

ВИБІР ЕЛЕМЕНТНОЇ БАЗИ МАЛОШУМЛЯЧИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМ ВИСОКИХ ТА НАДВИСОКИХ ЧАСТОТ

Проведено огляд особливостей побудови вхідних каскадів приймачів НВЧ з використанням малошумлячих підсилювачів (МШП) які дозволяють при збереженні дальності у декілька разів понизити потужність передавача, підвищивши тим самим його надійність. Розглянуто типи МШП приймальних трактів НВЧ, визначено переваги та недоліки при вирішенні завдань ефективного підсилення прийнятого сигналу. Намічено стратегію синтезу малошумлячого підсилювача, шляхом оптимального вибору підсилювального елементу, можливості моделювання та дослідження основних параметрів МШП. Наведено результати моделювання МШП з метою оптимального визначення частотної залежності параметрів, у тому числі S-параметрів транзисторів.

The review of features of construction of entrance cascades of receivers of over high-frequencies is conducted with the use of little making noise strengtheners which allow at saving distance in once or twice to reduce power of transmitter, promoting the same his reliability the types of little making noise amplifier of receiving highways of over high-frequencies are considered, certainly advantages and failings at the decision of tasks of the effective strengthening of the accepted signal. Strategy of synthesis of little making noise strengtheners is set, by the optimum choice of amplifying element, possibility of design and research of basic parameters of little making noise amplifier. The results of design of little making noise amplifier are resulted with the purpose of optimum determination of frequency dependence of parameters, including S-parameters of transistors.

Ключові слова: конвертор, еквівалентна схема, активний елемент..

Вступ

На сьогоднішньому етапі розвитку приймальні пристрої надвисоких частот (НВЧ) використовуються для вирішення надзвичайно великого кола завдань. Вони широко застосовуються в радіолокації, системах обробки даних дистанційного зондування Землі та супутникової метеоінформації, системах космічного зв'язку, радіоастрономії, системах високоякісного телебачення. В порівнянні з апаратурою, що працює на довгих, середніх, коротких і ультракоротких хвилях, радіоприймальні пристрої НВЧ мають ряд особливостей. Так, в діапазоні НВЧ рівень зовнішніх завад надзвичайно низький. Основну роль тут відіграють внутрішні шуми, які обмежують чутливість радіоприймального пристрою. У зв'язку з цим в радіоприймальних пристроях діапазону НВЧ велика увага приділяється зменшенню шумів усіх елементів: частотно-вибіркових систем, підсилювачів, перетворювачів частоти та ін. Перші каскади радіоприймального пристрою обов'язково мають бути малошумлячими. Вони передусім повинні забезпечити підвищення чутливості і зменшення коефіцієнта шуму. Використання малошумлячих підсилювачів дозволяє при збереженні дальності у декілька разів понизити потужність передавача, підвищивши тим самим його надійність і при цьому отримати вигоду в загальній вазі апаратури [1]. Необхідність мініатюризації радіоприймальних пристроїв НВЧ діапазону, підвищення їх економічності, зменшення вартості привели до інтенсивного застосування малошумлячих підсилювачів на напівпровідникових приладах, до яких відносяться напівпровідникові параметричні, на тунельних діодах і транзисторні підсилювачі НВЧ.

Напівпровідникові параметричні підсилювачі (НПП) працюють в широкому діапазоні частот (0,3...35ГГц), мають смуги пропускання від доль до декількох відсотків від центральної частоти (типові значення 0,5...7 %, але можуть бути отримані смуги до 40 %); коефіцієнт передачі одного каскаду досягає 17...30дБ, динамічний діапазон вхідних сигналів 70...80дБ. Проте система охолодження збільшує габарити, масу, споживану потужність і вартість НПП. Підсилювачі на тунельних діодах мають в порівнянні з іншими напівпровідниковими підсилювачами менші габарити і масу, що визначаються головним чином габаритами і масою феритових циркуляторів і вентилів, менший рівень споживаної потужності і широку смугу пропускання. Вони працюють в діапазоні частот 1...20ГГц, мають відносну смугу пропускання 1,7...65 % (типові значення 3,5...18 %), коефіцієнт передачі одного каскаду 6...20дБ, коефіцієнт шуму 3,5...4,5дБ на дециметрових хвилях і 4...7дБ на сантиметрових, динамічний діапазон вхідних сигналів складає 50...90дБ. Проте останнім часом підсилювачі на тунельних діодах із-за властивим їм недолікам (порівняно високий коефіцієнт шуму, недостатній динамічний діапазон, мала електрична міцність тунельного діода, складність забезпечення стійкості, необхідність розв'язуючих пристроїв) інтенсивно витісняються транзисторними підсилювачами НВЧ. У МШП НВЧ застосовуються малошумлячі транзистори, як біполярні (германієві і кремнієві), так і польові з бар'єром Шотки. Германієві біполярні транзистори дозволяють отримати менший коефіцієнт шуму, чим кремнієві, проте останні більш високочастотні. Польові транзистори з бар'єром Шотки перевершують біполярні транзистори за підсилювальними властивостями і можуть працювати на вищих частотах, особливо арсенід-галієві транзистори. Шумові характеристики на відносно низьких частотах краще у біполярних транзисторів, а на вищих – у польових. Недоліком польових транзисторів є високі вхідний і вихідний опір, що утрудняє широкосмугове узгодження. Щоб транзистор працював в діапазоні НВЧ, потрібно сильно скоротити розміри його активних областей (особливо бази, затвора), а також мінімізувати паразитні елементи *p-n*-переходів і реактивності корпусу і виводів. Це пов'язано зі

