин і намагніченні їх поперечним полем одного напрямку.

Розглянемо фазові співвідношення для даного циркулятора. Хвиля, яка надходить в плече I, ділиться навпіл ЩМ I. Парціальна хвиля, яка відгалужується, отримує фазовий зсув -90° . У верхньому хвилеводі, який з'єднує мости, фаза цієї парціальної хвилі зсувається додатково на 180° завдяки дії діелектричної і фери-

тової пластин. Таким чином хвиля отримує на виході 4 результуючий додатковий фазовий зсув 90° . Парціальна хвиля, поширювана в нижньому хвилеводі, який з'єднує мости, розгалужується мостом II і отримує фазовий зсув на -90° . Таким чином у плечі 4 парціальні хвилі мають різницеий зсув 180° і компенсують одна одну. На вихід плеча 2 надходить парціальна хвиля, яка поширюється у нижньому хвилеводі; вона не набуває додаткового фазового зсуву. Ця хвиля складається із парціальною хвилею, відгалуженою із верхнього хвилеводу через міст II, її результуючий фазовий зсув також дорівнює нулю. Отже, парціальні хвилі на виході 2 синфазні, вони складаються і утворюють хвилю тієї ж потужності, яка над-

ходить у плече 1.

ходить у плече 1.

Таким чином, можна стверджувати, що електромагнітна хвиля із плеча 1 повністю надходить у плече 2. Аналогічно можна показати, що в цьому пристрої реалізується направлена передача потужності $1-2-3-4-1$. Якщо змінити напрям підмагнічення на зворотний, то феритові пластини будуть здійснювати невзаємні фазові зсуви для хвиль протилежного напрямку і реалізується інша послідовність передачі потужності: $1-4-3-2-1$.

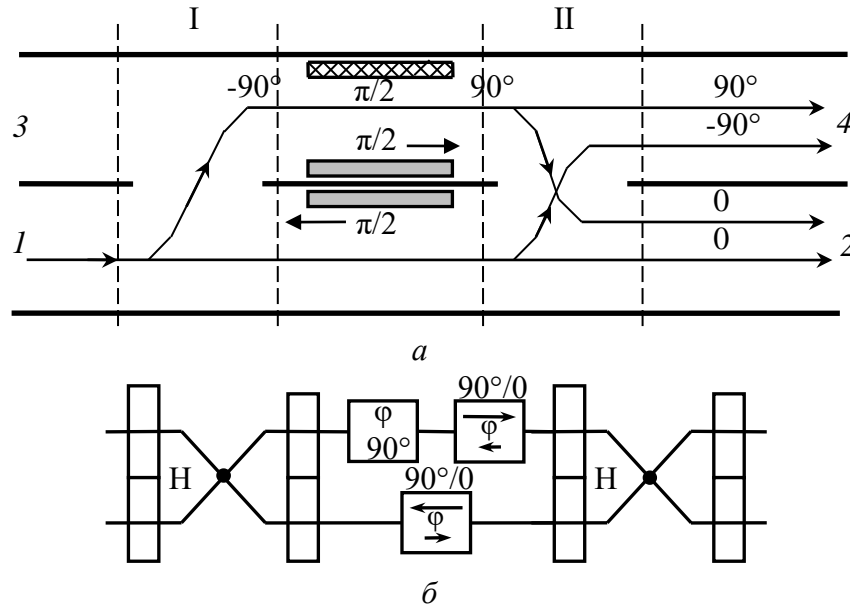


Рис.8.13. Фазовий циркулятор на двох щілинних мостах: *a* – ескіз, *б* – схема електрична принципова

