

М.Д. Гераїмчук, д.т.н., проф.Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут ім. І.Сікорського»**А.С. Антоненко, інженер-конструктор**

Товариство з обмеженою відповідальністю фірма «СЕМПАЛ КО ЛТД»

Розробка фазообертача для керування телевізійними сигналами з лінійною та коловою поляризацією

Присвячено розробці радіочастотних МЕМС фазообертачів, дослідженню їх характеристик і значень в області бездротового зв'язку, також досліджено та показано різні типи аналізу для перевірки роботи радіочастотного фазообертача в графічному вигляді, які реалізовані у вигляді інтегральних ліній передачі на багатошарових діелектричних основах.

Досліджена можливість хвилевідного керованого фазообертача на 90 градусів на основі мікроелектромеханічних елементів, інтегрованих в електродинамічну структуру, яка безпосередньо впливає на загальний зсув фази хвилі, яка розповсюджується вздовж хвилеводу та створення на цій основі перетворювача поляризації з лінійної на колову і навпаки. Застосування ж поляризаційних методів селекції сигналів, що приймаються, дозволяє практично вдвічі збільшити пропускну здатність каналу.

За допомогою комп'ютерної програми «CST Microwave Studio» детально проаналізовано розподіл струмів і напруг електродинамічної структури, взятої за основу створюваного керованого фазообертача, завдяки чому обрано найбільш чутливі ділянки для під'єднання елементів комутації. Досліджено вплив геометричних розмірів на досліджувані характеристики (зсув фази та його незмінність в заданому діапазоні частот, коефіцієнт відбиття та проходження хвилі) в різних положеннях елемента комутації.

Розроблена методика очікуваних експериментальних досліджень та підібрані відповідні прилади та елементи вимірювальної схеми.

Ключові слова: МЕМС фазообертач; лінійна поляризація; колова поляризація; комутація; електродинамічна структура.

Постановка проблеми у загальному вигляді та її зв'язок з важливими практичними завданнями.

Радіочастотний перемикач страждає від деяких обмежень, таких як обмеження швидкості роботи, більш високі напруги спрацювання і деякі проблеми надійності. Ці проблеми подолані за допомогою процесу мініатюризації. Також відмічається перспективність використання магнітоелектричних матеріалів для побудови пристроїв, що працюють в НВЧ діапазоні. Зокрема, це можуть бути керовані НВЧ пристрої магнітного типу, керування параметрами яких здійснюється електричним полем. У зв'язку з цим радіочастотні НВЧ перетворювачі на МЕМС структурах являють великий інтерес для технічних додатків радіофізики та точного приладобудування, а дослідження таких конструкцій є досить актуальними. Дану виконано на кафедрі приладобудування Національного технічного університету України «Київський політехнічний Інститут імені Ігоря Сікорського» в рамках ініціативної науково-дослідної роботи «Розробка теоретичних засад і принципів побудови мікроперетворювачів механічних величин в електричну величину на основі МЕМС і нанотехнологій» (№ ДР 0114U000544).

Аналіз останніх досліджень та публікацій. Серйозну альтернативу напівпровідниковим фазообертачам складають прилади, керовані МЕМС-перемикачами [1, с. 52]. Найбільш низькі втрати забезпечують DMTL-фазообертачі. На частоті 10 ГГц при фазовому зсуві 150° досягнуто втрати 1 дБ [2, с. 2106]. Дворозрядний DMTL-фазообертач зі зсувом 180° на частоті 17 ГГц показав рівень втрат 0,87 дБ [3, с. 510]. МЕМС дозволяють створювати керовані фазообертачі і на основі хвилеводів. В [4, с. 465] пропонується концепція хвилевідного фазообертача, в якому для плавного управління фазою використовується однополосний фільтр, перебудовується за допомогою розподілення шунтуючої ємності.

Для створення малогабаритних ширококутових НВЧ фазообертачів необхідні надмінійтурні елементи з зосередженими параметрами, резонанс яких не настає аж до субміліметрового діапазону довжин хвиль [5, с. 18]. Найпростішими, але рідко застосовуються на практиці є SPST фазообертачі, в яких забезпечується замикання або розмикання двох сигнальних контактів [6, с. 118]

Відомий мікроелектромеханічний ємнісний перемикач, що містить рухому і нерухому обкладинки, одна з яких має можливість переміщатися під впливом електростатичного поля [7, с. 45]. Зміна відстані між обкладинками проводить до зміни ємності, яка приєднана до пристрою якими керують, однак даний аналог не є хвилевідним НВЧ фазообертачем, а тільки електромеханічним змінним конденсатором, який може бути використаний в структурі, яка виконує функції фазообертача.

Найбільш близьким за сукупністю ознак і технічним результатом є пристрій керування поляризацією електромагнітних хвиль [8, с. 20].

Пристрій керування поляризацією електромагнітних хвиль містить відрізок квадратного хвилеводу і групу металевих штирів (ГМШ), встановлених на одній або на двох протилежних стінках відрізка в його поздовжній площині симетрії. Для досягнення мети в пристрої ведена ГМШ, що встановлена послідовно з іншою ГМШ під кутом 90^0 між ними. ГМШ мають можливість автономного осьового переміщення. Параметри металевих штирів вибрані таким чином, що кожна ГМШ забезпечує запізнення фази між векторами E хвиль H_{10} і H_{01} . При введенні в відрізок хвилевого відповідних ГМШ на його виході одержуємо потрібний напрям поляризації при незмінній поляризації на вході [9].

Однак при цьому необхідно забезпечити рух ГМШ на значні відстані, величина переміщення при цьому повинна бути стабільною. Механічні напрямні, що забезпечують цей рух зношуються, між парами тертя потрібно вводити змащення.