значними технологічними труднощами. Теоретична межа частоти посилення біполярних транзисторів 10...15ГГц, а польових транзисторів з бар'єром Шотки на арсеніді галію – приблизно 90ГГц. Біполярні транзистори застосовуються в основному на частотах до 4...5 ГГц, польові транзистори – на частотах вище 8 ГГц, а в проміжній області частот використовуються і ті і інші. Сучасні транзисторні МШП НВЧ виготовляються в основному у вигляді гібридних інтегральних схем на діелектричних підкладках з навісними активними елементами. Транзистори використовуються як в корпусному, так і в безкорпусному виконанні. Безкорпусні транзистори в порівнянні з корпусними мають менші лінійні розміри і в них мінімізовані паразитні елементи. Такі транзистори здатні працювати на вищих частотах, хоча їх монтаж в схему технологічно складніший [1].

Отже, проведений вище аналіз можливих реалізацій вхідних каскадів НВЧ приймачів, дозволяє намітити стратегію синтезу малoshумлячого підсилювача шляхом оптимального вибору підсилювального елемента, можливості моделювання та дослідження основних параметрів МШП, адекватну, з точки зору ефективності отриманих результатів схему МШП і зокрема, для вирішення завдань побудови приймальних трактів апаратури систем дистанційного зондування Землі та отримання супутникової метеоінформації.

Аналіз останніх досліджень та публікацій

При вирішенні завдань підвищення ефективності процесу обробки інформації дистанційного зондування Землі та отримання оперативних даних для розв'язку завдань геологічного моніторингу, одним з етапів є розробка структури приймальної системи та алгоритму приймання і обробки спеціалізованих сигналів моніторингу земної поверхні, із відпрацювання окремих вузлів системи та алгоритму обробки спеціалізованих сигналів. До складу приймальної системи обробки інформації дистанційного зондування Землі входить приймач. Попереднє перетворення прийнятого сигналу повинно здійснюватись конвертором. Малoshумлячий підсилювач (LNA – Low Noise Amplifier) тільки посилює сигнал, тоді як конвертор (LNB – Low Noise Blockconverter), окрім забезпечення необхідного підсилення при мінімально можливому рівні шумів, перетворює частоти сигналу до частоти, що сприймається супутниковим приймачем. У ранніх супутникових системах С – діапазону прийнятий сигнал спочатку посилювався в LNA, а потім частота його знижувалася в окремому блоці, який носить назву LNC (LowNoise Converter – малoshумлячий перетворювач). Це вимагало застосування дорогого коаксіального кабелю і роз'ємів з малими втратами сигналу, максимально близької установки антени і супутникового приймача. В цілому система мала ряд серйозних обмежень, мала складність при монтажі і була дорогою. Істотним конструктивним поліпшенням системи було виділення пристрою пониження частоти в окремих блоках і його установка поблизу малoshумлячого перетворювача. Це дозволило застосувати дешевший коаксіальний кабель і збільшити його довжину до 100 м без формування додаткових лінійних підсилювачів. Наступним, цілком логічним кроком було об'єднання LNA і малoshумлячого перетворювача в один пристрій – LNB. Саме LNB розуміється нині під словом конвертор. Зосередимо увагу на МШП – транзисторах при побудові LNB.

На сьогодні відомо два типи малoshумлячих транзисторів НВЧ, доступних проектувальникам і виробникам НВЧ – апаратури: НЕМТ – транзистори (High electron mobility transistor), що мають високу рухливість електронів, і польові транзистори з бар'єром Шотки (ПТШ). ПТШ почали використовуватися з початку 70-х років, тоді як НЕМТ стали комерційно доступні тільки з 1987р. Основна відмінність між ними полягає в тому, що НЕМТ має менший коефіцієнт шуму на заданій частоті, чим ПТШ, проте останній має вищий коефіцієнт посилення [2].

Поняття шуму є одним з основних при розгляді супутникового радіозв'язку. Рівень шуму визначає мінімальну величину сигналу, який може бути прийнятий приймальним пристроєм, тобто таку найважливішу його характеристику, як чутливість. Шуми які діючі в колах приймального пристрою по своєму походженню можуть бути зовнішніми і внутрішніми. До перших відносяться космічні шуми, шуми атмосфери, квантові шуми сигналу і фонових засвічень, до інших – струми, що виникають в елементах приймального тракту за рахунок хаотичного руху носіїв електричних зарядів. Джерелами внутрішніх шумів приймального пристрою є резистори, коливальні кола, активні елементи. Фізичну природу власних шумів можна пояснити на прикладі теплових шумів, що виникають в провідниках. Як відомо, кристалічна решітка будь-якого провідника містить вільні електрони, що знаходяться в безперервному тепловому хаотичному русі, інтенсивність якого залежить від температури. Під час руху електрони взаємодіють один з одним, внаслідок чого змінюються напрям і швидкість їх переміщення. Кожне переміщення електрона між двома взаємодіями можливо розглядати як елементарний імпульс струму. В сумі усі елементарні імпульси (середня тривалість яких приблизно 10^{-13} с) і створюють шумову напругу в провіднику.