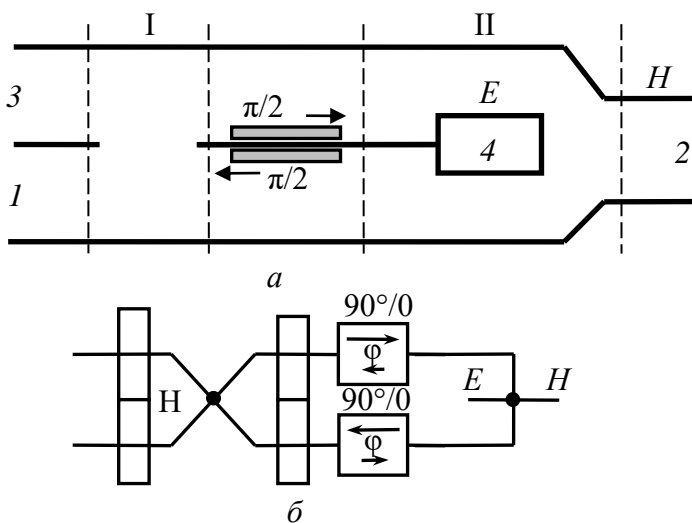


Рис.8.14. Фазовий циркулятор на мостах різного типу: *a* – ескіз, *б* – схема електрична принципова

У фазовому циркуляторі (рис.8.14) використаний ЩМ I і згорнутий подвійний трійник II. Розглянемо коротко фазові співвідношення для цього циркулятора, наприклад, коли хвиля надходить в плече 3. Ця хвиля ділиться навпіл ЩМ I. Відгалужена парціальна хвиля набуває фазового зсуву -90° . У верхньому хвилеводі, який з'єднує мости, фаза парціальної хвилі зсувається додатково на 90° завдяки дії феритової пласт-

тини. Таким чином парціальні хвилі, які надходять в плечі подвійного трійника II є протифазні, тому вони будуть збуджувати E -плече трійника. Таким чином, хвиля із плеча I циркулятора повністю надходить в плече 4.

У фазовому циркуляторі, виконаному за розглянутою схемою, легше вирівняти ослаблення фазозсувачів, що сприяє отриманню кращих електричних характеристик.

Загальною перевагою фазових циркуляторів над циркуляторами фарадеївського типу є більша широкосмуговість і здатність працювати за високих рівнів потужності. Відносна робоча смуга частот фазових циркуляторів сантиметрового діапазону складає 5 – 10%, за розв'язки більше 35 дБ, втрат нижчих 0,25 дБ, КСХ не перевищує 1,2.

Невзаємні фазообертачі застосовують не тільки у фазових циркуляторах, а і в інших пристроях НВЧ. Прикладом цього є схема сумарно-різницевого пристрою для моноімпульсної радіолокаційної системи [25] (рис.8.15). Пеленгація цілі у двох площинах (за азимутом і за кутом місця) здійснюється таким чином. Прийняті від цілі сигнали з виходів антен 1, 2, 3 і 4 за допомогою хвилевідних мостів I–IV підсумовуються і віднімаються таким чином, що на виході 5 утворюється різницевий азимутальний сигнал, на виході 6 – сумарний сигнал, а на виході 7 – різницевий сигнал кута місця. Сумарний сигнал детектується для визначення відстані до цілі, а різницеві сигнали детектуються для визначення помилок за азимутом і кутом місця.