Постановка завдання. Метою даної публікації розробка фазообертача для керування телевізійними сигналами з лінійною та коловою поляризацією.

Для досягнення даної мети необхідно вирішити наступні основні задачі:

- дослідити основні характеристик різних конструкцій перетворювачів на МЕМС структурах з активним середовищем, та вплив їх геометричних параметрів на напругу керування системою;
- провести аналіз та вибір матеріалів активного середовища, та дослідження їх впливу на напругу керування;
- провести теоретичні розрахунки конструкцій, що найбільш використовуються і надати оцінки їх практичного застосування;
- розробити і створити діючі макети частотних перетворювачів на основі МЕМС, що містять керовані ЧЕ, а також дослідити їх характеристик.

Викладення основного матеріалу. Перші фазообертачі С-діапазону зовсім не були схожі на сучасні, передусім тому що сам фазообертач виготовлявся окремо від хвилеводу. А збільшені його розміри порівняно з конвертером Ku діапазону тільки могли значно збільшити його вартість [10, с. 96].

Оскільки необхідно було витратити значно більше початкового матеріалу (металева болванка) для виточування опромінювача і хвилеводу в єдиному корпусі з самим конвертером. Тому фазообертачі і опромінювачі для них виготовлялися окремо один від одного. А щоб опромінювачі і фазообертачі можна було зістикувати один з одним, були прийняті умовні стандарти сполучних фланців, розміри яких співпадали як у фазообертачів різних виробників, так і у хвилеводів з опромінювачами [11].

Як правило, при виготовленні часто опромінювач і хвилевід об'єднували в єдину деталь між собою. Оскільки перші фазообертачі обох діапазонів (С і Ku) робили для прийому усього лише однієї поляризації, то форма фланця, якими вони повинні приєднуватися до хвилеводів була не круглою, а прямокутною. Хвиля однієї поляризації в хвилеводі прямокутної форми поширюється в нім значно краще з меншими втратами, ніж в круглому.

Відповідно сучасний фазообертач в старому виконанні це не одне ціле, як зараз, а сполучені разом три різні деталі. Природно, на початку, ближче до антени, розташований опромінювач, який мав різну форму залежно від типу антени. До нього ззаду прикручувався фланцем до фланця хвилевід, до якого, у свою чергу, вже прикручувався власне сам фазообертач [12].

Якщо треба було приймати не одну, а дві поляризації, то між фазообертачем і хвилеводом додавалася ще одна деталь – поляризатор [13, с. 27]. У поляризатора, як і у опромінювача, хвилевода і фазообертача, є такі ж фланці. Зміна прийому поляризації здійснювалася механічним переміщенням додатковим струмозмінним зондом, який передавав залежно від свого геометричного положення усередині корпусу поляризатора від входу до виходу одну або іншу хвилю, тій або іншій поляризації.

Саме переміщення могло здійснюватися електромагнітом і навіть мініатюрним прецизійним електродвигуном у фазообертачів навіть була така опція – плавна зміна поляризації в умовних одиницях. Меню ресивера, яке ми можемо сьогодні бачити на екранах телевізорів, раніше взагалі було відсутнє. Усі необхідні опції відображалися відповідним світлодіодом на передній панелі, а положення поляризаційної пластини в умовних одиницях [14].

На передній панелі дорогих ресиверів були окрім світлодіодів ще і семи сегментні чотиризначні індикатори, на яких відображалася: час, номер каналу, що приймається, і вхідна проміжна частота. Не транспондера, а саме та, яка поступає вже від конвертера в ресивер. Наявність цифрового індикатора була обов'язкова тільки на дорогих моделях. Сьогодні цим звичайно вже нікого не здивуєш.

Оскільки все ж супутникова антена завжди мала вигляд кола або еліпса, але з боку фазообертача вона завжди виглядала як коло, то опромінювач, природно був теж круглим. Однак для підключення його до прямокутного хвилеводу необхідна наявність плавного переходу від кола до прямокутника [15]. Часто опромінювач поєднують з хвилеводом, який у свою чергу має і перехід від кола до прямокутника.

Оскільки іноді, наприклад, кабельному операторові необхідно приймати сигнали С-діапазону в одній поляризації, це можуть бути супутники «Експрес Ам1» або «Ямал 201». І на одному, і на іншому дуже

багато каналів в одній поляризації. Фазообертачі для прийому однієї поляризації, як вказувалося вище, виконувалися з прямокутним фланцем під опромінювач. В ідеалі перехід від кола до прямокутника має бути плавним, але іноді застосовують і просто фланець з прямокутним отвором, приєднаним до круглого хвилеводу. У такому переході втрати сигналу звичайно є, але не дуже великі [16].

У разі необхідності прийому двох поляризацій, застосовують два фазообертачі, встановлюючи їх на спеціально поєднаному опромінювачі хвилеводі з двома фланцями, геометрично рознесеними між собою під кутом 90° . Така необхідність виникає, коли треба приймати обидва діапазони частот з однієї антени (супутника) і при цьому дві поляризації в С-діапазоні. Якщо досить однієї з поляризацій, то можна використати співвісний опромінювач трохи простіше.

З часом з'явилися окрім фланцевих фазообертачів під одну поляризацію нові – для прийому двох поляризацій. Хвилевід вже набув форми кола в перерізі, і стало простіше його сполучати з самим фазообертачем, що привело до появи інтегрованих фазообертачів. Тобто фазообертач, поєднаний з хвилеводом. Хвилевід є циліндром відповідного діаметру, усередині якого поміщалися два струмознімальні зонди вертикальної і горизонтальної поляризації. Зонди розташовуються під кутом 90° один до одного, як і у фазообертачі Ку діапазону.