Коефіцієнт шуму конвертора вимірюється при кімнатній температурі і може відрізнитися від номінального значення на величину до 0,01 дБ/°С. Умови експлуатації конверторів є дуже жорсткими: на них безпосередньо впливають атмосферні опади і перепади температур, залежні від клімату регіону. Конвертор являється пристроєм, що не обслуговується, тому повинна забезпечуватися їх повна взаємозамінюваність без яких-небудь додаткових регулювань. З'єднання і корпус мають бути пило- і вологозахисними. До основних технічних характеристик конвертора відносять: діапазон частот, що приймаються; коефіцієнт шуму; нестабільність частоти гетеродина; коефіцієнт підсилення; фазові шуми.

Посилення сучасного конвертора складає 50 – 70 дБ. Для забезпечення ефективної роботи приймального комплексу величина цього параметра дуже важлива.

Недостатнє підсилення рівнозначне застосуванню антени меншого діаметра, надмірне посилення приведе до перевантаження вхідних кіл приймального пристрою. В цілому ж посилення конвертора має бути узгоджене з довжиною кабелю (затуханням в ньому сигналу) і чутливістю приймального пристрою. Рекомендоване підсилення повинне складати мінімум 50 дБ, максимум 60 дБ. Слід зазначити, що це значення зменшується на 0,2 – 0,3 дБ при підвищенні температури на кожних 10°C [3].

МШП повинен забезпечувати рівномірне підсилення в усьому робочому діапазоні з нерівномірністю амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) +1 дБ і мати лінійну фазочастотну характеристику (ФЧХ). Необхідно також задовольнити ряд вимог: забезпечити мінімальний коефіцієнт шуму, узгодження підсилювача по входу, максимальний коефіцієнт посилення.

Класичний МШП складається з трьох підсилювальних каскадів: перші два виконані на НЕМТ – транзисторах, третій – на транзисторі з бар'єром Шотки. Усі каскади МШП будуються, як правило, на несиметричних смужкових лініях передачі, які виконуються методом напилення матеріалів на керамічну підкладку. У НВЧ – діапазоні паразитні реактивні елементи корпусу транзистора здійснюють помітний вплив на характеристики МШП. Щоб виключити цей ефект, застосовують транзистори в безкорпусному виконанні. Таким чином, підсилювальний каскад можна сформувати з чотирьох кіл: вхідного і вихідного кола, кола зміщення і активного елементу рис. 1.

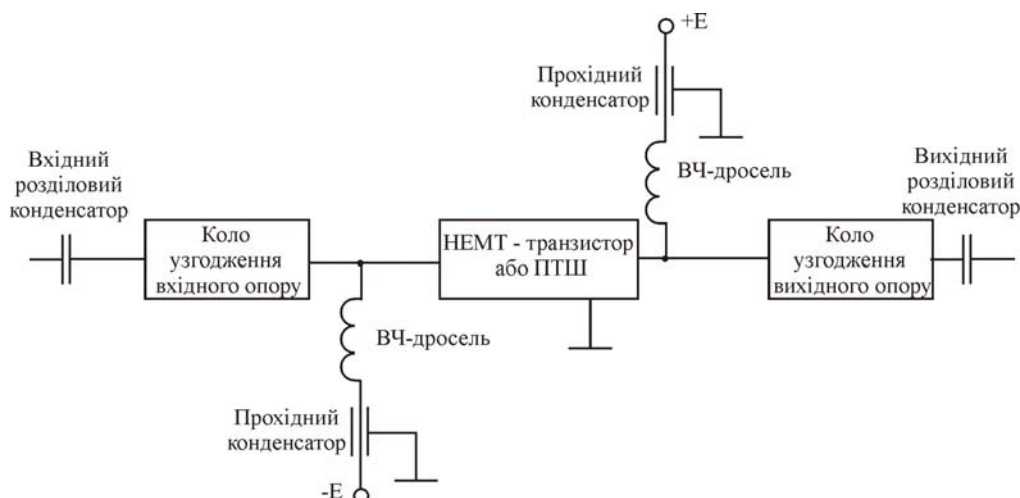


Рис. 1. Підсилювальний каскад МШП

Вхідне коло призначено для узгодження вхідного опору активного елементу (транзистора) і забезпечення мінімуму коефіцієнта шуму. Вихідне коло служить для узгодження вихідного опору з послідовним каскадом. Коло зміщення забезпечує режим роботи транзистора по постійному струму. Найбільшого поширення в МШП набула схема із загальним витоком, оскільки вона має більшу стійкість в порівнянні з іншими способами включення польових транзисторів. Активний елемент є НЕМТ – транзистором або ПТШ і забезпечує посилення сигналу.

Процес розробки будь-якого пристрою НВЧ починається з моделювання його роботи. У той же час жодна з систем автоматизованого проектування пристроїв НВЧ не має повної бібліотеки активних компонентів. Головною причиною цієї ситуації є та обставина, що процес моделювання активних компонентів є трудомістким, вимагає наявності дорогого устаткування (звичайно – векторного аналізатора кіл і вимірювача характеристик по постійному струму). Тому вартість створення бібліотек компонентів може бути порівняна із вартістю створення самого програмного забезпечення або навіть перевищувати його. У ситуації, що склалася, процес проектування часто починається з моделювання активних компонентів, які передбачається використовувати в пристрої.