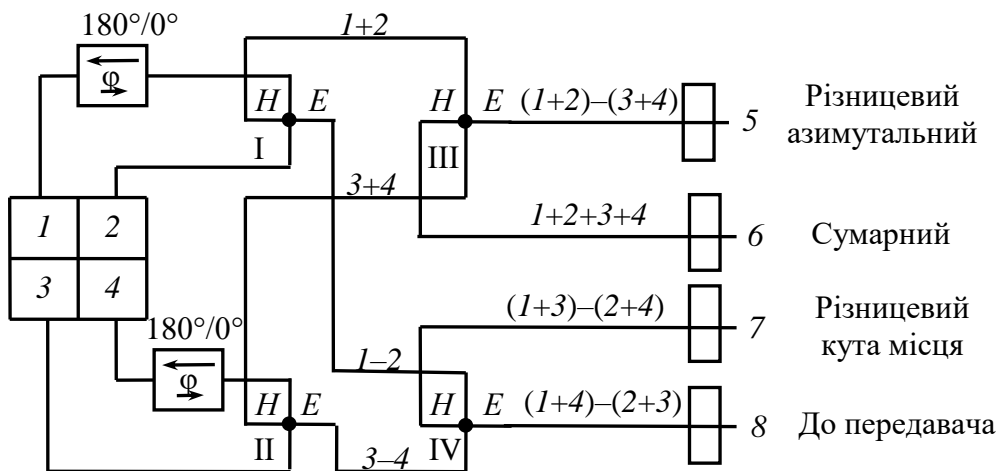


Рис.8.15. Схема сумарно-різницевого пристрою

У традиційних сумарно-різницевих пристроях (без невзаємних фазообертачів) сигнал на виході 8 не використовується і до цього виходу підключається узгоджене навантаження. Передавач підключається до каналу сумарного сигналу через перемикач, який попеременно комутує вихід 6 до передавача і приймача сумарного сигналу. Наявність перемикача утруднює пеленгацію близьких цілей.

Використання у схемі сумарно-різницевого пристрою невзаємних фазообертачів (рис.8.15) дозволяє безпосередньо підключити передавач до виходу 8. При цьому завдяки фазовим набіганням високочастотна потужність передавача ділиться мостами I–IV порівну і в фазі між всіма випромінювачами 1–4.

Циркулятори мостового типу являють собою хвилевідне, коаксіальне чи смужкове з'єднання, у якому розміщено намагнічений феритовий зразок. Найвність фериту надає мосту невзаємних властивостей. Найбільш простим серед циркуляторів мостового типу є *Y-циркулятор*. Хвилевідний *Y-циркулятор* (рис.8.16,*а*) виконується на основі *Y-трійника* в площині *H*, у центрі якого розміщений поперечно намагнічений феритовий циліндр, оточений діелектричною втулкою. Поле підмагнічення утворюють зовнішні дискові магніти. Принцип дії *Y-циркулятора* такий. Хвиля, яка надходить на вхід *1* циркулятора розгалужується на дві хвилі, які огинають ферит з двох боків. Області існування вектора магнітного поля з коловою поляризацією для цих хвиль потрапляють у феритовий зразок, причому напрями обертання векторів відносно напрямку поля підмагнічення виявляються протилежними. Через відмінність магнітних проникностей μ_+ і μ_- хвилі, які огинають феритовий зразок, мають різні фазові швидкості. Розміри і параметри феритового циліндра обрані такі, щоб ці хвилі приходили на вхід *2* з однаковими фазами, а до входу *3* – у протифазі. Таким чином, передача коливань з входу *1* відбувається тільки на вхід *2*. Так як *Y-циркулятор* має обертальну симетрію, то можна стверджувати, що передача з входу *2* буде відбуватися на вхід *3* і з входу *3* – на вхід *1*. Ідеальна матриця розсіювання *Y-циркулятора* має вигляд

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (8.14)$$

Діелектрична втулка у конструкції *Y-циркулятора* (рис.8.16,*а*) сприяє підвищенню температурної стабільності і стійкості характеристик циркулятора до зміни величини поля підмагнічення.

Подібну конструкцію має *Y-циркулятор* у смужковому виконанні (рис.8.16,*б*). У керамічну підкладку *1* врізаний феритовий вкладиш *2*, підмагнічений постійним магнітом *3*. Нанесений на підкладку металевий плівковий диск *4* забезпечує необхідну структуру електромагнітного поля. Простота такої конструкції, малі габарити і маса, непогані електричні параметри (втрати 0,2 – 0,5 дБ; розв'язка 20 – 25 дБ; КСХ = 1,1 – 1,3; відносна смуга частот 20 – 50%) обумовили її широке застосування. Відомі також конструкції смужкових *Y-циркуляторів*, у яких підкладка виготовлена із фериту.