Залишається тільки надіти хвилевід опромінювач і повний фазообертач, в якому виді ми його вже звикли бачити в Ку діапазоні. Такі опромінювачі застосовують на офсетних антенах. Якщо у вас прямофокусна антена, що зараз вже рідкість, то використовується інший опромінювач.

Як офсетний у вигляді конуса, так і прямофокусний, опромінювачі можуть бути виконані у вигляді "млинця", що надівається на опромінювач, з декількома ребрами у вигляді кільця різного діаметру. І в цьому випадку для прямофокусних антен "млинці" буде рівним, тобто усі кільця розташовані в одній площині, або у вигляді конуса, коли кожне кільце трохи віднесене у напрямку до антени, від точки фокусу. Поява інтегрованих фазообертачів С-діапазону зовсім не припинила випуск однополяризаційних фланцевих фазообертачів.

Останнім часом викликає інтерес новий клас елементів перемикачів НВЧ, основою яких є МЭМС. Вони є мініатюрними механічними ключами, керованими напругою. Можливість створення таких елементів базується на прецизійній технології монолітних інтегральних схем НВЧ. Усі елементи МЭМС виконуються по двох базових технологіях: поверхневій і об'ємній. Поверхнева технологія припускає створення на поверхні підкладки металевих і діелектричних шарів з їх подальшим селективним травленням для утворення порожнини, розмір якої міняється залежно від керуючої напруги. Об'ємна технологія використовує об'єм напівпровідникового матеріалу для створення в ній порожнини, закритою гнучкою мембраною, положення якої залежить від керуючої напруги. Найбільше поширення отримала поверхнева технологія. Можливі дві конфігурації НВЧ-ключів на основі МЭМС. У одній з них використовується верхній електрод у вигляді консолі. У відкритому стані консоль знаходиться у вільному стані на деякій відстані від нижнього електроду. При поданні постійної керуючої напруги, на ці два електроди консоль притягується до нижнього електроду за рахунок електростатичних сил і притискається до тонкого діелектричного шару, нанесеного на нижній електрод. При цьому ємність ключа змінюється. Таким чином, два стани ключа відповідають двом значенням ємності. У іншій конфігурації рухомий електрод виконується у вигляді містка, обидва кінці якого закріплені. Працює він так само, як при консольному варіанті.

Чинник комутаційної якості (ЧКЯ) для МЭМС-ключача може мати значення близько 106 і більше, оскільки зміна ємності S_{max}/S_{min} оцінюється значенням 80–100, а втратам в діелектрики відповідає $\text{tg}\delta \approx 0,001$. По цьому параметрі МЭМС-ключачі перевершують усі відомі типи НВЧ-ключів, що дозволяє сподіватися на отримання високої якості фазообертачів, побудованих на ключах цього типу. Іншою перевагою є значно мале споживання потужності колами управління.

Надзвичайно малі розміри дозволяють забезпечити працездатність таких ключів аж до частот 100 ГГц. Звичайно, ці прилади не позбавлені недоліків, основний з яких – порівняно низька швидкодія. Найкращим є час спрацьовування близько 10 нс. Інший недолік полягає в обмеженому числі механічних перемикачів, тому термін служби виявляється істотно меншим, ніж термін служби електронних ключів.

Проте, висока якість МЭМС-ключів з точки зору їх електричних характеристик притягає розробників фазообертачів (ФО), і роботи по вдосконаленню приладів такого типу ведуться дуже інтенсивно.

Як приклад на рисунку 1 приведена конструкція консольного НВЧ-вимикача і його характеристики втрат пропускання і замикання в смузі частот. Використання двох таких ключів в двоканальному перемикачі забезпечує втрати не більше 0,2 дБ у відкритому плечі і розв'язку не менше 30 дБ в другому плечі в частотному діапазоні 0–15 ГГц. Побудова дискретних ФО на МЭМС-ключачах принципово можливо по будь-якій з розглянутих вище схем дискретних ФО. Проте такого роду ключі за своєю технологією погано вбудовуються в звичайні монолітні НВЧ-інтегральні схеми і зовсім не годяться для гібридної технології. Тому усі відомі на сьогодні ФО з використанням МЭМС-ключів є аналогові ФО типу перемикальної лінії. При цьому зберігаються усі переваги МЭМС-технології: висока якість у поєднанні з високою мірою мініатюризації

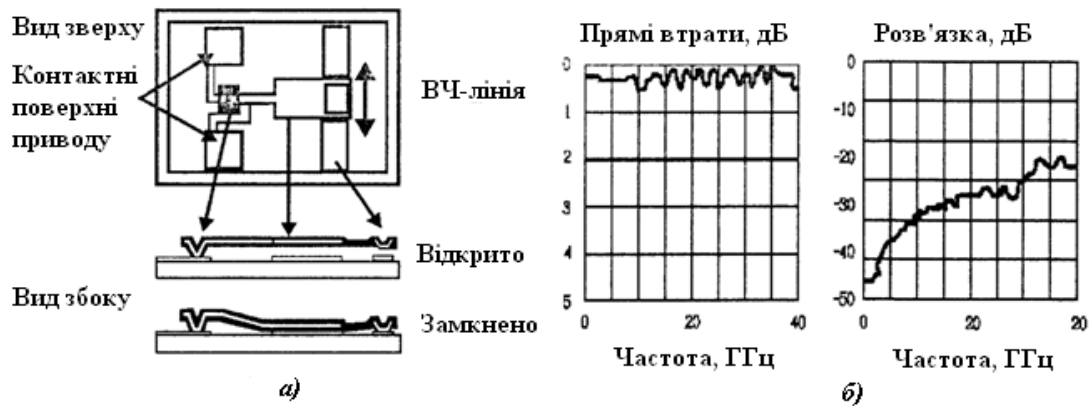


Рис. 1. Конструкція MEMC-ключа з зображенням консолі (а), характеристики MEMC ключа в діапазоні частот (б)