Використання методу екстраполяції S -параметрів для моделювання НВЧ транзисторів

При розрахунку і аналізі транзисторних схем НВЧ найбільше часто використовуються два типи моделей: структурна модель, заснована на еквівалентній схемі транзистора, і безструктурна модель, що представляє собою транзистор у вигляді еквівалентного чотириполосника. Перевагою структурної моделі є висока інформативність: еквівалентна схема дозволяє встановити зв'язок між її елементами й характеристиками транзистора. Безструктурна модель транзистора менш інформативна, вона строго справедлива лише на одній частоті. Для визначення частотної залежності параметрів транзистора треба провести вимірювання на різних частотах. Однак безструктурні моделі більш достовірні, оскільки їхні параметри можуть бути виміряні значно точніше, ніж параметри еквівалентної схеми. НВЧ транзистор як еквівалентний чотириполосник може бути описаний, наприклад, Y - або H -параметрами, які звичайно використовуються на відносно низьких частотах. Але для вимірювання цих параметрів необхідно забезпечити режими холостого ходу і короткого замикання, які важко здійснити на надвисоких частотах через вплив паразитних елементів схеми. Тому частіше для опису використовуються параметри матриці розсіювання або S -параметри, виміряні в лініях з узгодженим навантаженнями, що на надвисоких частотах реалізуються

найбільше просто. Розрахунок вузлів звичайно здійснюється з використанням безструктурної моделі транзистора на S -параметрах. При необхідності безструктурна модель може бути доповнена структурною моделлю. Обидві моделі взаємозалежні: по S -параметрах транзистора, вимірних на декількох частотах, можна визначити (або уточнити) елементи його еквівалентної схеми і навпаки, відома еквівалентна схема дозволяє розрахувати S -параметри на будь-якій частоті діапазону, у якому ця схема коректна.

S – параметри транзистора (і загалом довільного чотириполосника) вимірюються при підключеному на виході і вході стандартних ліній передач з характеристичним опором W_0 рис. 2. Звичайно $W_0 = 50$ Ом. Нормовані падаючі a_i і відбиті b_i хвилі, виразимо через комплексні амплітуди струмів I_i і напруг U_i на затискачах чотириполосника:

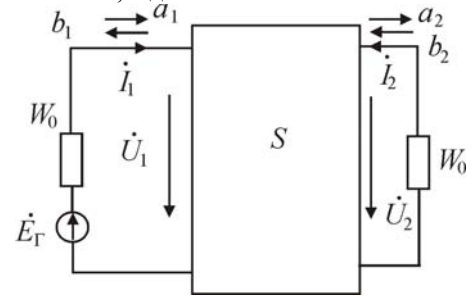


Рис. 2. Схема НВЧ чотириполосника

$$a_i = \frac{U_i + W_0 I_i}{2\sqrt{W_0}}; \quad b_i = \frac{U_i - W_0 I_i}{2\sqrt{W_0}}, \quad i = 1, 2. \quad (1)$$

Зв'язок падаючих і відбитих хвиль встановлюється рівняннями чотириполосника в S -параметрах:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2, \quad b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2. \quad (2)$$

Звичайно, S -параметри представляють в показовій формі $S_{kl}(j\omega) = |S_{kl}| \exp(j\varphi_{kl})$ і вказують їх модуль та фазу (в градусах). З рівнянь (1) отримуємо:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} = \frac{Z_{ex} - W_0}{Z_{ex} + W_0}; \quad S_{12} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} = \frac{Z_{вих} - W_0}{Z_{вих} + W_0}. \quad (3)$$

де Z_{ex} – вхідний опір чотириполосника при умові, що на виході увімкнено W_0 ; $Z_{вих}$ – вихідний опір чотириполосника при умові, що на вході увімкнено W_0 . Аналіз НВЧ підсилювачів з допомогою S -параметрів здійснюється так. Для того щоб НВЧ – транзистор використовувався в якості підсилювача, він повинен бути активним. Для пасивного кола сумарна потужність, яка підводиться до вхідних та вихідних затискачів чотириполосника, неагативна. Умови пасивності в термінах S -параметрів мають вид:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 \leq 1, \quad |S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 \leq 1, \quad (4)$$

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 + |S_{21}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta S|^2 \leq 1, \quad (5)$$

де $\Delta S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$. Якщо, хоча б одна умова (4) або (5) не виконується, то чотириполосник є активним і його можна використовувати для підсилення сигналів. При проектуванні НВЧ підсилювачів необхідно забезпечити його стійкість при роботі із вибраними опорами Z_G і Z_H . Залежно від значень S -параметрів транзистор знаходиться або в області безумовної стійкості, або в області потенційної стійкості. Під безумовною стійкістю транзистора розуміють відсутність самозбудження при підключенні довільних опорів Z_G і Z_H з додатними дійсними частинами. Транзистор знаходиться в області безумовної стійкості, якщо виконуються умови:

$$|S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{11}|^2, \quad |S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{22}|^2; \quad K_y = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta S|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \geq 1. \quad (6)$$

Для більшості НВЧ транзисторів перші дві умови (6) завжди виконуються, тому про стійкість транзисторів можна судити по величині K_y , яку називають інваріантним коефіцієнтом стійкості. Якщо $K_y > 1$, то можливе двостороннє узгодження транзистора із опором W_0 . Якщо хоча б одна умова (6) не виконується, то транзистор потенційно стійкий, при цьому для забезпечення усталеності необхідно ретельно підбирати значення Z_G і Z_H .