Відносна робоча смуга частот хвилевідних *Y-циркуляторів* може досягати 30%, а смужкових – октави.

Y-циркулятори широко застосовують, зокрема, у схемах, де передавач і приймач працюють на одну антену. Якщо до одного із плечей *Y-циркулятора* підк-

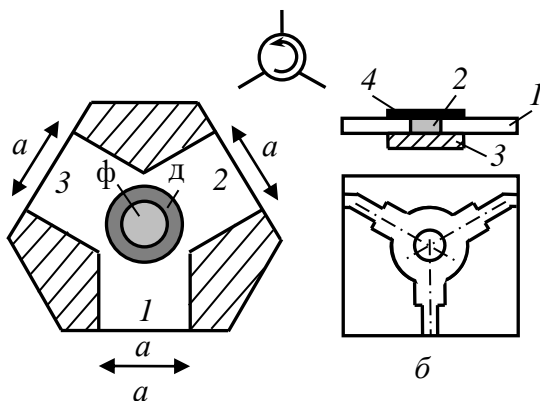


Рис.8.16. Y-циркулятори:
а – хвилевідний, б – смужковий

лючити узгоджене навантаження, то інші плечі утворюють вентиль. Так найчастіше реалізуються вентиля для міліметрового діапазону.

Контрольні питання

1. У чому полягає ефект Фарадея?
2. Що називають феромагнітний резонанс?
3. Чим пояснюють незворотний фазовий зсув у тонких феритових пластинах у прямокутному хвилеводі?
4. У чому полягає явище «зміщення поля» у прямокутному хвилеводі із феритовою пластиною?
5. Який пристрій називають вентиляем?
6. Які основні параметри вентиля?
7. Який принцип дії фарадеївського вентиля?
8. Який пристрій називають циркулятором?
9. Які основні параметри циркулятора?
10. Який принцип дії поляризаційного циркулятора?
11. Який принцип дії перемикача на ефекті Фарадея?
12. Який принцип дії резонансного вентиля?
13. Який принцип дії вентиля із «зміщенням поля»?
14. Який принцип дії фазового циркулятора?
15. Який пристрій називають Y -циркулятором?
16. Які типові параметри фазових та Y -циркуляторів?

Задачі

1. Діод Ганна використовують в коаксіальному генераторі для створення НВЧ-випромінення на частоті 9,7 ГГц. Інтервал між струмовими імпульсами 0,1 нс і швидкість домену 10^5 м/с. Розрахуйте тривалість струмових імпульсів.

ВІДПОВІДЬ: 3 пс.

2. Добуток радіочастотної вихідної потужності на опір навантаження і на квадрат максимальної частоти генерації є постійна величина для будь-якого пристрою з перенесенням електронів. Розрахуйте вихідну потужність для ганнівського генератора, що працює на максимальній частоті 70,7 ГГц за навантаження 300 Ом, якщо інший подібний пристрій видає 50 мВт безперервної потужності на максимальній частоті 10 ГГц за такого ж навантаження.

ВІДПОВІДЬ: 1 мВт.

3. Однопролітний кремнієвий ЛПД працює за постійної напруги живлення 70 В. Максимальне електричне поле всередині пристрою, необхідне для лавинного пробоя, становить $2,7 \cdot 10^3$ В/м, і в кінці пролітної області електричне поле

зменшується до величини удвічі меншої, ніж поле насичення.

Розрахуйте:

- а) довжину пролітної області;
- б) власну частоту генерації пристрою.

Передбачається лінійна залежність зміни електричного поля від відстані уздовж пролітної області. Нехай мінімальне електричне поле, необхідне для «насичення», дорівнює $1,43 \cdot 10^2 \text{ В/м}$, дрейфова швидкість 10^5 м/с .

ВІДПОВІДЬ: 2,9 мкм; 17,24 ГГц.

4. Добуток радіочастотної потужності на реактивний опір пристрою і на квадрат робочої частоти є величина, постійна для будь-якого ЛПД.