На рисунку 2 показано дві основні схеми перемикачів. Для забезпечення електричного контакту можуть використовуватися або механічні ключі або твердотільні ключі. При простоті механізму для розриву електричного ланцюга, що використовується в механічних ключах, все ж є не таким однозначним. Встановлений струм у відкритому стані ключа від джерела до навантаження змінюється, як тільки контакт ключа почне переміщуватися. При цьому щільність струму може стати такою високою, що частина металевої поверхні розплавиться за рахунок резистивного нагрівання. Газовидна плазма, що утворилася з рідкого металу збереже електричний зв'язок навіть при фізичному розділі контактів ключа. Це може призвести до електричного пробоя або виникненню електричної дуги при роз'єднанні контактів в зоні декількох мікрон, що є критичним для мікроперемикачів в мікросхемах.

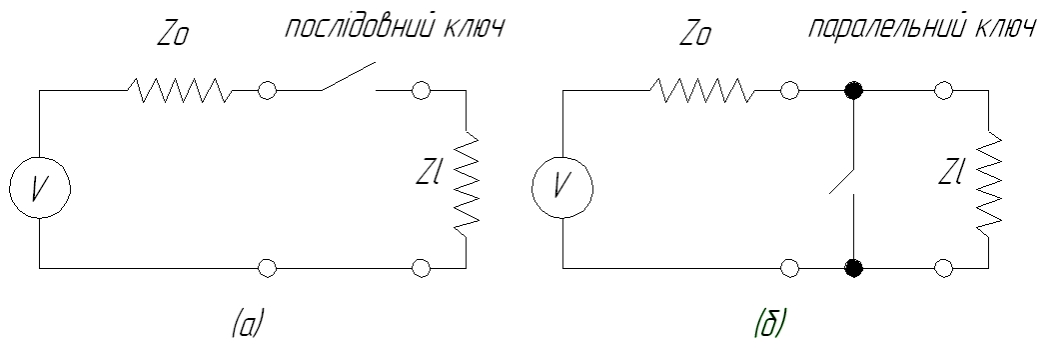


Рис. 2. Типові схеми підключення ключів: а – послідовна схема, б – паралельна схема (Z – імпеданс)

В MEMC фазообертачах використовується широкий спектр матеріалів. Окрім кремнієвих композицій тут використовуються ще чотири групи матеріалів: метали, сплави металів, кераміка і полімери.

В мікросистемах полімери широко застосовуються і в якості структурних, і в якості функціональних матеріалів. В першому випадку використовуються такі властивості полімерів, як їх еластичність, деякі оптичні характеристики і біосумісність. Для побудови полімерних мікросистем можуть використовуватися тонкі і товсті полімерні плівки, а також 3D полімерні структури. В таблиці 1 наведено деякі структурні полімери і відповідні технологічні процеси виготовлення мікросистем на їх основі.

Варто відмітити, що полімери перераховані в таблиці 1, можуть бути використані при побудові чутливих елементів і приводів для мікросистем одночасно і в якості структурних, і в якості функціональних матеріалів. Полімерні тензодатчики і конденсатори можуть служити чутливими елементами для п'єзорезистивних емнісних мікродатчиків, а електростатичні полімери мікроприводи формуються на основі мембранних структур з поліаміду. Важливим є те, що були розроблені спеціальні мікротехнології для виробництва мікросистем на полімерній підкладці.

Структурні полімери, що використовуються в полімерних мікросистемах, володіють обмеженими властивостями при побудові датчиків і приводів, тому в останні роки тут відбувається активне впровадження функціональних полімерів. Для мікропристроїв були розроблені порошкові композиції на основі функціональних полімерів, які містять магнітні і магнітострикційні властивості. Наприклад, полімерна композиція має відмінну магнітострикцію і може використовуватися для побудови мікроприводів. А композиції на основі поліаміду і фериту можуть застосовуватися як полімерні магніти в магнітних мікроприводах.

Таблиця 1

Структурні полімери і технологічні процеси виготовлення мікросистем на їх основі

Найменування полімеру	Структура	Технологічний процес	Властивості, які використовуються
Поліімід	Тонка плівка	Покриття	Еластичність
Силіконовий каучук	Тонка плівка	Відливка	Еластичність
Парілен С	Тонка плівка	Покриття	Пароізоляція
PMMA (поліметилметакрилат)	Товста плівка	Літографія, гаряче тиснення	Еластичність, оптичні властивості
Полікарбонат	Товста плівка	Гаряче тиснення	Еластичність, оптична прозорість
PDMS (полідиметилсилоксан)	Товста плівка	Відливка	Еластичність, біомедична сумісність
Епоксидна смола	Товста плівка	Відливка	Герметизація, опір в великому діапазоні рН
Поліефір	Товста плівка	Формування	Еластичність
Полісульфон	Товста плівка	Відливка	Відмінні механічні і хімічні опори в широкому діапазоні температур (150 – 300 °F)
Акрилат, уретан і т.д.	3D структура	Мікростереолітографія	Еластичність, оптична прозорість, чутливість до УФ випромінювання.