Розробка структурних моделей польових транзисторів с бар'єром Шотки (ПТШ) почалася практично відразу ж після створення транзисторів. У цей час відома велика кількість подібних моделей, як лінійних, так і нелінійних. Значна частина моделей не є універсальними, тобто з достатньою точністю дозволяють визначити лише деякі, найбільш важливі параметри транзисторів. Цей підхід дозволяє істотно спростити використовувані моделі, а також методи їхньої оптимізації. Із цього погляду цікавою є модель Рута (Root), еквівалентна схема якої показана на рис. 3, що забезпечує найбільшу точність розрахунків. Ця модель, заснована на табличних даних, відрізняється від традиційних тим, що вона математично генерується безпосередньо з експериментальних даних без застосування процесів оптимізації. Звичайно ж підсилювальні

властивості польового транзистора на високих частотах досліджується за допомогою еквівалентної схеми, зображеної на рис. 4. Тут елементи схеми, обведені пунктиром, визначаються фізикою роботи транзистора, інші – недосконалістю технології і конструкції приладу. Для розрахунків параметрів НВЧ ПТШ на арсеніді галію нами використовується програма FETCAD, що дозволяє на основі фізико-топологічних параметрів одержати вихідні параметри транзистора. Програма добре зарекомендувала себе при розробці НВЧ малошумлячих транзисторів частотного діапазону $1\div 18$ ГГц із довжиною затвора $0,5\div 0,8$ мкм, дозволяючи з достатньою точністю розраховувати НВЧ параметри приладів. Вона ж дає можливість розраховувати і S -параметри транзисторів. В ході експериментальних робіт були проведені вимірювання НВЧ параметрів, у тому числі S -параметрів транзисторів. Виявилось, розрахункові параметри не повністю узгоджуються з експериментальними, причому з ростом частоти вимірювання розбіжність збільшується. При більш детальному аналізі було з'ясовано, що модель, закладена в FETCAD, коректно працює і видає правдоподібні результати лише при відношенні глибини каналу до довжини затвора $1/4$ («довгий» канал). А у серійних НВЧ транзисторів це відношення становить приблизно $1/2$ при довжині затвора $0,25\text{--}0,3$ мкм. Відновлення параметрів еквівалентної схеми для НВЧ транзисторів, що виготовляють за новою технологією, проводилося за результатами вимірювань S -параметрів серійних приладів з різною шириною затвора. За вимірними значеннями складені частотні залежності S -параметрів від ширини затвора (рис. 5 та 6). Це дало можливість відновлювати параметри еквівалентних схем транзисторів з різною шириною затвора до запуску приладу у виробництво, тобто відновлювати параметри структурної моделі приладу шляхом її оптимізації по параметрах безструктурної моделі, отриманої шляхом екстраполяції вимірних параметрів серійних приладів. Такий підхід цілком обґрунтований, тому що серійні прилади виготовляються за єдиною технологією. Таким чином, випробуваний інженерний метод моделювання НВЧ транзисторів, що дозволяє досить швидко одержати структурну модель проектного приладу на основі безструктурних моделей серійних транзисторів. Необхідно відзначити, що даний метод працює тільки для конкретної технології виготовлення НВЧ транзисторів і прив'язаний до конкретної конструкції приладу, що обмежує його корисність для науково-дослідних робіт, однак цілком достатній для умов серійного виробництва.