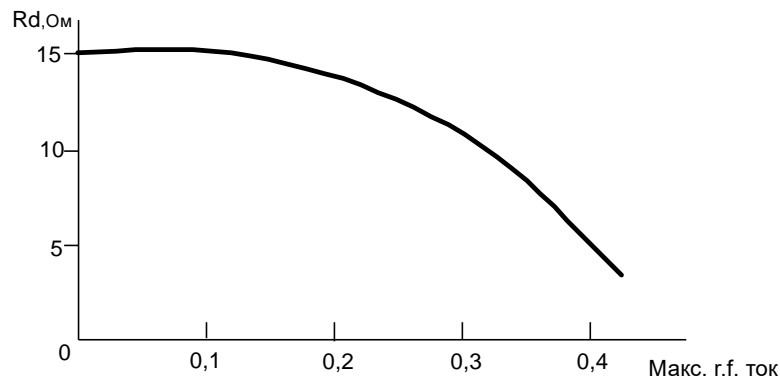
Два пристрої, один – ЛПД, а інший – діод Ганна, призначені для роботи на частоті 10 ГГц і мають такі параметри:

	Ємність діода (пФ) або опір (Ом)	Добуток потужність- частота-реактанс (постійний), Вт·ом·с ⁻²
ЛПД	0,1 пФ	$2,4 \cdot 10^{23}$
Діод Ганна	5 Ом	$5,0 \cdot 10^{20}$

Розрахуйте максимальну радіочастотну потужність кожного діода.

ВІДПОВІДЬ: ЛПД – 15,1 Вт, діод Ганна – 1 Вт.

5. ЛПД має таку залежність негативного опору від максимального радіочастотного струму:



ЛПД можна уявити у вигляді еквівалентної схеми, що містить негативний опір, підключений послідовно до ємності діода 0,2 пФ. Зовнішнє навантаження можна уявити у вигляді включених послідовно опору й індуктивності. Якщо необхідно одержати на виході 0,15 Вт НВЧ-потужності, то розрахуйте, які повинні бути:

- а) негативний опір діода у відповідній робочій точці;
- б) величина індуктивності, щоб настроїти діод на частоту 12 ГГц;
- в) ефективність генератора (якщо $U_{\text{зміщення}}=70 \text{ В}$, $I_{\text{зміщення}} = 0,2 \text{ А}$).

Стисло поясніть проблему, пов'язану з рівнем опору діода, і вкажіть, як її можна подолати в реальних структурах резонаторів.

ВІДПОВІДЬ: 13 Ом, 0,88 нГн, 1,07 %.

6. Твердотілий НВЧ-підсилювач живиться від шини постійної напруги 10 В. Для досягнення на виході 1 Вт змінної потужності він споживає 1 А постійного струму від джерела живлення і підживляється 0,2 Вт від зовнішнього джерела змінної напруги. Розрахуйте загальну ефективність підсилювача як з урахуванням потужності зовнішнього джерела, так і нехтуючи ним. Прокоментуйте різницю.

ВІДПОВІДЬ: 9,8 %; 10 %.

7. Необхідно одержати приблизно одну і ту ж вихідну потужність (2 Вт) від двох кремнієвих ЛПД, які мають абсолютно ідентичні структури, але різні значення ємності. Один діод працює на 22 ГГц, інший – на 30 ГГц. Розрахуйте:

- а) ємність кожного діода;
- б) ефективні з погляду регулювання значення індуктивності кожного з двох резонаторів, в яких повинні працювати ці ЛПД.

Як можна ці індуктивності реалізувати на практиці?

ВІДПОВІДЬ: а) – 0,029 пФ та 0,0395 пФ, б) 1,8 нГн та 0,71 нГн.