Кераміка є іншою великою групою матеріалів, що застосовується в мікросистемах. В напівпровідникових пристроях і кремнієвих мікросистемах широко використовуються тонкі плівки, з SiO₂ і SiN₄. В деяких мікросистемах застосовуються товсті керамічні плівки і 3D структури. Наприклад, були розроблені керамічні датчики тиску, які здатні працювати при високих температурах, а також мікросистеми на основі карбїду кремнію, які є стійкими до складних оточуючих умов і т.д. Є приклади застосування в мікросистемах і інших функціональних керамічних матеріалів, таких як ZnO, PZT і т.д. Для виробництва мікросистем на основі керамічних матеріалів використовуються наступні методи: трафаретний друк, ламінування, лиття, мікростереолітографія і золь-гелева технологія.

Еквівалентну схему для розрахунку індуктивностей можна зобразити, як сукупність ємнісних і індуктивних елементів. Вони відрізняються тим, що стержні мають різну довжину і діаметр, а значить і еквівалентну індуктивність та відстань елементів стержня, до тіла електродинамічної структури, що визначає ємність.

Номери на еквівалентній схемі та конструктивних елементах співпадають (рис. 3).

Індуктивний зв'язок (комутація відсутня). Розрахуємо індуктивність елемента за методом ділянок окремих елементів з яких складається вся структура.

Метод ділянок полягає в тому, що контури розбиваються на окремі ділянки, кожна з яких має порівняно просту форму. Після чого задача визначення індуктивностей складних контурів зводиться до обчислення індуктивностей окремих ділянок і на їх основі – індуктивностей контурів. Тоді подвійний інтеграл в (1) можна представити у вигляді подвійної суми таких же інтегралів по довжинам окремих ділянок. В результаті для власної індуктивності L контура, що складається з n ділянок, і взаємної індуктивності M двох контурів, що складаються з n і m ділянок, маємо:

$$\left. \begin{aligned} L &= \sum_{k=1}^n L_k + \sum_{k=1}^n \sum_{i=1}^n M_{ki}, i \neq k \\ M &= \sum_{k=1}^n \sum_{i=n+1}^{n+m} M_{ki} \end{aligned} \right\}; \quad (1)$$

Взаємна індуктивність лінійних проводів може бути прийнята рівною взаємній індуктивності осьових ниток l₁ і l₂ цих проводів:

$$M_{ki} = \bar{M}_{ki} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{l_1} \int_{l_2} \frac{dl_1 dl_2 \cos \nu}{r}; \quad (2)$$

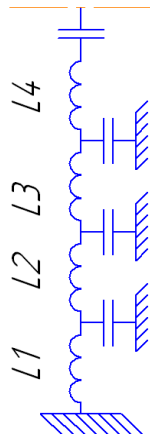


Рис. 3. Індуктивний зв'язок (комутація відсутня)

Власна індуктивність лінійного провода може бути представлена у вигляді:

$$L = N - G + A - Q, \quad (3)$$

де, N – величина, яка залежить тільки від форми і розмірів осі провода і не залежить від форми і розмірів поперечного перерізу;

G , A , Q – величини, які залежать тільки від форми і розмірів поперечного перерізу і від характеру розподілення струму по перерізу, причому з високим ступенем точності A і Q прямують до нуля, тобто:

$$L \approx N - G; \quad (4)$$

Індуктивність прямолінійного провода буде мати вигляд:

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln 2l - 1 - \frac{1}{S^2} \int_s \int_s \ln h dS' ds'' \right). \quad (5)$$

Оскільки третя складова частина в (6) являє собою логарифм середньої геометричної відстані (СГВ) g площі S поперечного перерізу провода від самої себе, можемо записати:

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{g} - 1 \right). \quad (6)$$

Власна індуктивність провода з постійним перерізом при рівномірному розподіленні струму по перерізу дорівнює взаємній індуктивності відповідних еквідистантних ниток віддалених одна від одної на відстані g , рівна середній геометричній відстані площі поперечного перерізу провода від самої себе. Це принцип середніх геометричних відстаней.

Загальна формула індуктивності матиме вигляд:

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{l + \sqrt{l^2 + g^2}}{g} - \frac{\sqrt{l^2 + g^2}}{l} + \frac{g}{l} \right). \quad (7)$$

Принцип дає точний результат для двох нескінченно довгих прямолінійних проводів постійного перерізу. В інших випадках помилка тим менша, чим менший лінійний розмір поперечного перерізу провода порівняно з його довжиною.

Індуктивність провода прямокутного перерізу виходить підстановкою СГВ g для площі прямокутника зі сторонами b і c :

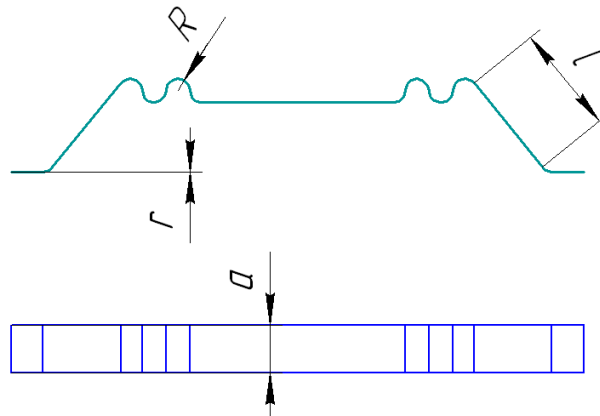
$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{l + \sqrt{l^2 + g^2}}{g} - \frac{\sqrt{l^2 + g^2}}{l} + \frac{g}{l} \right). \quad (8)$$

Частіше використовується наближена формула для g :

$$g = 0,2236(b + c) \text{ і } \ln g = \ln(b + c) - 1,5; \quad (9)$$

Для провода прямокутного перерізу, згідно (4) $\ln(a + r) - 1,5$, і після підстановки в (6) отримаємо:

$$L = \mu_0 R \left(\ln \frac{8R}{a + r} - 0,5 \right); \quad (10)$$



$$b=a, \quad c=l$$

Рис. 4. Основні геометричні параметри мембрани

Результуюча індуктивність комутованого положення мембрани:

$$L = \frac{\frac{1}{2} 3\mu_0 R \cdot \left(\ln \left(\frac{8R}{a \cdot r} \right) - 0,5 \right) + \frac{\mu_0 l}{2\pi} \cdot \left(\ln \left(\frac{1 + \sqrt{l^2 + g^2}}{g} \right) - \frac{\sqrt{l^2 + g^2}}{l} + \frac{l}{g} \right)}{2}; \quad (11)$$

Комутуючий елемент під'єднаний двома гнучкими елементами тому їх сумарна індуктивність буде в два рази менша.