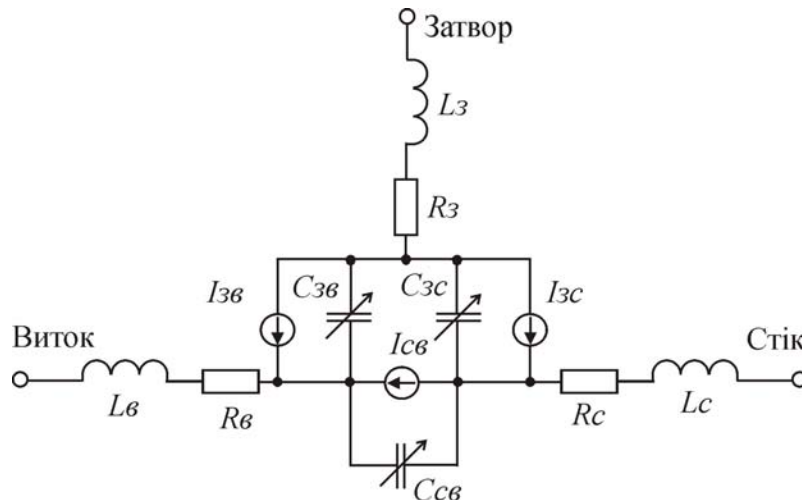


Рис. 3. Еквівалентна схема моделі Рута

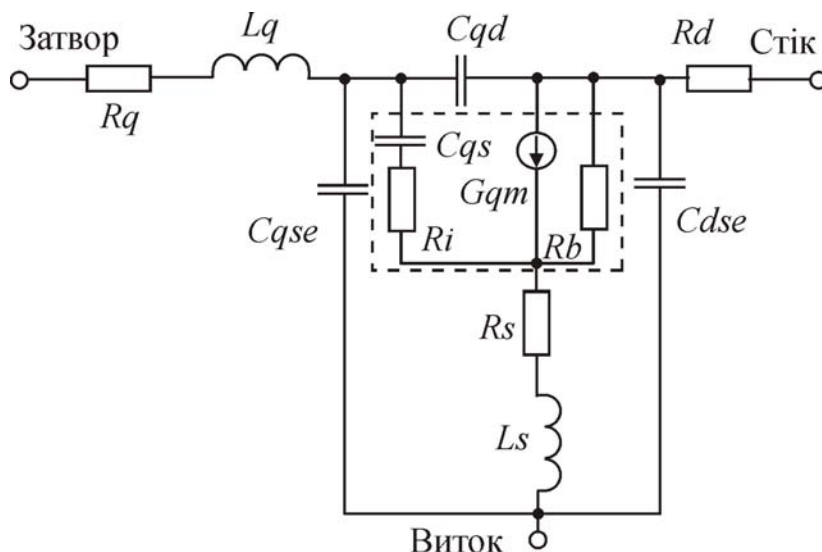
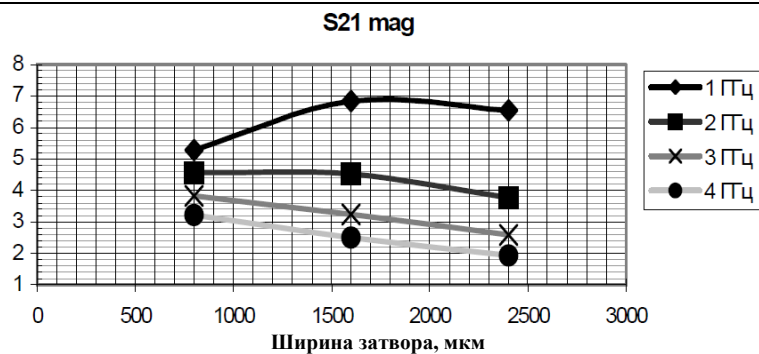
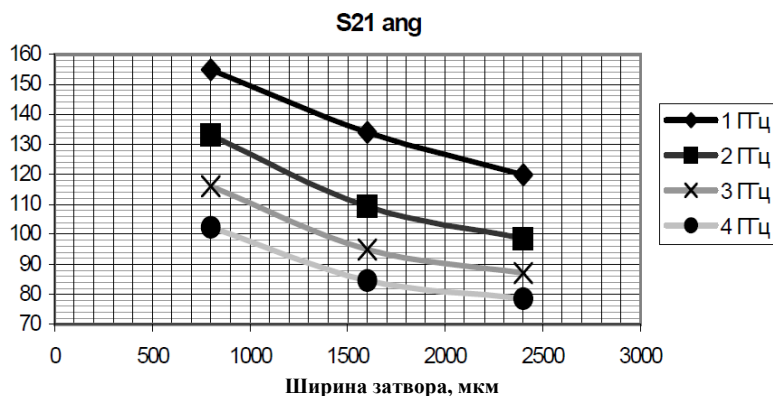


Рис. 4. Еквівалентна схема НВЧ ПТШ: Lq – індуктивність виводу затвора; Cqd – ємність затвор-стік; Rd – опір стоку; Cqs – ємність затвор – виток; Cds – ємність стік-виток; Rs – опір витоку; Ls – індуктивність виводу витоку; Rq – опір затвора; Ri – опір затвор – виток

Рис. 5 – Частотна залежність параметра S_{21} mag від ширини затвораРис. 6 – Частотна залежність параметра S_{21} ang від ширини затвора

Проведемо моделювання компонентів МШП, які передбачається використовувати в структурі приймача НВЧ. Проаналізуємо МШП фірми Hewlett Packard. Транзистор ATF – 36077 має високий коефіцієнтом підсилення і призначений для побудови малошумлячих підсилювачів (МШП) в діапазоні 1-18 ГГц. У документації приводяться наступні дані: параметри розсіяння і шумові параметри в діапазоні 1-18 ГГц в робочому режимі при одному значенні зміщення і параметри розсіяння в діапазоні 11-13 ГГц для випадку напруги на затворі нижче за напругу відсічення. Ці дані можна використовувати в процесі проектування. Так як S – параметри приведені для одного значення зміщення, рекомендованого виробником, то будемо малосигнальну модель. Така модель виявиться корисною для розробки МШП і підсилювачів малих сигналів, де ймовірність попадання на вхід великого сигналу (проявлення нелінійних ефектів в підсилювачі) досить низька. На рис. 7 використано наступні позначення: C_{ql} – ємність виводу затвора; L_{ql} – індуктивність виводу затвора; C_{qm} – ємність металізації області затвора; L_{qm} – індуктивність металізації області затвора; R_q – опір затвора; R_i – опір затвор – витік; C_{gs} – ємність затвор – виток; R_s – опір витоку; L_s – індуктивність виводу витоку; C_{qd} – ємність затвор-стік; G_{gm} – вихідна провідність; R_{ds} – опір каналу стік-витік; C_{ds} – ємність стік-витік; R_d – опір стоку; L_{dm} – індуктивність металізації області стоку; C_{dm} – ємність металізації області стоку; L_{dl} – індуктивність виводу стоку; C_{dl} – ємність виводу стоку.