Список використаної літератури

1. Пасынков, В. В. Полупроводниковые приборы [Текст]: учеб. для вузов / В. В. Пасынков, Л. К. Чиркин. – М.: Высш. шк., 1987. – 479 с.
2. Левитский, С. М. Вакуумная и твердотельная электроника СВЧ [Текст] / С. М. Левитский, С. В. Кошечая. – К.: Вища шк., 1986. – 272 с.
3. Макмиллан, Р.У. Источники излучения ближнего миллиметрового диапазона [Текст] / Р. У. Макмиллан // ТИИЭР: Пер. с англ. – 1985. – Т. 73, № 1. – С. 96 – 119.
4. Каталог продукції фірми «Хітачі» [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://hitachi.com/products/business/device/index.html>. – Заголовок з екрану.
5. Царапкин, Д. П. Генераторы СВЧ на диодах Ганна [Текст] / Д. П. Царапкин. – М.: Радио и связь, 1982. – 112 с.
6. Плаксин, С. В. Физические основы построения быстродействующих информационно-управляющих систем на базе полупроводниковых элементов с горячими электронами [Текст] / С. В. Плаксин, И. И. Соколовский. – Севастополь: «Вебер», 2006. – 320 с.
7. Кукарин, С. В. Электронные СВЧ приборы [Текст] / С. В. Кукарин. – М.: Радио и связь, 1981. – 272 с.
8. Каталог продукції ВАТ НДІ напівпровідникових приладів (Томськ, Російська Федерація) [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://niipp.ru/Russian/products/index.html>; <http://www.club155.ru/datasheet/3A741E?pid=464>. – Заголовок з екрану.
9. Развитие полупроводниковой электроники сверхвысоких частот в НИИ «Орион» [Текст] / Н. С. Болтовец, Л. В. Касаткин, С.Б. Мальцев, В.П. Рукин // Техника и приборы СВЧ. – 2008. - №1. – С. 7 – 9.
10. Прохоров, Э. Д. Полупроводниковые материалы для приборов с междолинным переносом электронов [Текст] / Э. Д. Прохоров, Н. И. Белецкий. – Х.: Вища шк., Изд-во при Харьк. ун-те, 1982. – 144 с.
11. Прохоров, Э. Д. Квантово-размерные эффекты в твердотельных сверхвысокочастотных приборах [Текст] / Э. Д. Прохоров. – Х.: Харьк. нац. ун-т им. В. Н. Каразина. – 2005. – 220 с.
12. Плаксин, С. В. Определение времени релаксации энергии горячих электронов в п-GaAs резонаторным методом с обработкой результатов на ЭВМ [Текст] / С. В. Плаксин // Изв. ВУЗов СССР – «Радиофизика». – 1988. – № 3. – С. 353 – 360.
13. Каталог продукції НВП «САТУРН» [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.jssaturn.com/ru-catalog.html>. – Заголовок з екрану.
14. Левинштейн, М. Е. Эффект Ганна [Текст] / М. Е. Левинштейн, Ю. К. Пожела, М. С. Шур. – М.: Сов.радио, 1975. – 288 с.
15. Микроэлектроника [Текст]: учеб. пособие для втузов. В 9 кн. / под ред. Л. А. Коледова. – М.: Высш. шк., 1988. Кн. 7. Микроэлектроника СВЧ устройств / И. Н. Филатов, О. А. Бакрунов, П. В. Панасенко. – 158 с.