Для вирішення поставленої в ділянці квадратного хвилеводу розташовані дві ортогональні симетричні періодичні структури з елементами, ізольованими від основної частини. Електричне з'єднання ізольованих елементів зі стінками хвилеводу здійснюється за допомогою мікроелектромеханічної системи (МЕМС), яка реалізована у вигляді електромагнітного-керуваного конденсатора, що має один дископодібний електрод покритий діелектриком з великою діелектричною проникністю, а другий рухому плоску пружину з магнітом'якого матеріалу (рис. 4).

В разі щільного прилягання рухомого електроду до діелектричного покриття ємність конденсатора велика. При наявності керуючого магнітного поля, створюваного електромагнітом, рухомий електрод віддаляється від діелектричного покриття на значну відстань. Ефективна діелектрична проникність зазору конденсатора в такому разі набагато менша. Відстань між обкладками набагато більша, що зумовлює малу результуючу ємність.

Таким чином маємо два значення ємності між ізольованими елементами і корпусом хвилеводу, що зумовлює два значення швидкості розповсюдження хвилі в хвилеводі з такою періодичною структурою.

Якщо обидві пари періодичних структур перебувають в однаковому положенні, то ортогональні хвилі розповсюджуються в хвилеводі з однаковою швидкістю, тобто синфазно і не впливають на вид поляризації хвилі, що надходять.

Фазообертач для керування телевізійними сигналами складається з квадратного хвилеводу 1 і прикріплених до нього протилежних внутрішніх сторін чотирьох періодичних структур 8 з ізольованими за допомогою діелектричних втулок 7 інформативними елементами (ІЕ) 3. У своєму складі ІЕ має диск, покритий діелектричною плівкою 5 з великою діелектричною проникністю. Зовні хвилеводу встановлені чотири електромагніти 2. В режимі вимкненого електромагніта, ізольований елемент приєднано до корпусу хвилеводу через конденсатор утворений пружною пластинкою 6, що виготовлена з магнітом'якого матеріалу. В режимі ввімкненого електромагніта пружна пластинка деформується і притискається плоскою своєю частиною до корпусу хвилеводу, до якого в місці притискання приклеєний діелектрик диск 4, призначений для усунення неоднозначності електричного контакту пружина-хвилевід (рис. 6).

Швидкість розповсюдження радіохвилі, площина поляризації якої співпадає з площиною пари періодичних структур, виявляється залежною від положення пружної пластини 6. У випадку відсутності керуючого поля, що створюється електромагнітом 2, ізольовані елементи під'єднані до корпусу хвилеводу, 1 через велику ємність, величина якої визначається площею диска ізольованого елемента 3, товщиною та діелектричною проникністю діелектричної плівки. Якщо магнітне поле присутнє – ємність набагато менша, тому що відстань між елементами конденсатора набагато більша і заповнена повітрям. Різниця цих ємностей і визначає різницю швидкостей розповсюдження радіохвилі вздовж періодичної структури.

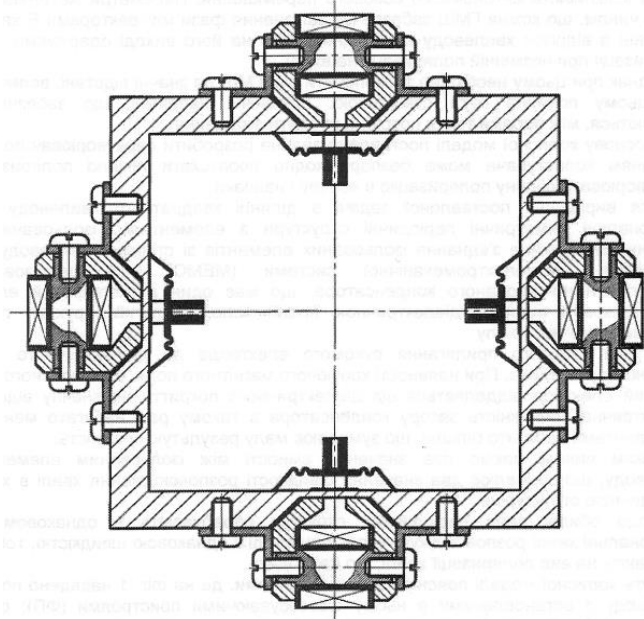


Рис. 5. Поперечний переріз хвильоводу з встановленими в ньому фазо обертаючими пристроями