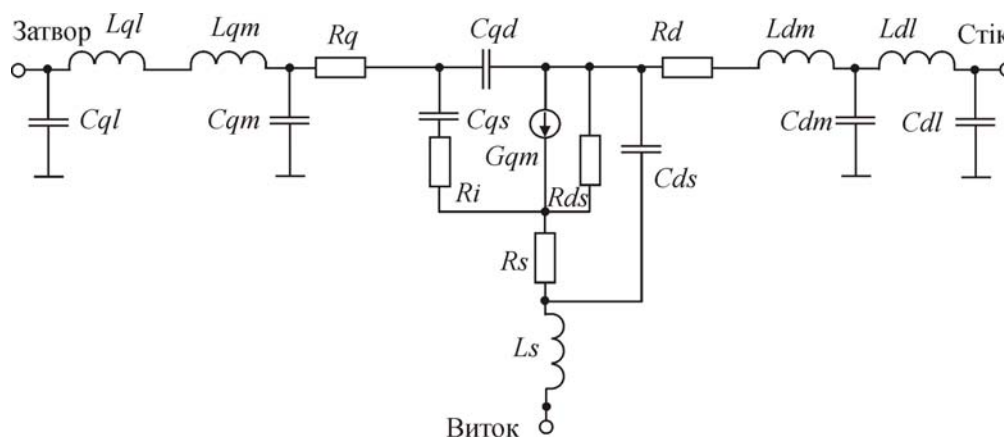


Рис. 7. Еквівалентна схема малосигнальної моделі мало сигнальної моделі МШП

Використаємо лише результати вимірювання транзистора в робочому режимі.

Спочатку визначаються ємності входу (складається із C_{qs} , C_{ql} , C_{gm}), виходу (складається із C_{ds} , C_{dl} , C_{dm}) та прохідної (C_{qd}). Результати машинного розрахунку цих ємностей в діапазоні 5 – 11 ГГц приведені в таблиці 1.

Результати розрахунку ємностей

Свх, пФ	0,07 – 0,47
Свих, пФ	0,05 – 0,21
Спр, пФ	0,007 – 0,060

Згодом можна визначити значення індуктивності металізації і ємність між металізацією контактних поверхонь затвору і стоку і підкладкою шляхом електромагнітного моделювання. Це найбільш простий спосіб визначення параметрів реактивностей, що вносяться металізацією. Початкові значення елементів Cqs і Rds з успіхом визначаються із результатів вимірювань по постійному струму. Початкові значення індуктивностей виводів Lql і Ldl можна знайти із розгляду конструкції корпусу, прикидаючи, що на 1 мм довжини приходить 1 нГн індуктивності. Звичайно необхідно враховувати, що пайка виконується на деякій відстані від корпусу, хоча досить близько 0.5 – 1 мм. Індуктивність виводів витоків Ls можна прийняти рівною десятій частині від індуктивностей виводів затвору чи стоку. Визначення значень опорів Rq , Ri , Rs , Rd – задача, яка не завжди має одне рішення. В даному випадку використовувалися значення опорів типові для малощумлячих транзисторів з високою рухливістю електронів.

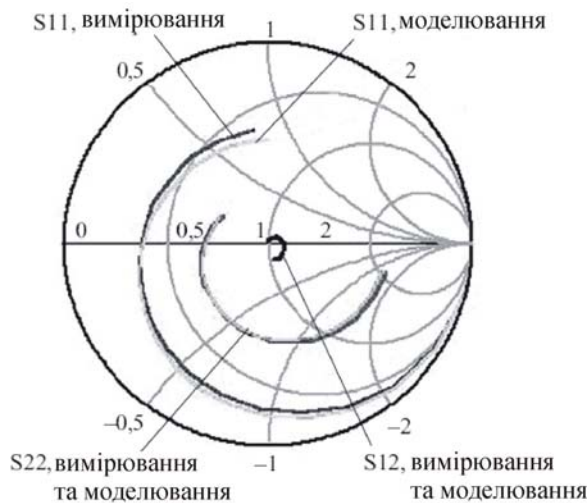


Рис. 8 – Результати вимірювання та моделювання параметрів $S11$, $S12$, $S22$ корпусного транзистора ATF – 36077 в діапазоні частот 1 – 18 ГГц

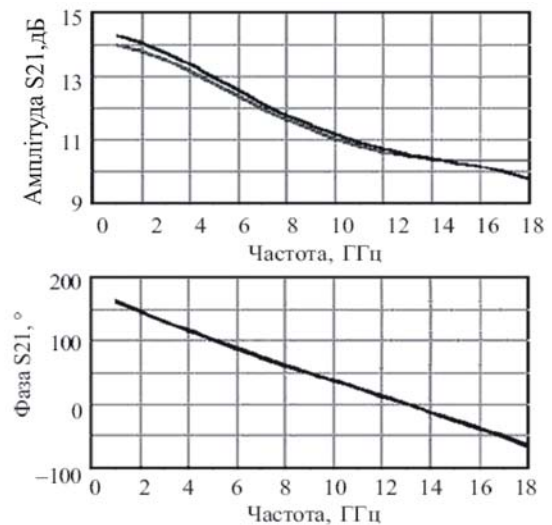


Рис. 9 – Результати вимірювання та моделювання параметра $S21$ корпусного транзистора ATF – 36077

Після визначення всіх початкових значень здійснюється оптимізація з метою отримання мінімального відхилення між даними вимірювань та моделюванням. Результуючі криві показані на рисунку 8 та 9. Про відхилення результатів моделювання від вимірних результатів можна робити висновок згідно рис. 10.

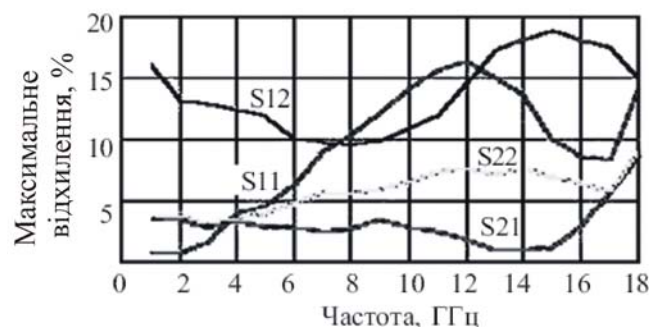


Рис. 10. Максимальне відносне відхилення результатів моделювання від вимірних результатів

Представлена методика визначення параметрів має наступні переваги: вимагає мінімальну кількість даних, необхідних для її побудови; достатня адекватність отриманої моделі; порівняльна простота.