16. Микроэлектронные устройства СВЧ [Текст]: Учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов / Г. И. Веселов [и др.]; под ред. Г. И. Веселова. – М.: Высш. шк., 1988. – 208 с.
17. Микроэлектронные устройства СВЧ [Текст] / Н. Т. Бова, Ю. Г. Ефремов, В. В. Конин и др. – К.: Техніка, 1984. – 184 с.
18. Петров, Г. В. Линейные балансные СВЧ-усилители [Текст] / Г. В. Петров, А. И. Толстой. – М.: Радио и связь, 1983. – 176 с.
19. Твердотельные устройства в технике связи [Текст] / Л. Г. Гассанов, А. А. Липатов, В. В. Марков, Н. А. Ильченко. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.
20. Конструирование экранов и СВЧ-устройств [Текст]: учеб. для вузов / А. М. Чернушенко [и др.]; под ред. А. М. Чернушенко. – М.: Радио и связь, 1990. – 352 с.
21. Проектирование радиоприемных устройств [Текст]: учеб. пособие для вузов / С. М. Клич [и др.]; под ред. А. П. Сиверса. – М.: Сов. радио, 1976. – 488 с.
22. Проектирование радиолокационных приемных устройств [Текст]: учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов / А. П. Голубков [и др.]; под ред. М. А. Соколова. – М.: Высш. шк., 1984. – 335 с.
23. Микаэлян, А. Л. Теория и применение ферритов на сверхвысоких частотах [Текст] / А. Л. Микаэлян. – М.: Госэнергоиздат, 1963. – 664 с.
24. Альтман, Дж. Устройства СВЧ [Текст] / Дж. Альтман; [пер. с англ.]; под ред. И. В. Лебедева. – М.: Мир, 1968. – 488 с.
25. А. с. 1115637 СССР. Суммарно-разностное устройство / В. Д. Рябчий, В. И. Лозяной, В. П. Прудкий (СССР). – 3544060; заявл. 11.01.83.

Зміст

Список скорочень.....	3
Вступ.....	5
1. Фізичні основи роботи напівпровідникових приладів НВЧ-діапазону.....	6
1.1. Енергетичні зони напівпровідників	6
1.2. Процеси перенесення заряду в напівпровідниках	7
1.3. Напівпровідники в сильних електричних полях.....	9
1.4. Контактні явища	12
2. Лавинно-пролітні діоди	15
2.1. Напівпровідникові аналоги вакуумних приладів НВЧ	15
2.2. Негативний диференціальний опір	17
2.3. Лавинне множення носіїв заряду.....	18
2.4. Основні режими роботи ЛПД	19
2.5. Технічний рівень промислових ЛПД	21
3. Напівпровідникові прилади з об'ємною нестійкістю (діоди Ганна)	23
3.1. Механізм міждолинного переходу.....	24
3.2. Ефект Ганна і критерій Кремера.....	25
3.3. Динаміка ганнівських доменів.....	27
3.4. Класифікація режимів роботи ганнівських генераторів	30
3.5. Граничні параметри генераторів Ганна	32
3.6. Способи підвищення ефективності та верхньої частотної межі ганнівських генераторів.....	34
4. Конструкції діодних НВЧ-генераторів	38
4.1. Основи напівпровідникової технології.....	38
4.2. Конструкції діодних НВЧ-генераторів	39
4.3. Способи перестройки частоти	42
5. Підвищення потужності напівпровідникових генераторів та освоєння міліметрового діапазону хвиль	45
5.1. Основні принципи побудови НВЧ-суматорів	45
5.2. Конструкції суматорів потужності.....	46
5.3. Освоєння міліметрового і субміліметрового діапазонів	48
6. Підсилювачі НВЧ	52
6.1. Основні параметри підсилювачів	52
6.2. Класифікація підсилювачів НВЧ.....	58
6.3. Однокаскадний транзисторний підсилювач.....	61
6.4. Принцип дії балансного підсилювача.....	65
7. Перетворювачі частоти.....	67
7.1. Змішувачі	67
7.2. Перетворення частот у змішувачі.....	68
7.3. Основні параметри змішувачів	70
7.4. Небалансні змішувачі	72
7.5. Балансні змішувачі.....	77
7.6. Подвійні балансні змішувачі.....	81

7.7. Кільцеві балансні змішувачі	82
7.8. Транзисторні змішувачі	84
8. Феритові пристрої НВЧ	86
8.1. Основні властивості феритів на НВЧ.....	86
8.2. Феритові пристрої на ефекті Фарадея.....	90
8.3. Вентилі із поперечно підмагніченим феритом	93
8.4. Фазові пристрої	94
Задачі	98
Список використаної літератури	101