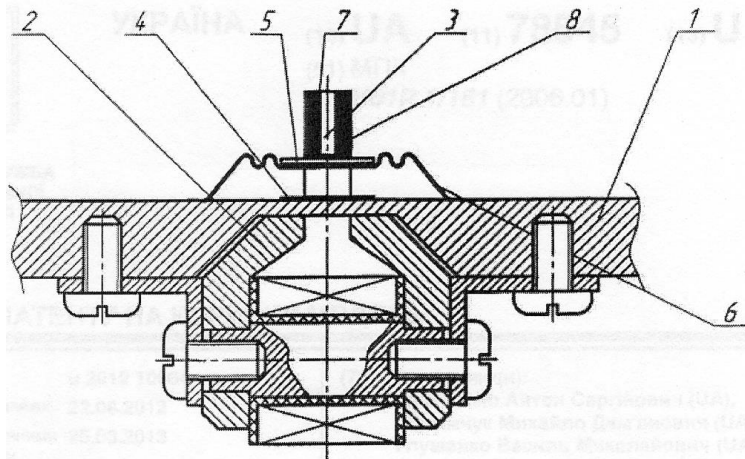


Рис. 6. Збільшена секція фазообертача

Висновки та перспективи подальших розвідок. Розглянута класифікація НВЧ фазообертачів, їх основні характеристики, а також проведено огляд сучасних досліджень по даній темі, на основі якого сформульовані переваги і недоліки існуючих пристроїв. Принцип роботи резонансного фазообертача найбільш зручно пояснити, якщо представити його як МЕМС-ключ, виконаний на підкладці з керованою діелектричною або магнітною проникністю, параметри якого спеціальним чином оптимізовані для використання в якості керованого фазообертача. Резонансний фазообертач, залежно від ширини смуги робочих частот, анізотропії активного середовища, кількості чутливих елементів (ланок) використовуваної гребінчастої структури, можуть мати різну величину керованого зсуву фази. Таким чином, незважаючи на успіхи, досягнуті в області створення НВЧ – фазообертачів, намічаються напрями їх подальшого вдосконалення з метою мінімізації габаритів і загасання, що вноситься, підвищення точності встановлення фазових станів і швидкодії, розширення частотного діапазону і, нарешті, реалізації адаптивних систем контролю точності установки фазових станів.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в наступному, що вперше доведено можливість побудови перетворювачів на МЕМС структурах, які за своїми масо-габаритними властивостями є кращими за вже існуючі також вперше розроблено та досліджено нові, перспективні для застосування в С-діапазоні довжин хвиль конструкції, перетворювачів на МЕМС структурах. Практичне значення одержаних результатів полягає в тому, що отримані характеристики є кращими, від характеристик тих приладів, що реалізовані на сьогоднішній день на основі механічних переміщень частин хвильоводу, що містить структура перетворювача поляризації також результати досліджень дозволяють визначити необхідні конструктивні параметри перетворювачів на МЕМС структурах для реалізації пристроїв з заданими основними характеристиками.

Список використаної літератури:

1. Кочемасов В.Н. СВЧ переключатели на основе МЭМС / В.Н. Кочемасов, А.П. Майстренко // СВЧ-электроника. – М., 2016. – № 1. – С. 52.
2. Sugesh M. Design and Modeling of RF MEMS Phase Shifters Using Various Structures of Coplanar Waveguides / M.Sugesh, B.Nataraj // International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET). – India, Tamilnadu, 2015. – Vol. 2. – No. 3. – 2106 p.
3. Low Loss 2-Bit Distributed MEMS Phase Shifter using Chamfered Transmission Line / V.Prithivirajan, V.Prithivirajan, P.Venkatakrishnan, A.Punitha // Indian Journal of Science and Technology. – India, Adyar, 2015. – Vol. 8. – No. 6. – 510 p.
4. Psychogiou D., Li Y., Hesselbarth J., Kuhne S., Peroulis D., Hierold C. and Hafner C. (2013), *Millimeter-Wave Phase Shifter Based On Waveguide-Mounted RF-MEMS*, Microwave and Optical Technology Letters, USA, Texas, Vol.55, No.3, 465 p.
5. Белов Л. Микроэлектромеханические компоненты радиочастотного диапазона / Л.Белов, М.Житникова // Электроника НТБ. – М., 2013. – № 8. – С. 18.
6. Кочемасов В.Н. Электромеханические переключатели ВЧ/СВЧ-сигналов – основные типы и производители / В.Н. Кочемасов // СВЧ-электроника. – М., 2016. – № 7. – С. 118.
7. Проектирование монолитного двухканального переключателя СВЧ / А.К. Балыко, Ю.М. Богданов, В.И. Васильев и другие // Радиотехника. – М., 2004. – № 2. – С. 40–46.
8. Белов Л.В. Переключатели сверхвысокочастотных сигналов / Л.В. Белов // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – М., 2006. – № 1. – С. 20–25.
9. Петрова А.С. Предельные соотношения для твердотельных многоканальных переключателей лучевого типа / А.С. Петрова // Радиотехника и электроника. – Москва, 1997. – Т. 42, № 5. – С. 553–558.
10. Оборжницький В.І. Реалізація комп'ютерного проектування дискретних НВЧ фазообертачів з комутуючими МЕМС елементами в інтегральному виконанні / В.І. Оборжницький // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». – 2005. – № 522. – С. 90–97.
11. Вендик О.Г. Фазированная антенная решётка – глаза радиотехнической системы / О.Г. Вендик // Соросовский образовательный ж-л. – М., 1997. – № 2. – С.115–120.
12. Васенков А.Г. Микроэлектромеханические системы. Настало время выходить в свет / А.Г. Васенков, В.Ю. Епифанова, В.А. Юдинцев // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – М., 1998. – № 5–6. – С. 55–59.
13. Гимпилович Ю.Б. Влияние нелинейности измерения фазового сдвига зондирующего сигнала на погрешность гомодинного преобразователя частоты / Ю.Б. Гимпилович, И.Б. Широков // Изв. ВУЗов : Серия Радиоэлектроника. – 2006. – Т. 49, № 12. – С. 20–28.
14. Бурштейн Э.Л. О существовании фазового центра диаграммы направленности антенны с плоским раскрытием / Э.Л. Бурштейн, Г.Л. Воскресенский // Тр. Радиотехнического ин-та АН ССОР. – М., 1959. – Т. 1, № 1. – 117 с.
15. Жидко Ю.М. К расчету оптимальных линейных антенн / Ю.М. Жидко // Радиотехника и электроника. – М., 1963. – Т. 8, № 8. – 1473 с.
16. Карпов В.М. Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами / В.М. Карпов, В.А. Малышев, И.В. Перевоицков. – М. : Радио и связь. – 1984. – С. 57–61.