Висновки

- підвищення чутливості і зменшення коефіцієнта шуму приймальних систем ВЧ забезпечується застосуванням в схемах приймачів малощумлячих підсилювачів;
- транзисторні підсилювачі на відміну від підсилювачів на напівпровідникових параметричних і

тунельних діодах є не регенеративними, тому забезпечити їх стійку роботу значно простіше;

- МШП повинен забезпечувати рівномірне посилення в усьому робочому діапазоні з нерівномірністю амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) ± 1 дБ і мати лінійну фазочастотну характеристику (ФЧХ);

- моделювання компонентів МШП дозволяє проводити процес вимірювання НВЧ параметрів, у тому числі S -параметрів транзисторів, та дозволяє досить швидко одержати структурну модель проєктованого приладу на основі безструктурних моделей серійних транзисторів

Література

1. Руденко В. М. Малошумящие входные цепи СВЧ приемных устройств / В. М. Руденко, Д.Б. Халяпин. – М. Техника, 1971. – 280с.
2. Силаев М.А. Модели СВЧ - транзисторов и диодов для САПР. Анализ и проектирование СВЧ - устройств на IBM – совместимых персональных компьютерах. - М. : ВАТ «НИЭМИ», 2003. - 113 с.
3. Бойко Ю.М. Концептуальні особливості реалізації безпроводних сенсорних мереж /Ю.М. Бойко, В.В. Мішан // Вісник Хмельницького національного університету. – Хмельницький. – Технічні науки. – Хмельницький, 2010. – №2. – С. 14-18.

Надійшла 9.1.2011 р.

УДК 620.1.08

В.П. ПАСІЧНИК, О.І. ПОЛІКАРОВСЬКИХ
Хмельницький національний університет

АНАЛІЗ МЕТОДІВ КОНТРОЛЮ МАТЕРІАЛІВ В УЛЬТРАЗВУКОВІЙ ДЕФЕКТОСКОПІЇ

В роботі проаналізовано основні методи ультразвукової дефектоскопії, показано розрахунок основних інформативних параметрів, наведено схеми практичної реалізації методів та визначено основні переваги та недоліки цих методів.

The basic methods of ultrasonic defectoscopy are in-process analysed, the calculation of basic informing parameters is rotined, the charts of practical realization of methods and certainly basic advantages and lacks of these methods are resulted.

Ключові слова: ультразвук, ехо-метод, ЗТМ, дефектоскопія, дефект, п'єзоелектричний перетворювач, зондуєчий імпульс, донний сигнал, поздовжня і поперечна хвиля.

Вступ

Постійний розвиток промисловості, вдосконалення технологій та засобів виробництва зумовлює необхідність виробництва матеріалів з високими показниками якості. Використання методів контролю потребує вдосконалення процесу вимірювання та підвищення точності контролю.

Метою статті є аналіз існуючих видів ультразвукового контролю в дефектоскопії. В основі ультразвукової дефектоскопії лежить явище вторинного випромінювання, яке виникає при зустрічі падаючої хвилі з неоднорідностями у досліджуваному матеріалі. Серед методів дослідження розрізняють ехо-метод, дзеркальний, дзеркально-тінювий, тінювий і дельта-метод.

Основний розділ

Ехо-метод базується на випромінюванні в контрольований виріб коротких зондуєчих імпульсів і реєстрації ехо-сигналу, відбитого від дефекту. Для отримання інформації про виявлений дефект вимірюють його основні характеристики: макс. амплітуда U ехо-сигналу (еквівалентна площа S_e), координати розташування дефекту, умовні розміри, орієнтація в просторі та форма дефекту.

Амплітуда ехо-сигналу визначається розмірами, орієнтацією, конфігурацією і шорсткістю відбиваючої поверхні, глибиною залягання дефекту. Для приблизної оцінки амплітуди ехо-сигналу від реальних дефектів останні замінюються еквівалентними моделями у вигляді відбивачів правильної геометричної форми. В дефектоскопії використовуються як прямі (рис. 1), так і похилі шукачі (перетворювачі), тому доцільно навести вирази для них окремо. Розрахунок амплітуди вторинного випромінювання (відбитого від дефекту сигналу) прямим шукачем [4]:

$$U = U_0 D_{1t} S_a \left(A b^y / \lambda_t^z \right) (1/r) (1/r^q) e^{-2\delta_1 r}$$

розрахунок амплітуди вторинного випромінювання похилим шукачем [4]:

$$U = U_0 D_{1t} (\beta) \left(S_a \cos a_0 / \cos \beta \right) \left(A b^y / \lambda_t^z \right) \left[1/(r + \Delta r) \right] \left[1/(r + \Delta r)^q \right] e^{-2 \left(\begin{matrix} \delta_1 & tr + \delta_1 r_1 \\ 1 & \end{matrix} \right)}$$

де U_0 – амплітуда зондуєчого імпульсу; D_{1t}, D_{it} – коефіцієнти прозорості межі шукач-метал; S_a –