References:

1. Kochemasov, V.N. and Maystrenko, A.P. (2016), *SVCh pereklyuchateli na osnove MEMS*, SVCh-elektronika, Moskva, No. 1, 52 p.
2. Sugesh, M. and Nataraj, B. (2015), «Design and Modeling of RF MEMS Phase Shifters Using Various Structures of Coplanar Waveguides», *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, India, Tamilnadu, Vol. 2, No. 3, 2106 p.
3. Prithivirajan, V., Prithivirajan, V., Venkatakrishnan, P. and Punitha, A. (2015), «Low Loss 2-Bit Distributed MEMS Phase Shifter using Chamfered Transmission Line», *Indian Journal of Science and Technology*, India, Adyar, Vol. 8, No. 6, 510 p.
4. Psychogiou, D., Li, Y., Hesselbarth, J., Kuhne, S., Peroulis, D., Hierold, C. and Hafner, C. (2013), «Millimeter-Wave Phase Shifter Based On Waveguide-Mounted RF-MEMS», *Microwave and Optical Technology Letters*, USA, Texas, Vol. 55, No. 3, 465 p.
5. Belov, L. and Zhitnikova, M. (2013), *Mikroelektromehaniicheskie komponentyi radiochastotnogo diapazona*, Elektronika NTB, Moskva, No. 8, 18 p.
6. Kochemasov, V.N. (2016), «Elektromehaniicheskie pereklyuchateli VCh/SVCh-signalov – osnovnyie tipy i proizvoditeli», *SVCh-elektronika*, Moskva, No. 7, 118 p.
7. Baliko, A.K. (2004), «Proektyrovanye monolytnoho dvukhkanalnoho perekliuchatel'ia SVCh», *Radyotekhnika*, Moskva, No. 2, Pp. 40–46.
8. Belov, L.V. (2006), «Perekliuchately sverkhvisokochastotnykh syhnalov», *ELEKTRONYKA: Nauka, Tekhnolohiya, Byznes*, Moskva, No. 1, Pp. 20–25.
9. Petrova, A.S. (1997), «Predelnie sootnosheniya dlia tverdotelnykh mnokhokanalnykh perekliuchatelei luchevoho typu», *Radyotekhnika y elektronika*, Moskva, Vol. 42, No. 5, Pp. 553–558.
10. Oborzhytskyi, V.I. (2005), «Realizatsiia kompiuternoho proektuvannia dyskretnykh NVCh fazoobertachiv z komutuiuchymy MEMS elementamy v intehralnomu vykonanni», *Visnyk Nats. un-tu «Lvivska politekhnika»*, No. 522, Pp. 90–97.

11. Vendyk, O.H. (1997), «Fazyrovannaia antennaia reshetka – hlaza radyotekhnicheskoi systemi», *Sorosovskiy obrazovatel'nyy zh-l*, Moskva, No. 2, Pp.115–120.
12. Vasenkov, A.H., Epyfanova, V.Iu and Yudyntsev, V.A. (1998), «Mykroelektromekhanicheskiye systemi. Nastalo vremia vikhodyt v svet», *ELEKTRONIKA: Nauka, Tekhnolohiya, Byznes*, Moskva, No. 5–6, Pp. 55–59.
13. Humpylevych, Yu.B. and Shyrovkov, Y.B. (2006), «Vlyanye nelyneinosti yzmereniya fazovoho sdvyha zondyruyushchego syhnala na pohreshnost homodynnoho preobrazovatel'ia chastoti», *Yzv. VUZov, Seriya Radyoelektronika*, Vol. 49, No. 12, Pp. 20–28.
14. Burshtein, E.L. and Voskresenskiy, H.L. (1959), «O sushchestvovanny fazovoho tsentra dyahrammi napravlennosti antenni s ploskym raskrivom», *Tr. Radyotekhnicheskoho un-ta AN SSSR*, Moskva, Vol. 1, No. 1, Pp. 117.
15. Zhydko, Yu.M. (1963), «K raschetu optymalnikh lyneinikh antenn», *Radyotekhnika y elektronika*, Moskva, Vol. 8, No. 8, 473 p.
16. Karpov, V.M., Malishev, V.A and Perevoshchikov, Y.V. (1984), «Shyrokopolosnyye ustroystva SVCh na elementakh s sosredotochennimy parametramy», *Radyo y sviaz*, Moskva, Pp. 57–61.

Гераїмчук Михайло Дем'янович – доктор технічних наук, професор кафедри приладобудування Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського».

Наукові інтереси:

- моделювання та дослідження динамічних систем і процесів;
- комп'ютерні технології.

E-mail: geraimchuk@kpi.ua.

Антоненко Антон Сергійович – інженер-конструктор товариства з обмеженою відповідальністю фірма «СЕМПАЛ КО ЛТД».

Наукові інтереси:

- трьохмірне конструювання;
- комп'ютерний дизайн;
- комп'ютерна графіка і дизайн.

E-mail: ehnaton1990@gmail.com.

Стаття надійшла до редакції 01.10.2018.